

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ЮЖНЫЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи



МИРОНОВА ПОЛИНА ДЕМЬЯНОВНА

АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ МОМЕНТА ПРИЁМА СИНХРОИМПУЛЬСА В
СИСТЕМЕ КВАНТОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КЛЮЧА НА ОСНОВЕ
ОТСЧЁТОВ СО СМЕЖНОЙ ПАРЫ ВРЕМЕННЫХ СЕГМЕНТОВ

2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель
доктор технических наук, профессор Румянцев Константин Евгеньевич

Таганрог-2023

ОГЛАВЛЕНИЕ

СОКРАЩЕНИЯ	4
ВВЕДЕНИЕ.....	5
1 ПРОБЛЕМЫ СИНХРОНИЗАЦИИ В СИСТЕМАХ КВАНТОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КЛЮЧА.....	18
1.1 Тенденции внедрения квантовых технологий для передачи данных в системах связи	18
1.2 Анализ особенностей квантового распределения ключа.....	21
1.3 Специфика синхронизации при квантовом распределении ключа .	24
1.4 Постановка общей научной задачи и формулировка частных задач диссертационных исследований	37
2 ОЦЕНКА МОМЕНТА ПРИЁМА СИНХРОСИГНАЛА В СИСТЕМЕ КВАНТОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КЛЮЧА	40
2.1 Проблема временной синхронизации системы квантового распределения ключа	40
2.2 Обоснование критерия оценки момента приёма синхросигнала ...	42
2.3 Постановка задачи оценки момента приёма синхроимпульса по критерию максимума апостериорной вероятности с учётом квантовой природы сигнального излучения	46
2.4 Оценка момента приёма синхроимпульса по критерию максимума апостериорной вероятности	49
2.5 Выводы к главе 2.....	56
3 СИНТЕЗ ДВУХЭТАПНОГО АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ СИНХРОСИГНАЛА НА ОСНОВЕ СРАВНЕНИЯ СУММЫ ОТСЧЁТОВ СО СМЕЖНОЙ ПАРЫ СЕГМЕНТОВ С ПОРОГОВЫМ УРОВНЕМ В СИСТЕМЕ КРК.....	58
3.1 Анализ типовой структуры и режимов работы аппаратуры синхронизации приёмной станции	58
3.2 Обнаружение синхросигнала на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем.....	61
3.3 Оценка вероятностных характеристик алгоритма обнаружения синхросигнала на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем.....	66
3.4 Оценка вероятностных и временных характеристик этапа поиска двухэтапного алгоритма обнаружения на основе порогового теста.....	77
3.5 Оценка характеристик этапа тестирования двухэтапного алгоритма обнаружения на основе порогового теста.....	83

3.6 Методики проектирования аппаратуры обнаружения синхросигнала на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем.....	86
3.7 Оценка влияния свойств линии связи и функциональных оптоэлектронных элементов на параметры синхронизации.....	95
3.8 Оценка влияния линии связи на параметры синхроимпульсов	98
3.9 Выводы к главе 3.....	102
4 СИНТЕЗ ДВУХЭТАПНОГО АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ СИНХРОСИГНАЛА НА ОСНОВЕ ВЫБОРА СМЕЖНОЙ ПАРЫ СЕГМЕНТОВ С МАКСИМАЛЬНЫМ СУММАРНЫМ ОТСЧЁТОМ В СИСТЕМЕ КРК.....	105
4.1 Обнаружение синхросигнала на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом	105
4.2 Оценка вероятностных характеристик обнаружения при ограничениях на использование формулы для расчёта вероятности при тестовой процедуре в M-ричной системе коммуникации.....	111
4.3 Эффективность двухэтапного алгоритма синхронизации на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом ...	116
4.4 Оценка влияния линии коммутации	124
4.5 Выводы к главе 4.....	127
5 СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ МОМЕНТА ПРИЁМА СИНХРОИМПУЛЬСА НА ОСНОВЕ ОТСЧЁТОВ СО СМЕЖНОЙ ПАРЫ ВРЕМЕННЫХ СЕГМЕНТОВ.....	129
5.1 Моделирование двухэтапного алгоритма грубой оценки момента приёма синхроимпульса на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем.....	129
5.2 Моделирование двухэтапного алгоритма грубой оценки момента приёма синхроимпульса на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом.....	134
5.3 Сравнительный анализ алгоритмов оценки момента приёма синхроимпульса в системе квантового распределения ключа на основе отсчётов со смежной пары временных сегментов	140
5.4 Выводы к главе 5.....	142
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	143
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	145
ПРИЛОЖЕНИЕ А. СЕРТИФИКАТЫ.....	157
ПРИЛОЖЕНИЕ Б. АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ	159

СОКРАЩЕНИЯ

QKD	–	quantum key distribution
ВОЛЗ	–	волоконно-оптическая линия задержки
ВОЛС	–	волоконно-оптическая линия связи
ВОПС	–	волоконно-оптический поляризационный сплиттер
ВОФМ	–	волоконно-оптический фазовый модулятор
ГТИ	–	генератор тактовых импульсов
ЗФ	–	зеркало Фарадея
ИТТ	–	импульс темнового тока
КРК	–	квантовое распределение ключа
ЛЗ	–	линия задержки
НСД	–	несанкционированный доступ
ОЛФД	–	однофотонный лавинный фотодиод
ПОМ	–	передающий оптический модуль
ПРОМ	–	приёмный оптический модуль
УУ	–	устройство управления
ФИ	–	формирователь импульсов
ЦСИ	–	цифровой счётчик импульсов

ВВЕДЕНИЕ

Успешно реализованные волоконно-оптические системы квантового распределения ключа (КРК) с фазовым кодированием состояний фотонов функционируют по схеме с автоматической компенсацией поляризационных искажений и обеспечивают устойчивую работу при изменяющихся внешних факторах [3, 4, 5, 6, 7]. Для эффективной работы автокомпенсационной системы КРК необходимо наличие стабильной синхронизации кодирующей и приёмопередающей станций. Синхронизация станций в составе системы КРК считается установленной в момент регистрации (прихода) квантового синхроимпульса в приёмопередающей станции. Таким образом, проблему синхронизации можно сформулировать как проблему оценки момента приёма синхроимпульса. Временная синхронизация обеспечивается подсистемой синхронизации, являющейся составной частью приёмника. Несовершенство синхронизации может вызывать существенное ухудшение эффективности КРК в целом.

Проблема временной синхронизации изучена для радиоканалов с аддитивными гауссовскими шумами. Этой проблеме посвящены труды как отечественных [8-22], так и зарубежных [23-31] учёных. При этом отмечается, что проблема синхронизации требует учёта специфических свойств оптических систем и особенностей структуры приёмной станции с аппаратурой синхронизации [32].

В оптических системах КРК сигнал с выхода фотодетектора характеризуется квантовой природой, определяющей наличие дробового шума при приёме оптического излучения. Следовательно, традиционный анализ для радиоканалов с аддитивными гауссовскими шумами не применим. Поэтому для оптических каналов необходимо переосмыслить до некоторой степени ряд положений, лежащих в основе проектирования подсистем синхронизации.

Процесс синхронизации предполагает процедуру установления синхронизации станций и процедуру сопровождения (отслеживания) временного положения синхроимпульса в процессе передачи данных. В процессе вхождения в синхронизм станций последовательно выполняются две операции. Операция «грубой» оценки момента приёма (прихода) синхроимпульса посредством поиска и обнаружения сигнала в заданном временном интервале.

После обнаружения сигнала система переходит к операции «точной» оценки момента приёма (прихода) синхроимпульса.

В процессе выполнения операции «грубой» оценки момента приёма синхроимпульса (грубой синхронизации) посредством поиска и обнаружения сигнала в заданном временном интервале возможно принятие ошибочного решения об обнаружении синхроимпульса в заданном временном интервале. По этой причине в [33, 34, 35, 36] предложено операцию грубой синхронизации разбивать на два этапа. На первом этапе поиска производится просмотр (возможно многократное число раз) заданного временного интервала с целью обнаружения синхроимпульса. При обнаружении синхроимпульса аппаратура переходит ко второму этапу тестирования, где производится отбраковка ошибочных решений на этапе поиска.

Анализ процесса синхронизации показывает, что на быстрдействие процедуры вхождения в синхронизм станций наибольшее влияние будет оказывать время выполнения операции грубой синхронизации. Одновременно эта операция будет определять и вероятность установления синхронизации за заданное время. Последнее определяет актуальность поиска оптимального алгоритма синхронизации станций автокомпенсационной системы КРК, позволяющего снизить время вхождения в синхронизм при обеспечении вероятности синхронизации не хуже заданного уровня.

Известные алгоритмы синхронизации подчёркивают применение идеального однофотонного прибора, отличающегося отсутствием времени нечувствительности после регистрации импульсов темнового тока (ИТТ) или фотонов, по сравнению с используемыми в реальных системах однофотонными лавинными фотодиодами (ОЛФД). Время нечувствительности в реальных ОЛФД значительно увеличивает время синхронизации в целом.

Свободным от указанных недостатков является двухэтапный алгоритм, включающий этап поиска и этап тестирования. Здесь в процессе синхронизации аппаратура первоначально осуществляет поиск фотона. При первом превышении порогового уровня процессом с выхода ОЛФД аппаратура переходит на этап тестирования для исключения ошибки синхронизации. Повторный опрос ОЛФД производится только в интервалах ожидаемого прихода квантового импульса во время действия импульса стробирования. В остальное время ОЛФД не реагирует на приём фотонов.

Для известных двухэтапных алгоритмов предложены методики расчёта вероятностных, временных и энергетических характеристик, вероятности ошибки и среднего времени синхронизации. В то же время в методике расчёта параметров синхронизации не учитывалось влияние дисперсионных свойств оптических волокон (ОВ), которое накладывает ограничения на дальность КРК.

Анализ тенденций развития способов и систем КРК показывает, что в фотонах может кодироваться состояние поляризации, фазы или времени [1].

Системы КРК по своей природе чувствительны к поляризации. Во-первых, изменение состояния поляризации фотонов обязано случайным временным флуктуациям двулучепреломления в оптических волокнах [37]. Кроме того, вводимые в волоконно-оптическую линию связи (ВОЛС) фотоны с высокой вероятностью подвергаются случайным изменениям поляризации в результате воздействия температуры и других факторов окружающей среды.

Действительно, для идеальных оптических волокон поляризация излучения оставалась бы постоянной, а нарушения, связанные с поляризацией, могли быть легко устранены. Однако состояние поляризации излучения в стандартном оптическом волокне изменяется вдоль ВОЛС из-за случайного двулучепреломления, вызванного воздействием температуры, механическими напряжениями и неоднородностями сердцевины ОВ. На выходе ВОЛС излучение поляризовано с различной степенью эллиптичности, причём ось эллипса отклоняется от опорной ориентации на случайный угол [38, 39].

Для лабораторно-демонстрационных целей реализация систем с кодированием состояний поляризации фотонов с относительно короткими линиями связи не представляет проблемы. Однако для ВОЛС с протяжённостью 30 км и более поляризационная чувствительность системы КРК представляет значительные трудности [3, 40]. Чувствительность системы КРК к непредсказуемым изменениям поляризации возрастает и с увеличением скорости передачи данных (формирования ключа).

Изменение поляризационных свойств в системе КРК связано и с волоконно-оптическими линиями задержки (ВОЛЗ), входящими в структуру системы КРК с одной ВОЛС. Здесь из-за присутствия неоднородностей и изгибов при накручивании на катушку происходят случайные изменения направлений поляризации фотона. Даже при использовании оптических волокон, сохраняющих поляризацию (PMF), существует вероятность появления

на выходе ВОЛЗ фотона с ортогональной поляризацией по отношению к поляризации фотона на её входе [41].

Помимо этого, при распространении через волоконно-оптический модулятор фазы фотон приобретает дополнительный сдвиг поляризации [42]. Поскольку оптический приёмник на другом конце линии чувствителен к поляризации фотона, то для описанных систем необходимо использовать активное управление поляризацией для поддержания фиксированного поляризационного состояния на входе в приёмник. Второе направление для исключения изменений поляризации фотонов связано с реализацией ВОЛС на оптическом волокне, сохраняющем поляризацию. Любая из этих мер связана с нежелательными затратами и/или усложнением системы. Причём второе направление при реализации протокола КРК с 4-мя поляризационными состояниями вообще не приемлемо для ВОЛС.

В случае фазового кодирования состояний фотонов предпочтительным подходом является использование интерферометра Маха-Цендера, в котором сигналы отдельно модулируются на двух сторонах линии связи, а выходные сигналы плеч интерферометра Маха-Цендера интерферируют в направленных волоконных ответвителях (НВО) X-типа перед подачей на однофотонные фотодетекторы [42, 39].

Однако внедрение систем КРК на интерферометре Маха-Цендера требует оценки влияния на характеристики системы в целом отклонений от идеальных параметров различных функциональных устройств как двух станций (Алиса и Боб), так и подсистемы синхронизации.

Кроме того, известные алгоритмы синхронизации на интерферометре Маха-Цендера предполагают значительные временные затраты на синхронизацию станций системы КРК. Для решения актуальной научной задачи снижения времени синхронизации могут применяться алгоритмы на основе анализа смежных пар интервалов [32]. Однако известные алгоритмы оценки момента приёма синхроимпульса предполагают только этап поиска и обнаружения синхроимпульса без анализа и коррекции вероятности ошибки (этап тестирования), всегда отличной от нуля в связи со статистическим характером сигнальных отсчётов.

Последнее предполагает проведение исследований для поиска оптимального алгоритма оценки момента приёма синхроимпульса в автокомпенсационной системе КРК на основе анализа смежных пар интервалов

(сегментов), позволяющего снизить время вхождения в синхронизм при обеспечении вероятности синхронизации не хуже заданного уровня и включающего этап тестирования для отбраковки ошибочных решений.

Цель диссертационных исследований заключается в уменьшении времени синхронизации при обеспечении вероятности обнаружения синхронизации не хуже заданного уровня за счёт внедрения оптимального алгоритма оценки момента приёма синхроимпульса станций автокомпенсационной системы КРК на основе отсчётов со смежной пары временных сегментов с добавлением этапа тестирования.

Объект исследований: волоконно-оптическая автокомпенсационная система КРК.

Предмет исследований: алгоритм грубой оценки момента приёма синхроимпульса в автокомпенсационной системе КРК на основе отсчётов со смежной пары временных сегментов.

Общая научная задача: разработка и исследование алгоритма оценки момента приёма синхроимпульса в автокомпенсационной системе КРК на основе отсчётов со смежной пары временных сегментов с добавлением этапа тестирования, обеспечивающего снижение времени синхронизации при обеспечении вероятностных характеристик не хуже заданного уровня.

Частные задачи диссертационных исследований:

1. Анализ известных алгоритмов и существующих технических решений синхронизации станций систем КРК. Обоснование актуальности и цели, определение общей научной задачи и частных задач диссертационных исследований.

2. Синтез и анализ двухэтапного алгоритма грубой оценки момента приёма синхросигнала на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем в системе КРК.

3. Синтез и анализ двухэтапного алгоритма грубой оценки момента приёма синхросигнала на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом в системе КРК.

4. Сравнительный анализ эффективности двухэтапных алгоритмов грубой оценки момента приёма синхросигнала на основе отсчётов со смежной пары временных сегментов с учётом дисперсионных свойств среды распространения.

Для решения поставленных задач используются следующие методы исследования:

- методы теории обнаружения для синтеза алгоритма грубой оценки момента приёма синхросигнала в системе КРК;

- методы теории вероятностей и математической статистики при выводе аналитических выражений для расчёта вероятностных характеристик системы КРК в режиме синхронизации;

- численные методы для количественной оценки влияния параметров аппаратуры на вероятностные и временные характеристики синхронизации системы КРК;

- компьютерное моделирование для доказательства эффективности и подтверждения реализуемости предлагаемого алгоритма синхронизации в автокомпенсационных системах КРК.

Основные научные положения, выдвигаемые для защиты:

Положение 1. Поиск оптимального алгоритма оценки момента приёма синхроимпульса в автокомпенсационной системе КРК, позволяющего снизить время синхронизации при обеспечении вероятности обнаружения не хуже заданного уровня с добавлением этапа тестирования для отбраковки ошибочных решений, является актуальной научной задачей.

Положение 2. Разработанный двухэтапный алгоритм грубой оценки момента приёма синхросигнала на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем в системе КРК с добавлением этапа тестирования гарантирует отбраковку ошибочных решений на этапе поиска при обеспечении вероятности обнаружения не хуже заданного уровня.

Положение 3. Разработанный двухэтапный алгоритм грубой оценки момента приёма синхросигнала на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом в системе КРК с добавлением этапа тестирования гарантирует отбраковку ошибочных решений на этапе поиска при обеспечении вероятности обнаружения не хуже заданного уровня.

Положение 4. Сравнительный анализ предложенных двухэтапных алгоритмов оценки момента приёма синхросигнала на основе отсчётов со смежной пары временных сегментов позволяет выбрать оптимальный алгоритм оценки момента приёма синхросигнала на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем, позволяющий снизить время поиска и синхронизации по сравнению с алгоритмом оценки момента приёма синхросигнала на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом.

К наиболее существенным новым научным результатам, полученным в результате диссертационных исследований, относятся:

- двухэтапный алгоритм грубой оценки момента приёма синхросигнала на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем в системе КРК с добавлением этапа тестирования, обеспечивающий вероятность обнаружения не хуже заданного уровня;

- двухэтапный алгоритм грубой оценки момента приёма синхросигнала на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом в системе КРК с добавлением этапа тестирования, обеспечивающий вероятность обнаружения не хуже заданного уровня;

- методика выбора порогового уровня для обеспечения заданной вероятности ложного срабатывания в паре шумовых временных сегментов;

- аналитические выражения для расчёта временных, вероятностных и энергетических характеристик двухэтапных алгоритмов грубой оценки момента приёма синхросигнала на основе отсчётов со смежной пары временных сегментов с учётом свойств среды распространения.

Научная новизна работы состоит в следующем:

Разработан двухэтапный алгоритм грубой оценки момента приёма синхросигнала на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем в системе КРК с добавлением этапа тестирования, отличающийся отбраковкой ошибочных решений на этапе поиска и обеспечивающий вероятность обнаружения не хуже заданного уровня (пункт 5 паспорта специальности).

Разработан двухэтапный алгоритм грубой оценки момента приёма синхросигнала на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом в системе КРК с добавлением этапа тестирования, отличающийся отбраковкой ошибочных решений на этапе поиска и обеспечивающий вероятность обнаружения не хуже заданного уровня (пункт 5 паспорта специальности).

Впервые получены аналитические выражения для расчёта временных, вероятностных и энергетических характеристик двухэтапных алгоритмов грубой оценки момента приёма синхросигнала на основе отсчётов со смежной пары временных сегментов с учётом свойств среды распространения (пункт 5 паспорта специальности).

Практическая ценность работы соответствует пункту 5 паспорта специальности и заключается в следующем:

Двухэтапный алгоритм оценки момента приёма синхроимпульса на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем при обеспечении вероятности успешного поиска и успешного тестирования более 99 % позволяет снизить среднее время синхронизации, по сравнению с двухэтапным алгоритмом оценки момента приёма синхроимпульса на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом. Так, при среднем числе фотонов в синхроимпульсе 5 различие составляет 2 и 1,33 раза для среднего времени поиска и синхронизации соответственно.

Разработана методика выбора порогового уровня для обеспечения заданной вероятности ложного срабатывания в паре шумовых временных сегментов в двухэтапном алгоритме грубой оценки момента приёма синхросигнала на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем.

Разработана методика проектирования аппаратуры обнаружения синхросигнала на основе анализа суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем для волоконно-оптических и атмосферных систем КРК.

Предложены структуры подсистем синхронизации согласно предложенным двухэтапным алгоритмам грубой оценки момента приёма синхросигнала на основе отсчётов со смежной пары временных сегментов.

Сформулированы рекомендации по выбору оптимального алгоритма оценки момента приёма синхроимпульса: при ориентации на быстроедействие алгоритма синхронизации целесообразно использовать алгоритм на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем, позволяющий, кроме того, достичь лучших показателей вероятности успешной синхронизации, по сравнению с алгоритмом на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом при одних и тех же условиях.

Разработаны два программных продукта для ЭВМ, позволяющие моделировать синтезированные алгоритмы грубой оценки момента приёма синхроимпульса в автокомпенсационной системе КРК на основе анализа суммы отсчётов со смежной пары временных сегментов.

Внедрение результатов работы. Результаты разработки двухэтапных алгоритмов оценки момента приёма синхроимпульса в автокомпенсационной системе КРК на основе анализа суммы отсчётов со смежной пары временных

сегментов внедрены в научную работу и учебный процесс кафедры информационной безопасности телекоммуникационных систем, а также в программу повышения квалификации «Квантовые коммуникации», реализуемую в Институте компьютерных технологий и информационной безопасности на основе приказа об утверждении дополнительной образовательной программы № 298 от 27 февраля 2023 г.

Достоверность и обоснованность полученных в диссертационной работе результатов подтверждается корректной постановкой цели и задач, результатами вычислительного эксперимента и строгостью применяемого математического аппарата. Отклонение результатов моделирования от теоретических расчётов составляет не более 1,41 и 1,16 % для алгоритма на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем и алгоритма на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом соответственно, что указывает на правильность полученных аналитических выражений и возможность их применения.

Апробация работы. Основные положения диссертационной работы докладывались и обсуждались на 3-х международных и 8 всероссийских научно-технических конференциях:

- ICCMIT 2018. International Conference on Communication, Management and Information Technology. University of Politecnica de Madrid, Madrid, Spain. Conference Date: April 2-4, 2018;

- International Scientific Conference Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves RSEMW 2019, 24-28 июня 2019, Дивноморское, Россия;

- 13th International Conference on Security of Information and Networks (SIN 2020), 4-7 November 2020, Istanbul, Turkey;

- Всероссийская научно-техническая конференция им. профессора Пьявченко О.Н. «Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении» (КомТех 2020), 3-5 июня 2020, ЮФУ, г. Таганрог;

- II Всероссийская научная конференция «Фундаментальные проблемы информационной безопасности в условиях цифровой трансформации» (FISP-2020), 30 ноября 2020, г. Ставрополь;

- I Всероссийская научно-практическая конференция «Digital Era», 26 марта 2021, г. Грозный;

- V-IX Всероссийские научно-технические конференции молодых ученых, аспирантов, магистрантов и студентов «Фундаментальные и прикладные

аспекты компьютерных технологий и информационной безопасности», 1-7.04.2019, 6-12.04.2020, 5-11.04.2021, 4-9.04.2022, 10-15.04.2023, Таганрог.

Публикации. По результатам диссертационных исследований опубликовано 17 научных работ. Из них в перечне рецензируемых научных изданий, рекомендованных ВАК Минобрнауки России для публикации материалов диссертаций на соискание ученых степеней кандидата и доктора технических наук, в соавторстве с научным руководителем Румянцевым К. Е., опубликованы 3 статьи [43, 44, 45]. В реферируемых изданиях, учитываемых в РИНЦ, опубликовано 6 работ [46-51]. В трудах международных конференций, реферируемых в базе данных «SCOPUS», апробированы 4 научные статьи [52-55]. Четыре статьи принадлежат лично диссертанту [49, 50, 108, 113].

Соответствие паспорту специальности. Диссертация соответствует пункту 5 («Разработка и исследование алгоритмов, включая цифровые, обработки сигналов и информации в радиотехнических устройствах и системах различного назначения, в том числе синтез и оптимизация алгоритмов обработки») паспорта научной специальности 2.2.13 – «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения».

Личный вклад автора. Основные научные результаты, результаты патентных исследований, аналитические выражения для описания двухэтапных алгоритмов грубой оценки момента приёма синхроимпульса в волоконно-оптической автокомпенсационной системе КРК на основе отсчётов со смежной пары сегментов, количественная оценка параметров процесса синхронизации, моделирование предложенных двухэтапных алгоритмов оценки момента приёма синхроимпульса, анализ результатов моделирования, рекомендации по применению алгоритмов, приведённые в диссертации, получены автором лично.

Структура диссертационной работы. Диссертационное исследование написано на русском языке, включает введение, пять глав, заключение, список использованных источников и приложения. Полный объём диссертации составляет 163 страницы, включая 35 рисунков и 12 таблиц. Список литературы содержит 115 наименований. Приложения содержат 7 страниц.

Во введении рассмотрена актуальность проведения исследований для поиска оптимального алгоритма оценки момента приёма синхроимпульса в автокомпенсационной системе КРК на основе анализа смежных пар интервалов (сегментов), позволяющего снизить время вхождения в синхронизм при обеспечении вероятности обнаружения не хуже заданного уровня и

включающего этап тестирования для отбраковки ошибочных решений. Определены объект, предмет, цель и общая научная задача диссертационных исследований, сформулированы частные задачи диссертационных исследований. Отмечена апробация результатов исследований и публикации, научная новизна и практическая ценность работы.

В первой главе рассмотрены тенденции внедрения квантовых технологий для передачи данных в системах связи. Обоснован выбор построения систем КРК с дискретной переменной DV-QKD, потенциально обеспечивающий протяжённую линию связи. Проведен сравнительный анализ реализации систем КРК по протоколу BB84 с временным, поляризационным и фазовым кодированием состояний фотонов. Для дальнейших исследований за основу выбрана реализация систем КРК по протоколу BB84 с фазовым кодированием состояний фотонов в связи с обеспечением рекордной протяжённости ВОЛС и эффективностью в коммерческих решениях реализации системы КРК. Обоснована необходимость в точной и стабильной синхронизации для эффективного и качественного КРК. Поставлена общая научная задача, сформулированы частные задачи диссертационных исследований, определены цель, объект, предмет диссертационных исследований.

Во второй главе сформулированы критерии оптимальной оценки момента приёма синхросигнала при синхронизации станций системы КРК: критерий максимума апостериорной вероятности и критерий условного среднего. Учитывая особенности структуры приёмной станции и квантовую природу синхросигнала, за основу для дальнейших исследований выбран критерий максимума апостериорной вероятности. Получены аналитические выражения для расчёта вероятностных, временных и энергетических характеристик обнаружения по критерию максимума апостериорной вероятности, являющиеся основой для усовершенствования алгоритмов обнаружения синхросигналов. В полученных аналитических выражениях учтены условие равенства длительностей синхроимпульса и временного сегмента и вероятность нахождения синхроимпульса на границе двух смежных временных сегментов.

В третьей главе синтезирован алгоритм грубой оценки момента приёма синхроимпульса на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем. Отличительной особенностью предлагаемого алгоритма является добавление этапа тестирования, обеспечивающего отбраковку ошибочных решений, принятых на этапе поиска, при обеспечении

вероятности обнаружения не хуже заданного уровня. Предложена структура согласно синтезированному двухэтапному алгоритму. Получены аналитические выражения для расчёт временных, вероятностных и энергетических характеристик предложенного алгоритма, в том числе с учётом влияния дисперсионных свойств линии связи. Отмечено значительное снижение допустимого числа кадров и тестов при увеличении среднего числа фотонов в синхроимпульсе (в 5 раз при увеличении среднего числа фотонов в синхроимпульсе с 1 до 5). Разработана методика выбора порогового уровня для обеспечения заданной вероятности ложного срабатывания в паре шумовых временных сегментов. Сформулированы рекомендации по выбору распределения для аппроксимации статистики сигнала: при ориентации на быстроедействие целесообразно использовать модель Гаусса. Однако аппроксимация статистики сигнала моделью Гаусса даёт значение порога на 3...4 пункта ниже реально требуемого уровня, рассчитанного при ориентации на распределение Пуассона. Разработаны методики проектирования аппаратуры обнаружения синхросигнала на основе анализа суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем.

В четвёртой главе синтезирован алгоритм грубой оценки момента приёма синхроимпульса на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом. Отличительной особенностью предлагаемого алгоритма является добавление этапа тестирования, обеспечивающего отбраковку ошибочных решений, принятых на этапе поиска, при обеспечении вероятности обнаружения не хуже заданного уровня. Предложена структура согласно синтезированному двухэтапному алгоритму. Получены аналитические выражения для расчёт временных, вероятностных и энергетических характеристик предложенного алгоритма, в том числе с учётом влияния дисперсионных свойств линии связи. Отмечено снижение среднего времени успешного поиска и успешного тестирования при увеличении среднего числа фотонов в синхроимпульсе (в 1,5 раза при увеличении среднего числа фотонов в синхроимпульсе с 1 до 5). Получены аналитические выражения для экспресс-расчёта вероятности обнаружения синхроимпульса в течение временного кадра, причём при экспресс-расчёте вероятности обнаружения синхроимпульса отклонение составляет не более 5,6 %, по сравнению с расчётом по точным аналитическим выражениям, что указывает на возможность применения упрощённых выражений для увеличения быстрогодействия алгоритма.

В пятой главе проведено моделирование алгоритмов грубой оценки момента приёма синхроимпульса в системе квантового распределения ключа на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем и на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом в среде Matlab, позволяющее количественно оценить вклад вероятностей ложного срабатывания и обнаружения на этапах поиска и тестирования и доказывающее эффективность отбраковки ошибочных решений на этапе поиска благодаря добавлению этапа тестирования. Сравнительный анализ результатов моделирования с теоретическими расчётами показал незначительное отклонение не более 1,41 и 1,16 % для алгоритмов на основе порогового теста и на основе поиска максимального суммарного отсчёта соответственно, что указывает на правильность полученных аналитических выражений и возможность их дальнейшего применения. Отмечено достижение требуемых вероятностей успешного поиска и успешного тестирования более 99,7 и 99,1 % соответственно, что соответствует заданному уровню более 99 %. Отмечен выигрыш по времени поиска и суммарному времени успешной синхронизации алгоритма грубой оценки момента приёма синхроимпульса на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем, по сравнению с алгоритмом грубой оценки момента приёма синхроимпульса на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом.

В заключении подведены итоги диссертационных исследований, обосновано достижение поставленной цели.

В приложениях приведены сертификаты участия в научных конференциях и акты внедрения результатов диссертационной работы.

1 ПРОБЛЕМЫ СИНХРОНИЗАЦИИ В СИСТЕМАХ КВАНТОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КЛЮЧА

1.1 Тенденции внедрения квантовых технологий для передачи данных в системах связи

Обеспечение конфиденциальности передаваемой информации – одна из актуальных задач в системах связи. Классические способы защиты информации в системах передачи наряду с развитием технологий для осуществления несанкционированного доступа (НСД) к информации не обеспечивают требуемый уровень защиты данных. Одним из направлений решения данной проблемы является применение квантовых технологий в системах связи, в том числе для квантового распределения ключа (КРК, QKD). Теоретически это позволяет достичь абсолютной секретности передаваемых данных.

Известны два подхода к генерации секретного ключа в системах КРК. Первый подход основан на кодировании состояния отдельного фотона (с дискретной переменной, Discrete-Variable QKD, DV-QKD). Второй подход основан на волновой природе света (с непрерывной переменной, Continuous-Variable QKD, CV-QKD) [56]. Рассмотрим подробнее указанные способы генерации секретного ключа.

В случае КРК с дискретной переменной (DV-QKD) излучатель (Алиса) отправляет получателю (Бобу) подготовленные квантовые сигналы. В качестве квантовых сигналов в данном подходе используются одиночные фотоны с закодированными данными. В зависимости от используемого в системе КРК протокола квантовой криптографии (КК) у фотона может кодироваться определённое состояние – поляризацию, фазу или время. Для приёма фотонов на стороне получателя используется детектор одиночных фотонов. Полученные после детектирования и согласования между Алисой и Бобом данные используются для формирования секретного ключа.

В случае КРК с непрерывной переменной (CV-QKD) квантовый сигнал состоит из излучения и данных, которые закодированы в квадратуре электромагнитных полей света. Следовательно, для непрерывного детектирования полученных данных, и, впоследствии, для выделения ключа, на стороне получателя вместо детектора одиночных фотонов потребуется когерентное гетеродинное или гомодинное детектирование. Таким образом,

однофотонное детектирование, используемое при DV-QKD, заменяется традиционными методами оптической связи. В таблице 1.1 представлены результаты сравнительного анализа способов распределения ключа DV-QKD и CV-QKD [56].

Таблица 1.1 – Сравнительный анализ КРК с DV-QKD и CV-QKD

Параметр	DV-QKD	CV-QKD
Область применения	Лучше всего подходит для сетей дальней связи (от 40 до 100 км)	Высокая производительность в городских сетях (менее 40 км)
Технология детектирования	Однофотонное детектирование	Когерентное гомодинное или гетеродинное фотодетектирование
Интеграция в сети телекоммуникаций	Менее подходит для интеграции в телекоммуникационные сети. Требуется выделенные оптические волокна для квантового канала	Решение «Plug&Play» легко интегрируется. Нет необходимости в выделенных оптических каналах
Скорость генерации секретного ключа	Более низкая скорость генерации секретных ключей	Более высокая скорость генерации секретных ключей
Коммерческое применение	Зрелая технология, коммерчески доступна в течение 15 лет	Новые технологии на этапе внедрения
Протоколы КК	BB84, B92, SARG04, E91	GG02

В отличие от однофотонных детекторов при КРК с DV-QKD на работу фотодетекторов, используемых при КРК с CV-QKD, не влияет мертвое время.

В разрезе методов кодирования и декодирования информации рассмотренных способов DV-QKD и CV-QKD отдельно выделяют метод поднесущей волны (subcarrier wave, SCW). Данный метод заключается в применении для кодирования информации фазовой модуляции мод поднесущей слабых многомодовых когерентных состояний [57, 58, 59]. Преимуществами метода являются отсутствие необходимости опорного сигнала (обеспечивается несущей на центральной частоте) и возможность мультиплексирования. Известна реализация системы на поднесущей волне по схеме «plug&play» [60], где протяжённость линии связи не превышает 25 км. В связи с обеспечением протяжённых линий связи и доказанной эффективностью за основу для исследований выбраны системы с дискретной переменной DV-QKD.

В классе систем с дискретной переменной DV-QKD различают протоколы с кодированием состояний одиночных фотонов и на основе сцепленных состояний [2]. Известен ряд протоколов КРК с кодированием состояний одиночных фотонов: BB84 (Bennett-Brassard-84) [61], B92 (Bennett-92) [62], BB84 (4+2) [63], с шестью состояниями [64], Гольденберга-Вайдмана [65], Коаши-Имото [66], SARG04 [67]. В основу протоколов с кодированием состояний одиночных фотонов положен принцип абсолютно надёжного различения двух ортогональных квантовых состояний. Защищённость протоколов обеспечивается теоремой о запрете клонирования неизвестного квантового состояния: невозможно создать точную копию неизвестного квантового состояния без влияния на исходное состояние.

Единственным протоколом КРК на основе сцепленных состояний является протокол E91 [68]. В основе протокола лежит парадокс Эйнштейна-Подольского-Розена: два фотона могут находиться в состоянии корреляции, так что измерение одного из них определит результат измерения другого фотона.

Известен ряд коммерческих компаний и организаций, осуществляющих исследование и разработку технических решений КРК с дискретной переменной: ООО «КуРЭйт» (QRate) [69], ООО «СМАРТС-Кванттелеком» [70], MagiQ Technologies [71] и ID Quantique [72]. В таблице 1.2 представлены характеристики коммерческих решений систем КРК.

В коммерческих решениях широко используется протокол BB84 Decoupled State (см. таблицу 1.2), который позволяет достичь рекордных скоростей генерации ключа [79, 80, 81, 82].

Резюме. Проанализированы способы генерации секретного ключа посредством КРК с дискретной DV-QKD и непрерывной CV-QKD переменной, а также принципы обеспечения секретности передаваемых данных. Для дальнейших исследований выбрана система КРК с дискретной переменной на основе протоколов с кодированием состояний одиночных фотонов.

Таблица 1.2 – Характеристики коммерческих решений систем КРК

Компания	Решение системы КРК	Протокол КК	Длина волны, нм	Скорость генерации ключа	Предельная дальность передачи
ID Quantique	Clavis XG QKD System [73]	BB84 Decoy-State	1310	14000 ключей/час, при потерях в канале 24 дБ	120/150 км при потерях в канале 24/30 дБ
	Cerberis XG QKD System [74]	COW	1310	14000/28000 ключей/час, при потерях в канале 18/12 дБ	60/80/90 км при потерях в канале 12/16/18 дБ
	XGR Series – QKD Platform [75]	COW/BB84	-	-	90/150 км при потерях в канале 12-18/24 дБ
	Clavis300 Quantum Cryptography Platform [7]	-	-	6 кбит/с при потерях в канале 12 дБ	70 км при потерях в канале 18 дБ
	Clavis ³ QKD Platform [76]	COW	-	1,4 кбит/с при потерях в канале 12 дБ	50/58/66/75 км при потерях в канале 14/18/16/18 дБ
QRate	QRate QKD312 - высокоскоростное КРК [77]	BB84 Decoy-State	1550±10	40 кбит/с (на расстоянии до 30 км)	120 км при потерях в канале 24 дБ
ООО «СМАРТС-Кванттелеком»	Система КРК на боковых частотах (КРКБЧ) [78]	SHA-3, ГОСТ Р 34.11 - 2012	1530-1565	более 100 бит/с	100 км при потерях в канале 20 дБ

1.2 Анализ особенностей квантового распределения ключа

Проанализируем коммерческие решения систем КРК с дискретной переменной DV-QKD, описание которых можно найти в открытой печати.

На рисунке 1.1 представлена схема системы КРК Clavis³ компании ID Quantique. Система функционирует по протоколу Coherent One-Way (COW, когерентное одностороннее шифрование). Для кодирования информации используются три квантовых состояния фотона. Передатчик (Alice) содержит непрерывный излучающий лазер. Излучение модулируется для получения когерентных оптических импульсов с комбинациями бит. Импульсы ослабляются до квантового уровня и направляются по квантовому каналу к приёмнику. В приёмнике часть импульса поступает в детектор D_{bit} , где генерируется ключ. Другая часть импульса проходит через контрольный интерферометр и поступает в фотодетектор D_{mon} для контроля прослушивания.

Станции формируют электронные сигналы синхронизации.

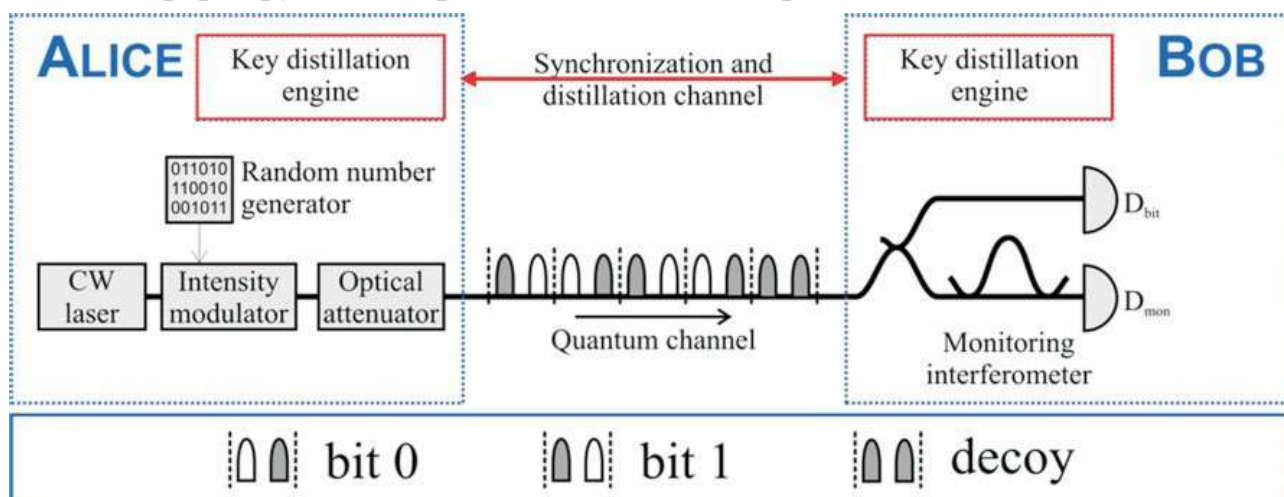


Рисунок 1.1 – Схема КРК Clavis³ QKD Platform компании ID Quantique

Известны две линейки коммерческих решений систем КРК серий XG и XGR от компании ID Quantique. Система Clavis XG QKD обладает более высокой скоростью передачи ключей (более 100 кбит/с) и увеличенной дальностью (до 150 км) [73] для интеграции в магистральные оптические сети дальней связи.

Отличительными особенностями системы КРК поколения Serberis XG QKD [74] является дальность до 90 км при стандартной скорости передачи ключей 2 кбит/с. Обе платформы позволяют реализовать сложные сетевые топологии при централизованном контроле и управлении. Они совместимы с основными технологиями пакетной передачи данных между устройствами Ethernet и цифровой кросс-коммутации OTN.

Для платформы КРК серии XGR [75] обмен ключами возможен по одномодовому оптическому волокну (ОВ) с потерями 12...18 дБ при дальности до 90 км или 24 дБ при дальности до 150 км с использованием волнового мультиплексирования. Оптическая платформа включает систему управления, которая управляет запросами ключей и передачей ключей между оптическими системами КРК и внешними шифраторами.

Успешно реализованные волоконно-оптические системы КРК с фазовым кодированием состояний фотонов функционируют по схеме с автоматической компенсацией поляризационных искажений. Доказано, что автокомпенсационные системы обеспечивают устойчивую работу при изменяющихся внешних факторах [1, 3].

Примером автокомпенсационных систем, функционирующих по принципу «plug&play» («включай и работай»), являются системы id 3000 Clavis и MagiQ

QPN 5505 [34] по протоколу BB84.

Известны три вариации протокола BB84 в системах КРК с поляризационным, фазовым и временным кодированием состояний фотонов. Протоколы BB84 с временным и поляризационным кодированием состояний фотонов не нашли применения из-за необходимости пересылки удвоенного числа бит и невозможности сохранения поляризации фотона при передаче на протяжённые расстояния. С другой стороны, протокол BB84 с фазовым кодированием состояний фотонов широко применяется, обеспечивая рекордные протяжённости ВОЛС. Однако при реализации фазового кодирования состояний фотонов необходимо учитывать ряд особенностей, в частности, включение в схему интерферометра Маха-Цендера [2].

Для эффективной работы системы КРК необходима стабильная разность длин плеч интерферометра в течение сеанса передачи ключа. При превышении разности длин плеч интерферометра долей длины волны излучения появится дрейф фазы и, как следствие, ошибки в переданном ключе.

На рисунке 1.2 представлена структура автокомпенсационной системы КРК с фазовым кодированием состояний фотонов по принципу «plug&play» [2]. Отличительной особенностью реализации является наличие только одного интерферометра в приёмопередающей станции (Боб). Благодаря зеркалу Фарадея части сигнала проходят одинаковый по длительности путь из приёмопередающей станции в кодирующую и обратно, за счёт чего компенсируются искажения поляризации. В связи со стабильной и устойчивой работой автокомпенсационных систем КРК с фазовым кодированием состояний фотонов последние взяты за основу для дальнейших исследований. Однако необходимо отметить, для эффективной работы системы КРК в целом необходима точная синхронизация приёмопередающей и кодирующей станций.

Резюме. Проанализированы системы КРК с временным, поляризационным и фазовым кодированием состояний фотонов. Отмечена эффективность в коммерческих решениях реализации системы КРК с фазовым кодированием состояний фотонов в связи с обеспечением рекордной протяжённости ВОЛС. Обоснован выбор для исследований системы КРК с автоматической компенсацией поляризационных искажений по принципу «plug&play», отличающейся устойчивой и стабильной работой. Необходимым условием эффективной работы систем КРК является наличие точной и стабильной синхронизации станций системы КРК.

1.3 Специфика синхронизации при квантовом распределении ключа

Эффективность КРК невозможна без стабильной и точной синхронизации станций [83, 84, 85, 86, 87]. Исследование и совершенствование синхронизации системы КРК активно ведётся учёными [53, 88-103].

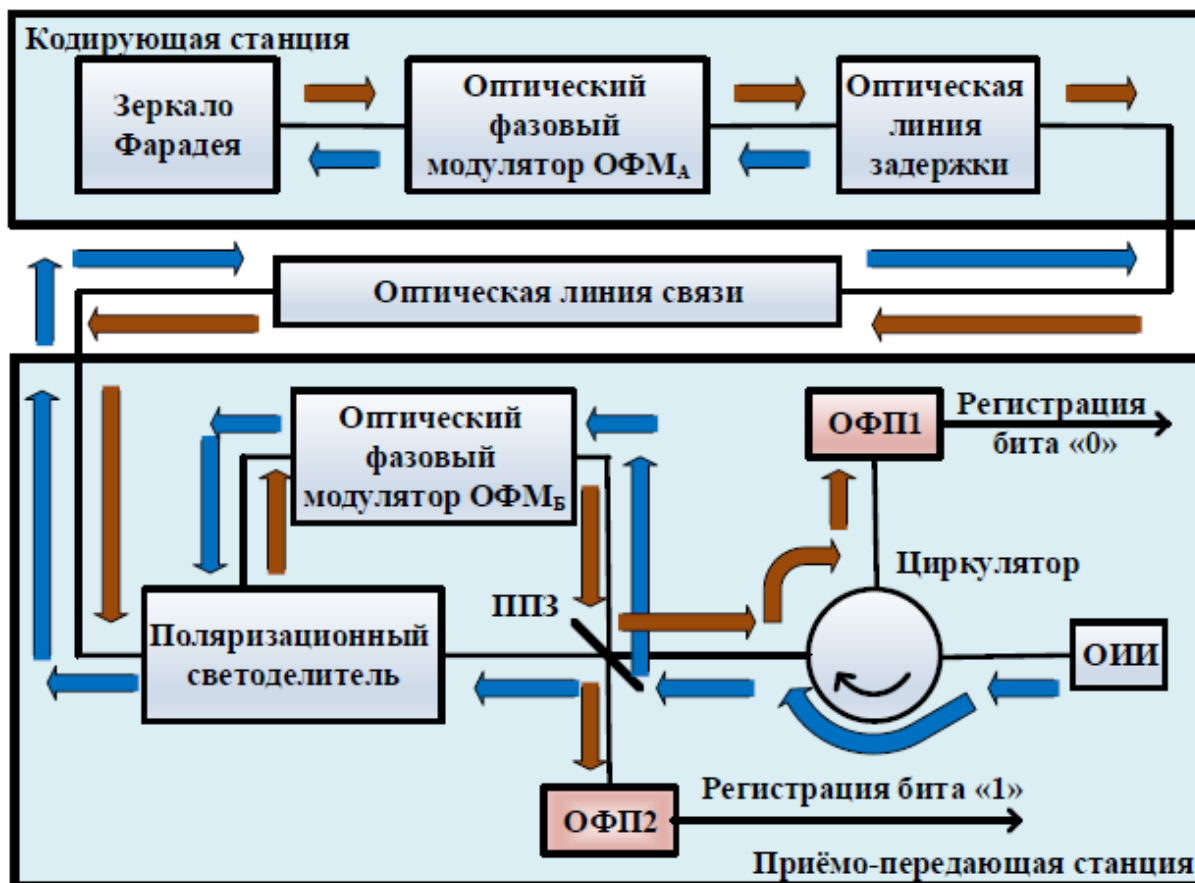


Рисунок 1.2 – Реализация протокола BB84 с фазовым кодированием состояний фотонов по схеме «plug&play» [2]

Коммерческие решения систем КРК реализуют процесс синхронизации станций в многофотонном режиме. Примерами таких систем являются id 3110 Clavis 2 [104] и QPN 5505 [105].

Рассмотрим специфику и проблемы подсистем синхронизации станций в системе КРК. Синхронизация станций считается установленной в момент регистрации (прихода) квантового синхроимпульса в приёмопередающей станции. Временная синхронизация обеспечивается подсистемой синхронизации, являющейся составной частью приёмника. Несовершенство синхронизации может вызывать существенное ухудшение эффективности КРК.

На рисунке 1.3 представлена обобщённая схема подсистемы синхронизации двухэтапного временного алгоритма синхронизации приёмопередающей и кодирующей станций системы КРК. Процедура

синхронизации предполагает две последовательные операции обнаружения синхроимпульса – «грубая» и «точная» оценка момента приёма синхроимпульса. Первая операция «грубой» оценки синхроимпульса подразделяется на два этапа – поиск и тестирование. На этапе поиска аппаратура осуществляет поиск синхроимпульса в заданном временном интервале. При положительном результате поиска аппаратура переходит на этап тестирования, где осуществляется повторная регистрация синхроимпульса. В случае положительного результата тестирования аппаратура переходит к операции «точной» оценки момента приёма синхроимпульса, в течение которой вычисляется временное отклонение положения синхроимпульса от начала сигнального интервала, в котором зарегистрирован синхроимпульс при «грубой» оценке. После завершения операции «точной» оценки момента приёма синхроимпульса аппаратура переходит к процедуре слежения. Задача слежения заключается в коррекции положения синхроимпульса при влиянии внутренних и внешних помех и шумов. Технически организация слежения проще первоначального обнаружения, поэтому не требует значительных временных затрат. В случае сбоя работы системы в целом и нарушении синхронизации станций аппаратура переходит снова к «грубой» оценке момента приёма синхроимпульса.

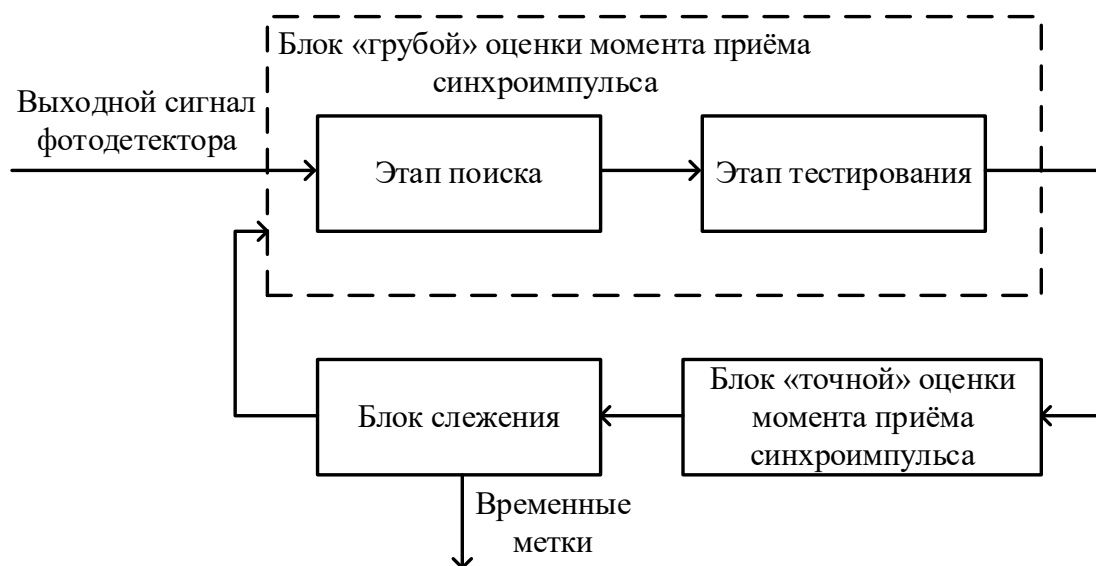


Рисунок 1.3 – Обобщенная архитектура подсистемы синхронизации

Известен патент [106], где предложен метод синхронизации двусторонней системы КРК путём отправки синхросигнала (СС) только в одном направлении, от станции Алиса к станции Боб. Односторонняя передача значительно

Станция Боб также включает однофотонный детектор 22, имеющий оптическую связь с блоком фазовой модуляции МВ. При обратном прохождении от станции Алиса к станции Боб квантовые сигналы через блок модулятора МВ поступают в блок однофотонных детекторов. В двусторонней системе КРК это достигается с помощью интерферометра с фазовым модулятором в одном плече. Блок 22 функционально соединен с блоком синхронизации 30В, который управляет стробированием фотодетекторов. Блок синхронизации 30В функционально связан с блоком фазовой модуляции МВ.

Станция Боб включает блок управления сглаживанием синхронизации квантовых сигналов 36 (далее – дизеринг, dither control), который связан с лазером 12 через оптоволокну F1. Блок управления дизерингом 36 соединен с блоком синхронизации 30В. Станция включает блок фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) 40, электрически соединенный с блоком синхронизации 30В и фотодетектором 32. Фотодетектор 32 оптически соединен с оптическим модемом 20В через ВОЛС F2. Станция Боб включает микроконтроллер 44В. Атенюатор 16В, блок 22 SPD, блок синхронизации 30В, блок управления дизерингом 36 и блок ФАПЧ 40 соединены с микроконтроллером 44В, который предназначен для управления работой этих элементов.

Станция Алиса включает оптический модем 20А, VOA 16А, блок фазового модулятора МА и зеркало Фарадея (FM). Блок МА фазового модулятора электрически соединен с главным блоком синхронизации 30А. Задающий блок синхронизации 30А также соединен с синхрولاзером 46, на выходе 47 которого генерируется лазерное излучение в виде сигналов оптической синхронизации («синхронизация») SC. Выход лазера 47 оптически соединен с модемом 20А через оптоволокну F3. Алиса включает микроконтроллер 44А. Задающий блок синхронизации 30А и VOA 16А электрически связаны с микроконтроллером 44А, который предназначен для управления работой этих элементов.

Синхронизация управляется блоком синхронизации 30А в станции Алиса. В ответ на иницирующий сигнал SI от микроконтроллера 44А главный блок синхронизации 30А генерирует электрический сигнал синхронизации SC', который поступает в лазер 46, который преобразует электрический синхросигнал SC' в оптический синхросигнал SC. Затем оптический синхросигнал SC проходит к оптическому модему 20А по ОВ F3. Оптический модем 20А направляет оптический сигнал синхронизации SC для прохождения по оптоволокну FL к оптическому модему 20В в станции Боб. Оптический модем 20В направляет

оптический синхросигнал на фотодетектор 32, который преобразует оптический синхросигнал обратно в электрический синхросигнал SC'.

Электрический сигнал синхронизации SC' затем поступает на PLL 40, который посылает сигнал на блок синхронизации 30В. PLL 40 выполняет синхронизацию по фазе между ведущим блоком синхронизации 30А и ведомым блоком синхронизации 30В. Главный блок 30А синхронизации также генерирует управляющий сигнал модулятора S1, который активирует блок фазового модулятора МА в станции Алиса, чтобы случайным образом модулировать квантовые сигналы РО из возможных фазовых состояний, когда квантовый сигнал проходит через блок модулятора при обратном распространении к станции Боб. Таким образом, сигналы SC и SC' синхронизируют модуль синхронизации 30В с ведущим модулем синхронизации 30А. ФАПЧ 40 служит для поддержания синхронизации между ведущим и ведомым блоками синхронизации путем фазовой синхронизации двух блоков.

Сигнал S2 управления лазером генерируется блоком синхронизации 30В и проходит к блоку управления дизеринга 36. Затем сигнал S2 поступает на квантовый лазер 12 для генерации выходного квантового импульса РО. Модуль синхронизации 30В генерирует сигнал S3 управления модуляцией, синхронизированный с модулем фазовой модуляции МВ для модуляции квантового сигнала, случайно выбранной из группы возможных фазовых состояний, при распространении квантового сигнала от станции Алиса.

Блок синхронизации 30В также генерирует стробирующий сигнал S4, синхронизированный с ожидаемым приходом дважды модулированного квантового сигнала РО, который поступает в блок 22. Микроконтроллер 44В отслеживает и сохраняет информацию о синхронизации для сигналов управления лазером S2, отправленных блоком синхронизации 30В в блок управления дизерингом 36.

Недостатком способа является отсутствие привязки по времени моментов генерации оптических синхроимпульсов и подачи управляющих сигналов на фазовые модуляторы и однофотонные фотодетекторы. Действительно, в двухсторонней системе КРК с автоматической компенсацией поляризационных искажений синхронизироваться должны обе станции. Однако при распространении оптических синхроимпульсов только в одном направлении от станции Алиса к станции Боб через оптическую среду автоматически невозможно учесть изменения оптического пути.

Также в способе нет сведений об учёте влияния дисперсионных и поляризационных свойств линии связи на параметры синхроимпульса и процесс синхронизации в целом. Временные изменения в процессе эксплуатации системы из-за тепловых и электронных факторов могут привести к уменьшению вероятности успешного приёма квантового импульса. Компенсация временных изменений может быть обеспечена за счёт увеличения времени опроса однофотонного фотодетектора. Однако при этом возрастает вероятность регистрации импульсов темнового тока (ИТТ), приводя к росту ложных срабатываний в однофотонном фотодетекторе. Последнее снижает эффективность системы КРК в целом.

Известен патент [107], где система связи использует КРК. Однофотонный сигнал модулируется по фазе и передаётся по двум плечам с временным мультиплексированием. С каждым исходным однофотонным сигналом в одном из путей передачи передаётся дублирующий сигнал. Дублирующий сигнал идентично модулирован, но ортогонально поляризован. В приёмнике выходы двух плеч объединяются посредством интерферометра.

На рисунке 1.5 представлена схема реализации системы КРК. Система содержит передатчик 1 и приёмник 2, ВОЛС 3. Передатчик включает однофотонный источник, который обеспечивается лазером 4 и аттенюатором 5. Импульсные оптические сигналы, генерируемые лазером 4, ослабляются аттенюатором 5 так, что в каждом временном интервале находится в среднем значительно меньше одного фотона. Квантовые импульсы после аттенюатора поступают на ответвитель 6, который разделяет поровну импульс между двумя плечами секции модулятора передатчика 7. Нижнее плечо модулятора включает фазовый модулятор, которому предшествует контроллер поляризации. Другое плечо обеспечивает временную задержку по отношению к первому плечу, включая контроллер поляризации 8 для установки ортогонального состояния части импульса относительно первого плеча. Затем две части импульса соединяются посредством второго ответвителя 9 с ВОЛС 3.

На входе в приёмник делитель поляризации 10 направляет сигналы из ВОЛС 3 на два плеча секции модулятора 11. Секция включает контроллер поляризации и фазовый модулятор в плече, который принимает сигналы, поляризованные в опорной плоскости, линию задержки и контроллер поляризации в верхнем плече. Задержка равна задержке в передатчике и выравнивает по времени импульсы от двух плеч передатчика. В то же время

контроллеры поляризации приводят сигналы в двух плечах приёмника в одинаковое состояние поляризации. Затем сигналы от двух плеч объединяются в ответвителе и создают конструктивную или деструктивную интерференцию в зависимости от применяемой фазовой модуляции. Сигнал выводится из одного из двух выходных портов оптоволоконного соединителя 14. Отдельные детекторы могут быть предусмотрены для каждого выходного порта, но для удобства в качестве фотодетектора можно использовать один лавинный фотодиод при использовании дополнительной линии задержки.

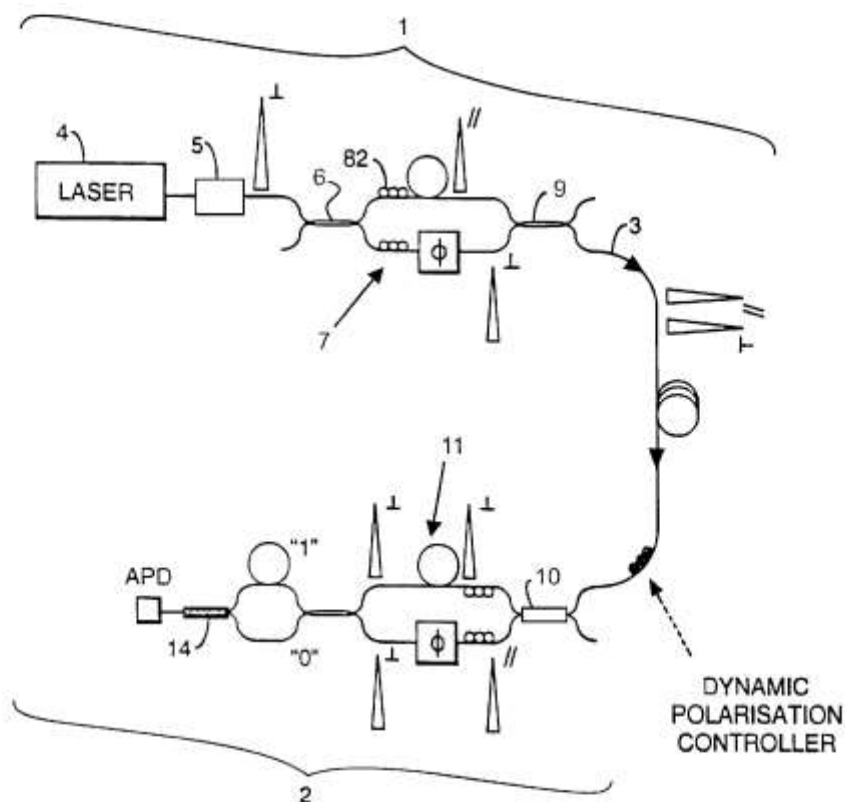


Рисунок 1.5 – Схема реализации системы КРК по патенту [107]

Описанная система чувствительна к поляризации. В приёмнике разделитель поляризации разделяет сигналы между двумя плечами приёмника в соответствии с их состоянием поляризации и применяет задержку только к ветви, принимающей опережающие импульсы, которые поляризованы в направлении, ортогональном опорной плоскости. Однако, если импульсы испытывают дрейф в состоянии поляризации в ходе передачи по линии связи между передатчиком и волокном, тогда составляющая опережающего импульса от передатчика попадёт в нижнее плечо приёмника, в плечо без линии задержки, и поэтому появится на выходе раньше основного выходного сигнала. Точно так же в результате дрейфа поляризации составляющая сигнала, изначально поляризованная параллельно

опорной плоскости, появится в приёмнике на верхней ветви, включающей линию задержки, и поэтому будет дополнительно задержана. Затем этот компонент появится в выходном сигнале в виде заднего бокового пика, следующего за основным пиком при подсчёте фотонов.

На рисунке 1.6 представлен вариант реализации системы КРК [107]. По сравнению с системой на рисунке 1.5 передатчик модифицирован так, что пара импульсов с временной задержкой имеет одинаковую поляризацию и проходит через волокно с сохранением поляризации (РМ) перед входом в ВОЛС 3. Пара импульсов поляризована под углом 45° к быстрой и медленной осям двойного лучепреломления РМ-волокна. Разные скорости распространения вызывают разделение ортогональных поляризационных компонентов импульсов во времени. При падении под углом 45° две составляющие равны по уровню, поэтому общее влияние любого дрейфа поляризации на частоту ошибок практически равно нулю. При других углах падения две компоненты различаются по амплитуде, поэтому частота ошибок показывает некоторую чувствительность к дрейфу поляризации. По мере того, как угол изначально отклоняется от 45° , в системе, где уровень шума в остальном обычно низок, эффект заключается в снижении эффективной скорости передачи данных. По мере удаления угла от 45° частота ошибок начинает резко возрастать. Эта чувствительность увеличивается до тех пор, пока угол падения не станет равным 0° или 90° , т. е. плоскость поляризации соответствует одной из быстрых или медленных осей волокна. В этом случае передаётся только один компонент, и поэтому чувствительность к дрейфу поляризации такая же, как и в обычных системах. Следовательно, предпочтительно, чтобы угол между осью волокна и плоскостью поляризации входного сигнала составлял 45° или, в противном случае, находился в пределах $20^\circ \dots 70^\circ$, а более предпочтительно $35^\circ \dots 55^\circ$. Предпочтительно вторичная временная задержка t_2 выбирается меньше, чем время отклика ЛФД (обычно $300 \dots 500$ пс), но больше, чем ширина оптического импульса 1,5 пс. В большинстве коммерческих волокон РМ задержка в 150 пс может быть получена при длине волокна ~ 150 м. Первичная временная задержка обычно находится в диапазоне от 500 пс до 3 нс. В итоге плоскость поляризации импульсов поворачивается на 45° после волокна РМ.

На стороне приёмника теперь не требуется активный контроль поляризации. Вместо этого сигналы проходят через поляризатор, а затем разделяются между двумя плечами приёмника с помощью ответвителя 50/50. По

мере дрейфа поляризации общая скорость счёта остается постоянной, при этом уменьшенный вклад от лидирующей пары импульсов компенсируется увеличенным вкладом от отстающей пары импульсов, ранее заблокированной поляризатором. Поскольку вторичная задержка между лидирующей и отстающей парами выбрана меньшей, чем время отклика ЛФД, общая форма пиков не меняется, поддерживая максимальное отношение сигнал/шум. Необходимо обратить внимание, что в этой системе скорость передачи ключа и частота фоновых ошибок теперь не зависят от дрейфа поляризации в волокне передатчика, и, следовательно, не требуется никакого активного управления поляризацией. Другие контроллеры поляризации, показанные на рисунке 1.6, являются статическими, поскольку короткие участки волокна в передатчике и приёмнике в принципе могут быть изолированы от любых значительных возмущений окружающей среды. Однако для более компактных и стабильных конфигураций все волокно в передатчике и приёмнике можно заменить волокном, сохраняющим поляризацию (PM).

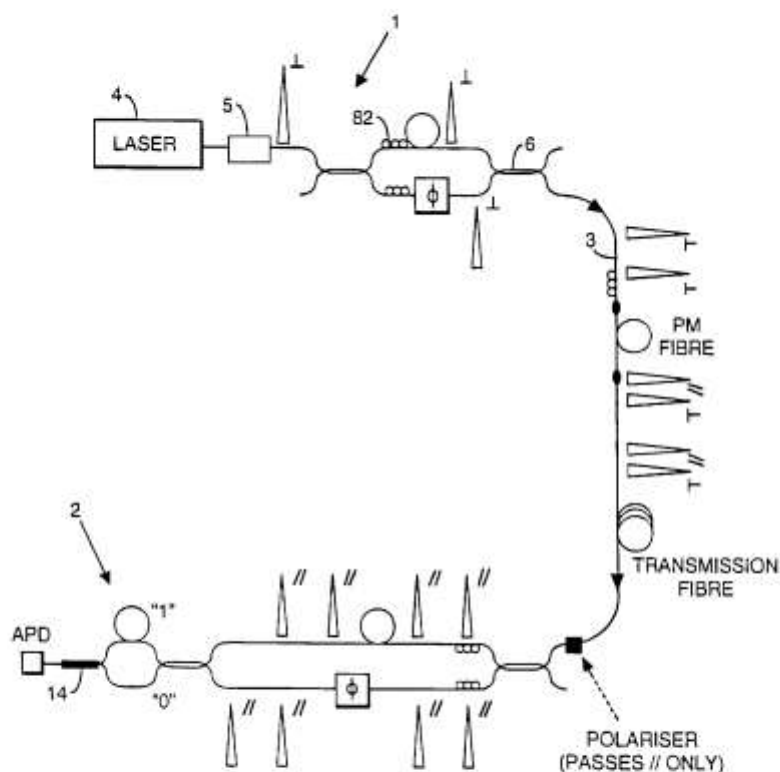


Рисунок 1.6 – Схема варианта реализации системы КРК по патенту [107].

Системы КРК основаны на двух интерферометрах Маха-Цандера (рисунки 1.5 и 1.6), осуществляющих временное мультиплексирование так, что оба интерферирующих импульса следуют по одному и тому же пути между станциями с некоторой задержкой по времени. Тем не менее, импульсы следуют

разными путями в пределах обоих интерферометров на станциях. Для достижения интерференции оба пользователя должны иметь одинаковые интерферометры с теми же коэффициентами связи в каждом плече и такой же длиной пути, а также должны поддерживать их стабильными в пределах нескольких десятков нанометров во время передачи. Таким образом, один интерферометр должен регулироваться относительно другого каждые несколько секунд для компенсации тепловых дрейфов. Данное замечание можно отнести к недостаткам рассмотренной системы КРК.

Поскольку параметры оптоэлектронных компонент, таких как фазовые модуляторы, зависят от поляризации, необходим контроль поляризации в линии передачи и в интерферометрах. Поляризация должна поддерживаться стабильной на дальности в десятки километров, чтобы сохранять юстировку поляризаторов. Очевидно, это неудобно для практического применения.

Указанные недостатки оказывают значительное влияние на точность синхронизации станций. Действительно, реализация системы КРК на двух интерферометрах требует постоянного учёта изменения оптического пути, следовательно, временной подстройки отдельных параметров процесса синхронизации, например – стробирование детекторов. Точный выбор интервала стробирования детектора определяет вероятность успешного обнаружения синхроимпульса. Постоянное изменение длины оптического пути, проходимого синхроимпульсом, требует постоянной подстройки интервала стробирования, в противном случае повышается вероятность пропуска синхросигнала.

Одним из способов решения указанной проблемы является реализация системы КРК на одном интерферометре. В данном случае исключается необходимость подстройки временных параметров системы в связи с прохождением при прямом и обратном распространении частями синхроимпульса одних и тех же оптических путей.

Известен алгоритм синхронизации станций системы КРК, предполагающий реализацию системы на одном интерферометре Маха-Цендера [36]. Алгоритм синхронизации предусматривает повышенную защищённость от несанкционированного доступа, где на каждый синхроимпульс приходится не более одного фотона, как правило – в среднем 0,1 фотона. Временной интервал, равный периоду следования оптических синхроимпульсов T_s , разбивается на временные окна. Алгоритм описывает предварительную («грубую») синхронизацию. Процесс начинается с опроса временных окон, причём каждое

временное окно опрашивается определенное число раз, тем самым формируя выборку – фиксируются количества фотонов и ИТТ в опрашиваемом окне. Анализ показывает [36] значительное увеличение вероятности ошибочного обнаружения сигнального окна при уменьшении среднего числа фотонов за время анализа до фотонного уровня. Необходимо отметить, анализ указанных характеристик проведен при использовании идеального однофотонного счётчика и допущении отсутствия вероятности нахождения синхроимпульса на границе двух временных окон в связи с превышением последними длительности синхроимпульса более чем в 10000 раз.

Предложен модифицированный алгоритм синхронизации станций системы КРК при использовании ОЛФД для регистрации фотонов, причём регистрируется только один (первый) принятый фотон [36]. Здесь временной интервал делится на временные окна, каждое из которых опрашивается определенное число раз, каждый раз при этом фиксируя зарегистрированное число фотонов и ИТТ. Временное окно считается сигнальным, если в нем зарегистрировано наибольшее число срабатываний, по сравнению с другими окнами. Для алгоритма рассмотрен случай нахождения синхроимпульса на границе двух временных окон при соизмеримости длительностей временного окна и синхроимпульса. Отмечено незначительное влияние длительности временного окна на вероятность обнаружения, обусловленное уменьшением числа временных окон при увеличении их длительности при постоянстве среднего числа фотонов в окне.

Рассмотренные алгоритмы синхронизации обеспечивают повышенную безопасность от НСД, однако, с другой стороны, слабый уровень сигнала накладывает значительные ограничения на характеристики системы. Очевидно, при уменьшении уровня сигнала до фотонного значительно сокращается потенциально возможная протяжённость ВОЛС. Другой недостаток решения – значительное увеличение времени предварительной синхронизации. Вследствие слабого сигнала для обеспечения необходимого уровня вероятности правильного обнаружения системе необходимо анализировать временные окна достаточно большое число раз. Исследования представлены для идеальной ВОЛС. При расчётах не учитываются дисперсионные и поляризационные свойства, которые также накладывают ограничение на дальность связи при изначально уже слабом уровне сигнала.

Известен алгоритм синхронизации приёмопередающей и кодирующей

станций системы КРК [35]. Отличительной особенностью алгоритма является уменьшение времени синхронизации автокомпенсационной волоконно-оптической системы КРК с учётом времени восстановления работоспособности ОЛФД. Указанный алгоритм предполагает два этапа синхронизации – поиск и тестирование. Отличие от предыдущего алгоритма синхронизации состоит в анализе временного кадра, равного по длительности периоду следования синхроимпульсов T_s , целиком без разбиения на временные окна. На этапе поиска аппаратура анализирует временной кадр на предмет регистрации синхроимпульса, причём кадру соответствует определенное допустимое число итераций анализа. Отметим, процесс синхронизации протекает в фотонном режиме, как и в предыдущем алгоритме. При срабатывании детектора этап поиска считается успешно завершённым, аппаратура переходит к этапу тестирования, заключающемуся в повторном опросе детектора, только теперь детектор опрашивается в течение стробирующего импульса. При повторном срабатывании детектора на этапе тестирования «грубое» обнаружение синхроимпульса считается успешно завершённым. Предельное допустимое число итераций анализа на этапе тестирования определяется числом тестов. При отсутствии повторного срабатывания в течение предельного числа тестов аппаратура переходит к поиску в следующем кадре.

Рассмотренный алгоритм синхронизации позволяет снизить время вхождения в синхронизм (в 245 раз) при обеспечении повышенной защищённости от НСД, по сравнению с алгоритмом-аналогом с разбиением временного кадра на временные окна. Однако выигрыш во времени достигается при условии малой протяжённости ВОЛС – не более 20 км. Необходимо также отметить, что исследования проведены при условии идеальной среды распространения, исключаяющей влияние дисперсионных свойств на параметры синхроимпульса, без учёта влияния оптоэлектронных элементов системы на изменение поляризации синхроимпульса. В связи с малой протяжённостью ВОЛС – не более 20 км, учёт дисперсионных свойств среды распространения, значительно ограничивающих дальность ВОЛС, сделал бы нецелесообразным применение рассмотренного алгоритма синхронизации, даже при значительном выигрыше по времени.

Известен алгоритм синхронизации станций автокомпенсационной волоконно-оптической системы КРК на однофотонном лавинном фотодиоде с разбиением временного кадра на интервалы при обеспечении энергетической

скрытности процесса синхронизации [34]. Энергетическая скрытность синхронизации обусловлена использованием однофотонного режима передачи. Алгоритм синхронизации предусматривает этапы поиска и тестирования синхроимпульса. На первом этапе временной интервал, равный по длительности периоду следования синхроимпульсов T_s , делится на участки, причём длина каждого последующего участка меньше предыдущего. Далее аппаратура последовательно, начиная с 1-го участка ВОЛС, анализирует участки. Отметим, каждому участку соответствует определенное допустимое число итераций анализа – временных кадров. При положительном результате поиска аппаратура переходит на этап тестирования, в котором в течение импульса стробирования производится попытка повторной регистрации фотона в найденном на этапе поиска участке ВОЛС. Как и на этапе поиска, на этапе тестирования каждому участку соответствует предельное число тестов. При положительном результате тестирования операция «грубого» обнаружения синхроимпульса считается успешно завершённой. В противном случае аппаратура переходит снова к этапу поиска в следующем участке ВОЛС. При отсутствии срабатывания фотодетектора за допустимое число временных кадров на этапе поиска аппаратура также переходит к анализу следующего участка.

Благодаря разбиению ВОЛС на участки с убывающей длиной обеспечивается снижение влияния ИТТ. Увеличивается отношение сигнал/шум, которое на верхних границах участков принимает постоянное значение, обеспечивая тем самым вероятность ошибки синхронизации не хуже требуемого уровня. Это позволяет достичь увеличения протяжённости ВОЛС в разы (до 100 км и более), по сравнению с алгоритмами без разбиения ВОЛС на участки.

Указанный алгоритм синхронизации обладает преимуществом, по сравнению с рассмотренными техническими решениями, заключающимся в реализации системы КРК на одном интерферометре Маха-Цендера, что исключает необходимость непрерывной подстройки интерферометров, как при реализации систем КРК, представленных на рисунках 1.5-1.6. К достоинствам можно отнести увеличение протяжённости ВОЛС в разы по сравнению с другими рассмотренными алгоритмами синхронизации, при обеспечении энергетической скрытности. Однако, с другой стороны, в алгоритме остаётся проблема значительных временных затрат на входение в синхронизм, причём временные характеристики алгоритма и дальность связи также значительно ухудшатся при учёте дисперсионных свойств среды распространения, которые

не приняты в расчёт при разработке рассмотренного алгоритма.

Отметим, реализация канала синхронизации в системах КРК может быть организована путём мультиплексирования с информационным каналом, либо же путём генерации маркерных импульсов, выделяемых непосредственно из информационных сигналов. Мультиплексирование канала синхронизации и информационного канала широко применяется в существующих коммерческих решениях систем КРК [34]. Несмотря на экономию мощности и снижение полосы используемых частот организация синхронизации путём выделения маркерных импульсов из информационных сигналов оказывает влияние на качество синхронизации [32]. Поэтому для дальнейших исследований за основу выбрана реализация синхронизации путём мультиплексирования с информационным каналом.

Рассмотренные алгоритмы синхронизации обладают повышенной защищённостью от НСД и энергетической скрытностью. Однако проблема значительных временных затрат на процесс синхронизации не решена.

Таким образом, снижение времени синхронизации при обеспечении вероятности синхронизации не хуже заданного уровня за счёт внедрения оптимального алгоритма оценки момента приёма синхроимпульса станций автокомпенсационной системы КРК является актуальной научной задачей.

Резюме. Для эффективной работы системы КРК необходима точная и стабильная синхронизация приёмопередающей и кодирующей станций. Синхронизация в системе КРК необходима для управления работой блока стробирования фотодетекторов, модуляторов для фазовой модуляции квантового сигнала, а также лазера для генерации квантового импульса. Анализ технических решений, защищённых патентами, и известных алгоритмов синхронизации указал на ряд недостатков. Так, применение однофотонной синхронизации вследствие передачи слабых синхросигналов замедляет процесс синхронизации, а также накладывает дополнительные ограничения на протяжённость линии связи, что обуславливает выбор многофотонного режима синхронизации для дальнейших исследований.

1.4 Постановка общей научной задачи и формулировка частных задач диссертационных исследований

Для решения задачи снижения времени синхронизации при обеспечении вероятности синхронизации не хуже заданного уровня наиболее близкими

являются алгоритмы, описанные в [32]. Здесь предполагается попарный анализ временных интервалов (сегментов). В первом алгоритме предлагается пороговый тест в каждом положении пары интервалов. Пороговые испытания продолжаются до тех пор, пока пороговый уровень не будет превышен. В момент превышения порогового уровня операция «грубой» синхронизации считается завершённой. Во втором алгоритме производится накопление отсчётов с каждой позиции и выделение пары интервалов с максимальным отсчетом. В момент выделения такой пары операция «грубой» синхронизации считается завершённой. Как первый, так и второй алгоритмы в течение операции «точной» синхронизации компенсируют дополнительный временной сдвиг синхроимпульса относительно временной метки начала временного сегмента с помощью анализа отсчётов на каждом интервале данной пары интервалов.

В описанных алгоритмах операция грубой синхронизации включает *этап поиска сигнальной пары временных интервалов*. Однако в силу статистического характера сигнальных отсчётов всегда присутствует вероятность ошибки. Проблема же отбраковки ошибочных решений в описанных алгоритмах не раскрыта. Кроме того, для алгоритма с пороговым тестом определены вероятность обнаружения сигнальной пары интервалов, вероятность обнаружения импульса в течение одного периода поиска и за заданное время поиска. Приведены формулы для расчёта среднего времени этапа поиска. Отсутствуют выражения для выбора порогового уровня, для расчёта вероятности ложного срабатывания и допустимого числа периодов этапа поиска.

В описанных алгоритмах отсутствуют методики их проектирования даже на этапе поиска сигнальной пары временных интервалов. Наконец, отсутствует сравнительный анализ описанных алгоритмов.

Исследование специфики синхронизации в системах КРК и предварительный анализ существующих алгоритмов и технических решений синхронизации определяют проблемы применения подсистем синхронизации из-за дальности линии связи, ошибок обнаружения сигнальной пары временных интервалов. Поэтому поиск оптимального алгоритма оценки момента приёма синхроимпульса станций автокомпенсационной системы КРК, позволяющего снизить время синхронизации при обеспечении вероятности синхронизации не хуже заданного уровня, является актуальной научной задачей. Алгоритм синхронизации должен включать не только этап поиска сигнальной пары

временных интервалов, но и дополнительно вводимый этап тестирования для отбраковки ошибочных решений.

Цель диссертационных исследований заключается в уменьшении времени синхронизации при обеспечении вероятности обнаружения синхронизации не хуже заданного уровня за счёт внедрения оптимального алгоритма оценки момента приёма синхроимпульса станций автокомпенсационной системы КРК на основе отсчётов со смежной пары временных сегментов с добавлением этапа тестирования.

Объект исследований: волоконно-оптическая автокомпенсационная система КРК.

Предмет исследований: алгоритм грубой оценки момента приёма синхроимпульса в автокомпенсационной системе КРК на основе отсчётов со смежной пары временных сегментов.

Общая научная задача: разработка и исследование алгоритма оценки момента приёма синхроимпульса в автокомпенсационной системе КРК на основе отсчётов со смежной пары временных сегментов с добавлением этапа тестирования, обеспечивающего снижение времени синхронизации при обеспечении вероятностных характеристик не хуже заданного уровня.

Частные задачи диссертационных исследований:

1. Анализ известных алгоритмов и существующих технических решений синхронизации станций систем КРК. Обоснование актуальности и цели, определение общей научной задачи и частных задач диссертационных исследований.

2. Синтез и анализ двухэтапного алгоритма грубой оценки момента приёма синхросигнала на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем в системе КРК.

3. Синтез и анализ двухэтапного алгоритма грубой оценки момента приёма синхросигнала на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом в системе КРК.

4. Сравнительный анализ эффективности двухэтапных алгоритмов грубой оценки момента приёма синхросигнала на основе отсчётов со смежной пары временных сегментов с учётом дисперсионных свойств среды распространения.

2 ОЦЕНКА МОМЕНТА ПРИЁМА СИНХРОСИГНАЛА В СИСТЕМЕ КВАНТОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КЛЮЧА

2.1 Проблема временной синхронизации системы квантового распределения ключа

При квантовом распределении ключа разнесённые станции должны работать синхронно. Временная синхронизация обеспечивается аппаратурой синхронизации, являющейся составной частью системы КРК. Отметим, что несовершенство синхронизации может вызывать существенное ухудшение эффективности системы КРК в целом. Например, осуществление НСД и внесение помех в линию связи нарушает процесс формирования ключевой последовательности в связи с увеличением количества ошибок. Следовательно, увеличивается время формирования просеянной и одобренной ключевой последовательностей, а также повышается вероятность отбраковки ключевых последовательностей на этапах коррекции ошибок и усиления секретности.

Для постановки задачи оценки момента приёма синхроимпульса с учётом квантовой природы сигнального излучения необходимо исследовать особенности структуры приёмопередающей станции с аппаратурой синхронизации (рисунок 2.1) и сформулировать критерий оценки момента приёма синхросигнала.

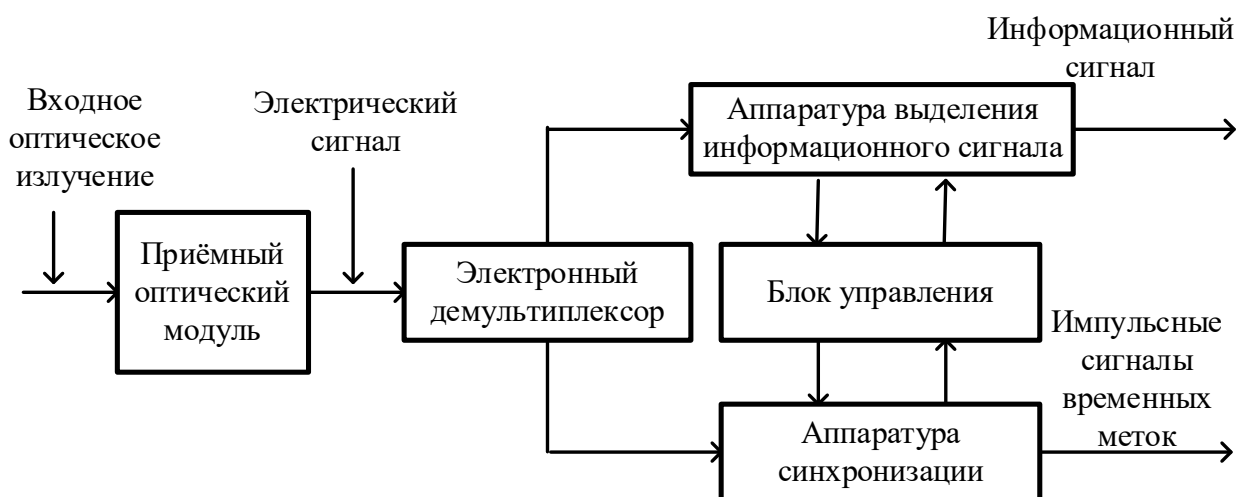


Рисунок 2.1 – Упрощённая структура приёмопередающей станции

Синхросигнал и информационный сигнал передаются по одному каналу путём временного или частотного мультиплексирования. Комбинированный сигнал поступает на вход приёмного оптического модуля, и затем электрический сигнал поступает на демультиплексор, в котором согласно принципам

частотного или временного разделения сигналов выделяются информационный сигнал и синхросигнал.

В приёмных станциях синхросигналы используются для обеспечения:

- синхронизации блока выделения информационного потока;
- формирования временных маркерных меток, определяющих начало двоичных знаковых слов или кадров (длинных последовательностей слов).

Если разделение сигналов достаточно качественно, то выделяемый синхросигнал не зависит от информационного потока.

Вместо посылки синхросигналов совместно с информационными данными часто применяют альтернативный метод синхронизации, когда аппаратура синхронизации генерирует маркерные импульсы, выделяемые непосредственно из информационных сигналов. В этом случае информационный поток оказывает влияние на качество синхронизации. Однако при таком методе синхронизации экономится мощность и снижается полоса используемых частот в системе [32].

Аппаратура, которая выделяет синхросигнал непосредственно из информационного потока, не должна искажать модуляцию последнего или оказывать вредное воздействие на принятие решения декодирующим устройством. Хотя в этом случае процессы детектирования информационных потоков и синхросигналов непосредственно связаны.

Проблема синхронизации может формулироваться как проблема оценки момента (времени) приёма синхросигнала по результатам наблюдения [32]. При этом синтез структуры аппаратуры синхронизации является частным случаем общей проблемы оценки параметров аппаратуры синхронизации.

Применительно к задаче синтеза аппаратуры синхронизации оценка параметров сводится к нахождению оптимального алгоритма для определения момента приёма синхросигнала t_s по отношению к моменту начала работы $t=0$. С этой целью необходимо, во-первых, сформулировать критерий оценки момента приёма синхросигнала, а, во-вторых, установить статистическую связь между оцениваемым параметром и наблюдаемым процессом.

Резюме. Таким образом, уточнены специфические свойства оптических синхросигналов и особенности структуры приёмной станции с аппаратурой синхронизации, что позволяет перейти к выбору критерия оценки момента приёма синхросигнала.

2.2 Обоснование критерия оценки момента приёма синхросигнала

Сущность оценки момента приёма синхросигнала иллюстрирует рисунок 2.2. Входной случайный процесс $u(t)$ представляет сигнальную и шумовую составляющие на выходе фотодетектора. Устройство оценки предназначено для преобразования входного случайного процесса $u(t)$ к форме, позволяющей произвести оптимальную оценку \hat{t}_s момента приёма синхросигнала t_s . Следовательно, устройство оценки описывается некоторой математической операцией $H(u)$ над входной переменной $u(t)$.

Оптимальность оценки момента приёма синхросигнала определяется критерием качества, который устанавливает количественное соответствие между величинами t_s и \hat{t}_s .



Рисунок 2.2 – Модель оценки момента приёма синхросигнала

Для входного процесса $u(t)$, случайно изменяющегося во времени, устройство оценки момента приёма синхросигнала может быть рекуррентным или интервальным.

Рекуррентное устройство оценки выдаёт оптимальную оценку \hat{t}_s непрерывно во времени на основе наблюдения входного процесса $u(t)$ с момента начала работы и до текущего момента.

Интервальное устройство оценки обрабатывает входную переменную $u(t)$ в течение фиксированного интервала времени и выдаёт точечную оценку после завершения процесса обработки.

Когда функция $u(t)$ является процессом, который не может быть обработан в реальном времени (ограниченность быстродействия устройств обработки потока данных), то применяется только интервальная оценка [32]. По этой причине в анализируемой аппаратуре синхронизации ориентируемся на интервальную оценку момента приёма синхросигнала.

Для определения оптимальности оценок используются два наиболее популярных критерия: критерий максимума апостериорной вероятности; критерий условного среднего.

Математическое описание устройств оценки момента приёма

синхросигнала, соответствующее обоим критериям, получается из условной апостериорной плотности распределения $p(t_s|u)$ момента приёма синхросигнала t_s при фиксированном значении переменной $u(t)=u$.

Оценка, доставляющая максимум апостериорной вероятности, является тем значением момента приёма синхросигнала t_s , для которого условная апостериорная плотность распределения $p(t_s|u)$ максимальна ¹:

$$p(\widehat{t}_{s,m}|u) = \max_{t_s} [p(t_s|u)]. \quad (2.1)$$

Оценка $\widehat{t}_{s,m}$ является наиболее вероятным значением момента t_s при входной переменной $u(t)$. Устройство оценки момента приёма синхросигнала по критерию максимума апостериорной вероятности $H_m(u)$ обрабатывает входной процесс $u(t)$ таким образом, чтобы максимизировать значение $\widehat{t}_{s,m}$ [32].

Условная средняя оценка момента приёма синхросигнала $\widehat{t}_{s,c}$ является средним значением по апостериорной плотности $p(t_s|u)$ [²]:

$$\widehat{t}_{s,c} = \int_{-\infty}^{\infty} t_s \cdot p(t_s|u) \cdot du. \quad (2.2)$$

Таким образом, оценка $\widehat{t}_{s,c}$ является математическим ожиданием момента приёма синхросигнала t_s при данном значении $u(t) = u$. Эту оценку часто называют среднеквадратической оценкой, так как значение $\widehat{t}_{s,c}$ из (2.2) является также значением t_s , минимизирующим среднеквадратическое отклонение (СКО) момента приёма синхросигнала $E[(t_s - \widehat{t}_{s,c})^2]$ ³.

Оценки (2.1) и (2.2) по двум критериям зависят от случайной входной переменной $u(t)$. При этом оценка момента приёма синхросигнала $\widehat{t}_{s,m}$ требует вычисления максимума, тогда как оценка $\widehat{t}_{s,c}$ предусматривает интегрирование. В общем случае эти оценки не совпадают. Исключение составляет случай, когда максимум условной апостериорной плотности распределения совпадает с её средним значением.

Получение условной апостериорной плотности распределения вероятности $p(t_s|u)$ принятия переменной $u(t)$ значения u при приёме

¹ Индекс «m» в обозначении $\widehat{t}_{s,m}$ указывает на оценку момента приёма синхросигнала по критерию максимума апостериорной вероятности.

² Индекс «c» в обозначении $\widehat{t}_{s,c}$ указывает на оценку момента приёма синхросигнала по критерию условного среднего.

³ Здесь $E[x]$ обозначает оператор вычисления среднего значения.

синхросигнала в момент t_s проще выполнить, используя соотношение

$$p(t_s|u) = \frac{p(u|t_s) \cdot p(t_s)}{p(u)}. \quad (2.3)$$

Здесь $p(t_s)$ – априорная плотность случайного момента приёма синхросигнала t_s , а $p(u)$ – вероятность того, что входная переменная $u(t)$ принимает значение u . Правая часть формулы (2.3) является плотностью распределения момента t_s и одновременно функцией от u .

Оценка по критерию максимума апостериорной вероятности максимизирует плотность $p(t_s|u)$ по параметру u . Числитель в (2.3) зависит от t_s , то оценка момента приёма синхросигнала $\widehat{t_{s.m}}$ удовлетворяет условию [32]

$$\widehat{t_{s.m}} = \max_{t_s} [p(u|t_s) \cdot p(t_s)]. \quad (2.4)$$

Поскольку максимум параметра является одновременно максимумом любой монотонно возрастающей функции от исходного параметра, то можно искать максимум логарифма функции $p(u|t_s) \cdot p(t_s)$, заменив (2.4) на условие

$$\widehat{t_{s.m}} = \max_{t_s} [\log[p(u|t_s)] + \log[p(t_s)]]. \quad (2.5)$$

Если существует решение для нахождения оценки момента приёма синхросигнала $\widehat{t_{s.m}}$, то оно должно удовлетворять условию экстремальности

$$\left. \frac{\partial}{\partial t_s} \{ \log[p(u|t_s)] + \log[p(t_s)] \} \right|_{t_s = \widehat{t_{s.m}}} = 0. \quad (2.6)$$

Каждое из соотношений (2.4) – (2.6) определяет одну и ту же оценку, и каждое может быть использовано для оценки момента приёма синхросигнала $\widehat{t_{s.m}}$. Соотношение (2.6) особенно полезно, поскольку представляет уравнение, которому должна удовлетворять оптимальная оценка, если, конечно, существуют соответствующие производные.

Преобразуем условную среднюю оценку в (2.2) с учётом (2.3)

$$\widehat{t_{s.c}} = \frac{1}{p(u)} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} t_s \cdot p(u|t_s) \cdot p(t_s) \cdot dt_s. \quad (2.7)$$

Как следует из (2.7), необходимо выполнить интегрирование для оценки момента приёма синхросигнала $\widehat{t_{s.c}}$ по критерию условного среднего. В (2.7) невозможно заменить произведение двух переменных на сумму их логарифмов для упрощения расчётов. Кроме того, здесь нельзя пренебречь знаменателем

$p(u)$, который не оказывает влияния на оценку $\widehat{t_{s,m}}$ по критерию максимума апостериорной вероятности. Действительно параметр $p(u)$ играет роль нормирующего множителя в (2.7). Заметим, что для входного процесса $u(t)$ вероятность $p(u)$ является просто числовым значением [32].

Для определения качества оценки момента приёма синхросигнала $H(u)$ рассчитывается его смещение $E[t_s - H(u)]$ и дисперсия $E[(t_s - H(u))^2] - E[t_s - H(u)]^2$. Усреднение проводится по совместным статистикам t_s и u [32]. Смещение определяет среднее значение ошибки оценки t_s , тогда как дисперсия указывает на разброс оценки относительно среднего значения. Для определения смещения и дисперсии необходимо описать $H(u)$ как функцию аргумента $u(t)$.

Дисперсия любого устройства несмещённой оценки ограничена снизу границей Крамера-Рао (ГКР) [32]

$$\text{ГКР} = - \frac{1}{E \left[\frac{\partial^2 \log[p(u|t_s) \cdot p(t_s)]}{\partial t_s^2} \right]}. \quad (2.8)$$

Чем ниже граница Крамера-Рао, тем меньше дисперсия, которую можно получить в случае несмещённой оценки момента приёма синхросигнала. Устройство оценки, которое обеспечивает достижение границы Крамера-Рао, называют эффективным устройством оценки.

Для условий работы аппаратура синхронизации оценки по критерию максимума апостериорной вероятности и критерию условного среднего близка к эффективной аппаратуре [32]. Следовательно, устройство оценки момента приёма синхросигнала полезно, если оно асимптотически эффективно (ставится эффективным при ограничениях, наложенных на наблюдаемую переменную).

Полезность границы Крамера-Рао вытекает из возможности сравнительно простого вычисления без знания функции $H(u)$. Это позволяет выявить ключевые параметры системы, непосредственно влияющие на качество оценки.

Резюме. Исходя из выявленных особенностей структуры приёмной станции с аппаратурой синхронизации и с учётом квантовой природы синхросигнала для оптимальной оценки момента приёма синхросигнала обоснован выбор критерия максимума апостериорной вероятности.

2.3 Постановка задачи оценки момента приёма синхроимпульса по критерию максимума апостериорной вероятности с учётом квантовой природы сигнального излучения

Применим критерий максимума апостериорной вероятности к анализу аппаратуры синхронизации с учётом квантовой природы входного сигнала фотодетектора. Наблюдаемой переменной является выходной сигнал фотодетектора, на вход которого проецируется оптическое поле. Оптическое поле дискретизировано на конечное число временных сегментов. На выходе фотодетектора формируется вектор числа фотонов за длительность временного сегмента в качестве исходной наблюдаемой переменной.

Рассмотрим случай, когда наблюдаются результаты подсчёта числа сигнальных и фоновых фотонов, пренебрегая тепловыми шумами и случайным характером фотоумножения. Это предполагает применение так называемого однофотонного фотодетектора, способного отдельно регистрировать каждый фотоэлектрон. Здесь фотоэлектрон является результатом преобразования фотона в первичный электрон на фотокатоде фотоприёмника.

Однофотонные фотодетекторы имеют коэффициент умножения заряда не ниже 10 000. Благодаря этому на выходе однофотонного фотодетектора отклик на генерацию сигнального или фонового фотоэлектрона представляет мощный однофотонный импульс (ОФИ). Высокий коэффициент умножения позволяет исключать тепловые шумы нагрузки фотодетектора. Возможность пренебрежения случайным характером умножения заряда обеспечивается введением амплитудной дискриминации процесса с выхода фотодетектора.

Аппаратура синхронизации может за фотон принять импульс темнового тока (ИТТ). В дальнейшем будем разделять сигнальный фотон (отклик однофотонного фотодетектора на приём сигнального фотона) и шумовой импульс (отклик фотодетектора на приём фонового фотона или ИТТ).

Устройство оценки момента приёма синхросигнала включается после фотодетектора и производит последетекторную обработку электрических сигналов для обеспечения наилучшей оценки момента приёма синхроимпульса.

Наблюдаемая величина является дискретным вектором количества отсчётов (сигнальных фотонов и шумовых импульсов) $\vec{n} = (n_1, n_2, \dots, n_{N_w})$, регистрируемых фотодетектором в процессе последовательного анализа N_w временных сегментов (рисунок 2.3) внутри временного кадра $[0, T_s]$. Первому

временному сегменту соответствует интервал $[0, \tau_w]$, второму – $[\tau_w, 2 \cdot \tau_w]$ и т. д. В интервале $[(i - 1) \cdot \tau_w, i \cdot \tau_w]$, $i = \overline{1, N_w}$, размещается i -й сегмент.

Отсчёты являются результатом приёма оптического поля, содержащего синхросигнал с интенсивностью фотонов $\xi_s(t, t_s)$. Здесь t_s – действительный случайный момент приёма синхросигнала, подлежащий оценке. Случайная величина t_s распределена с априорной плотностью $p(t_s)$. Следовательно, необходимо синтезировать алгоритм оценки момента приёма синхросигнала по критерию максимума апостериорной вероятности на основе наблюдения в качестве исходной переменной вектора \vec{n} отсчётов во временных сегментах.

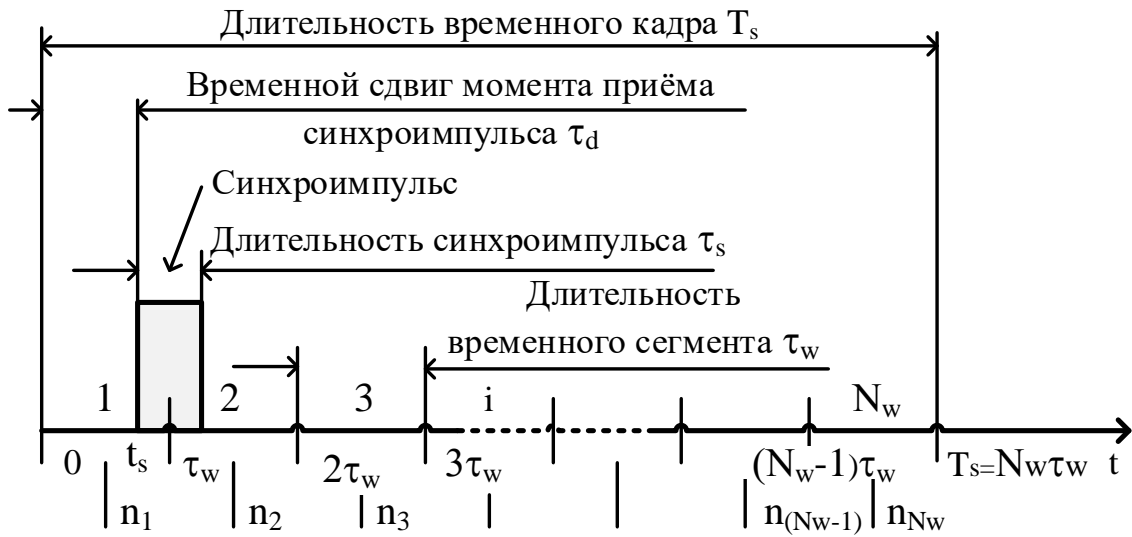


Рисунок 2.3 – Формирование отсчётов фотонов во временных сегментах

Отсчёты $\{n_i, i = \overline{1, N_w}\} = \{n_1, n_2, \dots, n_{N_w}\}$, относящиеся к интервалу $[0, T_s]$, независимы и распределены по закону Пуассона. Совместное распределение количества сигнальных фотонов и шумовых импульсов $p(\vec{n}|t_s)$ определяется произведением распределений отсчётов $p(n_i|t_s)$:

$$p(\vec{n}|t_s) = \prod_{i=1}^{N_w} p(n_i|t_s) = \prod_{i=1}^{N_w} \frac{[\overline{n_{s,i}(t_s)} + \overline{n_b}]^{n_i}}{n_i!} \cdot \exp[-\overline{n_{s,i}(t_s)} - \overline{n_b}]. \quad (2.9)$$

Среднее число регистрируемых сигнальных фотонов $\overline{n_{s,i}(t_s)}$ за время наблюдения i -го сегмента в интервале $[(i - 1) \cdot \tau_w, i \cdot \tau_w]$ определяется интенсивностью (частотой, скоростью) регистрации фотонов $\xi_{s,i}(t, t_s)$

$$\overline{n_{s,i}(t_s)} = \int_{(i-1) \cdot \tau_w}^{i \tau_w} \xi_{s,i}(t, t_s) \cdot dt. \quad (2.10)$$

Из рисунка 2.3 видно, что среднее число регистрируемых сигнальных фотонов отлично от нуля только в 1-м и 2-м временных сегментах. Принято, что интенсивность регистрируемых фотонов фонового излучения и ИТТ ξ_b постоянна и неизменна в пределах временного кадра.

Среднее число шумовых импульсов \bar{n}_b за время наблюдения сегмента τ_w определяется интенсивностью поступления фоновых фотонов и ИТТ ξ_b . Откуда

$$\bar{n}_b = \xi_b \tau_w. \quad (2.11)$$

Отметим, что интенсивность регистрации фотонов и шумовых импульсов при наблюдении i -го сегмента $[(i-1) \cdot \tau_w, i \cdot \tau_w]$ составляет $\xi_i(t, t_s) = \xi_{s,i}(t, t_s) + \xi_b$. В примере на рисунке 2.3 во всех сегментах, кроме 1-го и 2-го сегментов, интенсивность регистрации сигнальных фотонов и шумовых импульсов определяется только фоновым излучением и ИТТ $\xi_i(t, t_s) = \xi_i(t) = \xi_b$, $i = \overline{3, N_w}$.

Оценка параметра t_s по критерию максимума апостериорной вероятности определяется (2.5) или (2.6). Подставив (2.9) в (2.5), находим [32]

$$\widehat{t_{s,m}} = \max_{t_s} \left\{ \sum_{i=1}^{N_w} n_i \cdot \log [\overline{n_{s,i}(t_s)} + \bar{n}_b] - \int_0^{t_s} \xi_s(t, t_s) \cdot dt + \log [p(t_s)] \right\}. \quad (2.12)$$

В (2.12) опущены все члены, не содержащие t_s , и не влияющие на нахождение максимального значения. Единственной операцией, которую необходимо выполнить с наблюдаемыми отсчётами для поиска максимального значения, является умножение (вычисление корреляционной функции) последовательности отсчётов с логарифмом интенсивностей в каждом сегменте.

Форма практической реализации этой операции определяется конкретным видом временной зависимости интенсивности потока фотонов и ИТТ. Если существуют производные функции $\widehat{t_{s,m}}$ по параметру t_s , то для нахождения алгоритма оценки можно использовать (2.5). Тогда

$$\frac{1}{p(\widehat{t_{s,m}})} \cdot \frac{\partial p(\widehat{t_{s,m}})}{\partial t_s} + \sum_{i=1}^{N_w} \left[n_i \left(\frac{1}{\overline{n_{s,i}(t_{s,m})} + \bar{n}_b} \frac{\partial \overline{n_{s,i}(t_{s,m})}}{\partial t_s} \right) \right] - \int_0^{t_s} \frac{\partial \xi_{s,i}(t, t_{s,m})}{\partial t_s} dt = 0. \quad (2.13)$$

В (2.13) суммирование можно интерпретировать как вычисление корреляционной функции. В большинстве случаев выражение (2.13) применяется для предварительного анализа.

Границу Крамера-Рао для дисперсии оценки момента приёма

синхросигнала можно получить, подставив (2.9) в (2.8) Математическое ожидание получается усреднением сначала по $\vec{n} = (n_1, n_2, \dots, n_{N_w})$ при фиксированном $t_{s,m}$, а затем по $t_{s,m}$. Таким образом, имеем [32]

$$\text{ГКР} = \left\{ -E_{t_s} \left[\frac{\partial^2 \log[p(t_s)]}{\partial t_s^2} + E_{\vec{n}} \left\{ \sum_{i=1}^{N_w} \left[n_i \frac{\partial^2 \log[\overline{n_{s,i}(t_s)} + \overline{n_b}]}{\partial t_s^2} - \frac{\partial^2 \overline{n_{s,i}(t_s)}}{\partial t_s^2} \right] \right\} \right] \right\}^{-1}. \quad (2.14)$$

Поскольку $E(n_i | t_s) = \overline{n_{s,i}(t_s)} + \overline{n_b}$, то, после дифференцирования в (2.14),

$$\text{ГКР} = \left\{ E_{t_s} \left[-\frac{\partial^2 \log[p(t_s)]}{\partial t_s^2} + \sum_{i=1}^{N_w} \left[\frac{1}{\overline{n_{s,i}(t_s)} + \overline{n_b}} \cdot \frac{\partial \overline{n_{s,i}(t_s)}}{\partial t_s} \right] \right] \right\}^{-1}. \quad (2.15)$$

Резюме. Полученные уравнения являются основой для получения алгоритмов оценки моментов приёма пачки синхроимпульсов.

2.4 Оценка момента приёма синхроимпульса по критерию максимума апостериорной вероятности

Оценка момента приёма синхросигнала непрерывно повторяется путём многократной передачи оптического поля. По этой причине представим интенсивность сигнальных фотонов в виде периодической функции $\xi_s(t, t_s)$ по времени t с периодом повторения T_s . Причём длительность временного кадра составляет T_s и равна периоду функции $\xi_s(t, t_s)$.

Тогда задача оценки сводится к наблюдению на временных интервалах $[(j-1) \cdot T_s, j \cdot T_s], j = \overline{1, N_s}$ синхроимпульсов с выхода однофотонного фотодетектора, вызванных оптическим полем с интенсивностью $\xi_s(t, t_s)$. Процесс определения моментов приёма синхроимпульсов $[t_s + (j-1) \cdot T_s], j = \overline{1, N_s}$ повторяется в последующих временных кадрах $[(j-1) \cdot T_s, j \cdot T_s], j = \overline{2, N_s}$ для получения уточнённых оценок.

Используем полученные ранее уравнения для оценки времени приёма синхросигнала на основе критерия максимума апостериорной вероятности, предполагая преобладание квантовых шумов сигнального излучения над фоновыми и тепловыми шумами, а также шумами темнового тока. Последнее характерно при использовании фотоэмиссионных приборов (ФЭП) с внутренним умножением заряда и лавинных фотодиодов (ЛФД) с коэффициентом умножения более 10 000.

Оценка момента приёма синхросигнала t_s по критерию максимума

апостериорной вероятности при учёте лишь квантовых шумов сигнального излучения непосредственно следует из (2.12) при $\overline{n_b}=0$ [32]

$$\widehat{t_{s,m}} = \max_{t_s} \left\{ \int_0^{T_s} u(t) \cdot \log[\overline{n_s(t_s)}] \cdot dt - \int_0^{T_s} \xi_s(t, t_s) \cdot dt + \log[p(t_s)] \right\}, \quad (2.16)$$

где $u(t)$ – сигнал на выходе фотоэмиссионного прибора.

Периодическую функцию $u(t)$ с периодом T_s можно представить рядом Фурье, содержащим постоянную составляющую и гармоники частоты $1/T_s$. Интеграл от каждой из гармоник в (2.16) равен нулю, а результат интегрирования постоянной составляющей не зависит от момента t_s . Поэтому оценка момента приёма синхросигнала обеспечивается по формуле [32]

$$\widehat{t_{s,m}} = \widehat{t_s} = \max_{t_s} \left\{ \int_0^{T_s} u(t) \cdot \log[\overline{n_s(t - t_s)}] \cdot dt + \log[p(t_s)] \right\}. \quad (2.17)$$

Отметим, что $\frac{d\overline{n_s(t-t_s)}}{dt_s} = -\frac{d\overline{n_s(t-t_s)}}{dt}$. Если интенсивность $\overline{n_s(t)}$ дифференцируема, то оценка момента приёма синхросигнала будет удовлетворять уравнению [32]

$$\frac{d\log[p(\widehat{t_s})]}{d\widehat{t_s}} = \int_0^{T_s} u(t) \cdot \left[\frac{d}{dt} (\log[\overline{n_s(t - \widehat{t_s})}]) \right] \cdot dt. \quad (2.18)$$

Устройство оценки момента приёма синхросигнала, реализующее алгоритм (2.17), представляет набор корреляторов, на вход которых поступают значения логарифмов интенсивности для каждого возможного значения t_s с последующим устройством выбора максимального значения.

Уравнение (2.18) определяет общий вид цепи обратной связи следящего коррелятора, включающего вычисление производной по времени от логарифма интенсивности. Конкретный вид цепи обратной связи зависит от формы $\xi_s(t)$.

Рассмотрим случай, когда момент приёма синхросигнала описывается нормальным распределением с математическим ожиданием $m_{t_s} = t_s$ и дисперсией $\sigma_{t_s}^2 = (\tau_s/2)^2$. Причём полагаем, что $\tau_s = \tau_w$.

Пусть интенсивность сигнальных фотонов представляет собой периодическую последовательность синхроимпульсов, где интенсивность появления фотонов и ИТТ в каждом импульсе описывается функцией

$$\overline{n_s(t)} = \overline{n_{s0}} \cdot \frac{T_s}{\sqrt{2 \cdot \pi} \cdot \tau_s / 2} \cdot \exp\left(-\frac{(t - m_{ts})^2}{\tau_s^2 / 2}\right), -\frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{T_s}{2}.$$

Таким образом, синхроимпульсы имеют гауссовскую форму с длительностью $\tau_s = \tau_w$ по уровню $\exp(-1)$, как показано на рисунке 2.4.

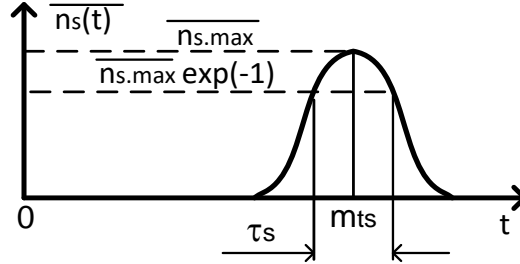


Рисунок 2.4 – Форма и временное положение синхроимпульса

В анализируемых системах КРК всегда период следования синхроимпульсов T_s во много раз превышает длительность синхроимпульса. Следовательно, краевым эффектом можно пренебречь. Для этого случая

$$\frac{d}{dt} \log[\overline{n_s(t)}] = \frac{d}{dt} \left[-\frac{t^2}{\tau_s^2 / 2} \right] = -\frac{t}{\tau_s^2 / 4}.$$

Тогда (2.18) принимает вид $\frac{\hat{t}_s - m_{ts}}{\sigma_{\hat{t}_s}^2} = \frac{4}{\tau_s^2} \int_0^{T_s} u(t) \cdot (t - \hat{t}_s) \cdot dt$. Откуда [32]

$$\hat{t}_s = \left(\int_0^{T_s} t \cdot u(t) \cdot dt + m_{ts} \right) / \left(\int_0^{T_s} u(t) \cdot dt + 1 \right). \quad (2.19)$$

Интеграл в знаменателе формулы представляет общее число фотонов и ИТТ во временном кадре. Интеграл в числителе определяет «центр тяжести» наблюдаемого процесса $u(t)$. Таким образом, устройство оценки момента приёма синхросигнала по критерию максимума апостериорной вероятности производит подсчёт среднего числа фотонов и ИТТ и использует результат для оценки момента приёма синхросигнала по формуле (2.19). В типичной ситуации начальная неопределённость момента приёма синхросигнала во много раз превышает длительность синхросигнала, так что и оценка приближённо равна отношению приведённых выше интегралов.

Устройство оценки меняет вид, если импульсы становятся менее гладкими. В [32] показано, что граница Крамера-Рао для оценки момента приёма синхросигнала минимальна, если передаётся периодическая последовательность прямоугольных коротких импульсов. Такая реализация интенсивности фотонов

и ИТТ соответствует передаче узких оптических синхроимпульсов.

Сигнал прямоугольной формы не является дифференцируемой функцией. Однако устройство оценки, реализующее (2.17), сохраняет свойства оценки по критерию максимума апостериорной вероятности. Для импульсной функции $\xi_s(t)$ коррелятор сводится к интегратору по интервалу, равному длительности импульса. Операция интегрирования начинается в каждый возможный момент приёма синхроимпульса t_s . Такая операция часто называется интегрированием «скользящим окном». Здесь значение момента приёма синхроимпульса, при котором функция (2.17) достигает максимального значения, является оценкой по критерию максимума апостериорной вероятности [32].

К сожалению, при интегрировании «скользящим окном» теоретически требуется просмотр всех значений t_s внутри временного кадра $[0, T_s]$. Такой просмотр часто может быть выполнен посредством разделения процесса оценки момента приёма синхросигнала на операции «грубой» и «точной» оценки.

Действительно, представим момент приёма синхроимпульса в виде двух слагаемых $t_s = j_w \cdot \tau_s + \Delta_{ts}$, где j_w – целое число, соответствующее номеру временного сегмента (окна), содержащего передний фронт синхроимпульса; τ_s – длительность синхроимпульса, равная в анализируемом случае длительности временного сегмента τ_w ; Δ_{ts} – временной сдвиг положения синхроимпульса в пределах j_w -го сегмента, причём $0 \leq \Delta_{ts} \leq \tau_s$. Фактически время до момента приёма синхроимпульса помимо деления на целое число временных сегментов, равных длительности синхроимпульса, включает сдвиг Δ_{ts} (рисунок 2.5).

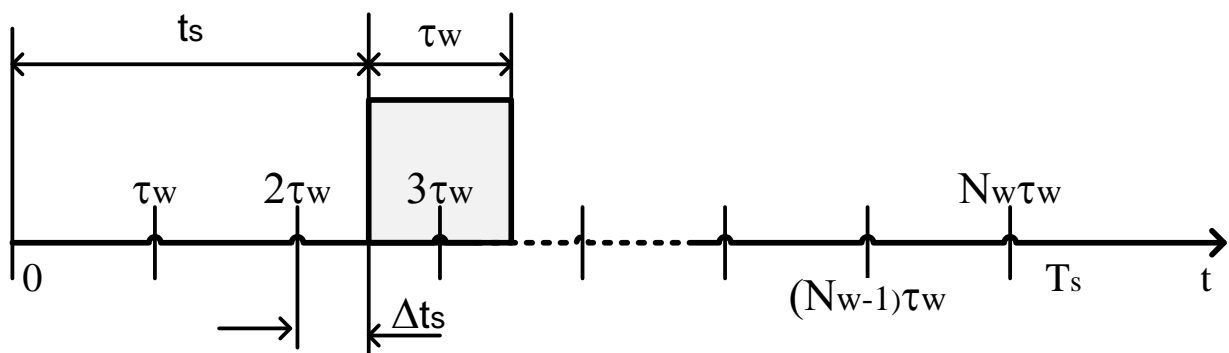


Рисунок 2.5 – Процесс оценки момента приёма синхроимпульса

В этом случае оценка момента приёма синхроимпульса t_s по критерию максимума апостериорной вероятности может быть получена в виде

$$\hat{t}_s = \hat{j}_w \cdot \tau_s + \hat{\Delta}_{ts}. \quad (2.20)$$

Из (2.20) видно, что оценка момента приёма синхроимпульса может быть получена путём одновременного оценивания номера временного сегмента (окна) \widehat{j}_w , в котором располагается синхроимпульс, и временного сдвига положения синхроимпульса в пределах временного сегмента $\widehat{\Delta}_{ts}$.

Вычисление \widehat{j}_w можно рассматривать как «грубую» оценку, тогда как оценка $\widehat{\Delta}_{ts}$ представляет «точную» оценку момента приёма синхроимпульса.

На практике изменение момента приёма синхроимпульса t_s от кадра к кадру обычно не превышает длительности синхроимпульса. В этих условиях при грубом оценивании в течение одного кадра оценивается только номер временного сегмента j_w . В следующем временном кадре (при точном оценивании) вычисляется временной сдвиг положения синхроимпульса Δ_{ts} в пределах выделенного временного сегмента с номером j_w . Такой алгоритм оценивания часто оказывается более простой, хотя и достигается за счёт увеличения суммарного времени оценивания, необходимого для последовательного выполнения оценок двух случайных величин.

Чтобы сформулировать задачу грубого оценивания, представим наблюдаемый процесс вектором последовательности числа регистрируемых отсчётов $\vec{n} = (n_1, n_2, \dots, n_{N_w})$ в непересекающихся временных сегментах длительностью τ_w в пределах интервала $[0, T_s]$. Если известна априорная совместная плотность $p(j_w, \Delta_{ts})$, то можно дать оценку только для j_w по критерию максимума апостериорной вероятности из соотношения [32]

$$\widehat{j}_w = \max_{j_w} [p(j_w | \vec{n})] = \max_{j_w} \left\{ \int_0^{\tau_w} p(\vec{n} | j_w, \Delta_{ts}) \cdot p(j_w, \Delta_{ts}) \cdot d\Delta_{ts} \right\}, \quad (2.21)$$

где $p(\vec{n} | j_w, \Delta_{ts})$ – условная вероятность регистрации чисел фотонов и ИТТ $\vec{n} = (n_1, n_2, \dots, n_{N_w})$ во временных сегментах при данных j_w и Δ_{ts} .

При заданных j_w и Δ_{ts} прямоугольный синхроимпульс будет влиять на счёт фотонов только в двух сегментах (например, в j_{sw} -м и $(j_{sw}+1)$ -м сегментах). Во всех остальных временных сегментах число регистрируемых фотонов равно нулю, если исключено влияние фонового излучения и шумов темнового тока.

Пусть наблюдается последовательность отсчётов фотонов и ИТТ с временных сегментов, где только два отсчёта n_q и n_{q+1} отличны от нуля в q -м и $(q+1)$ -м сегментах. Тогда максимум в (2.21) всегда соответствует ненулевому

отсчёту фотонов и ИТТ только в этих сегментах при любом Δ_{ts} . Если же только один отсчёт n_k в k -м временном сегменте отличен от нуля, то он и будет искомой оценкой, обеспечивающей максимум (2.21). Таким образом, если отсчёт в q -м временном сегменте отличен от нуля, то необходимо сравнивать вероятности $p(j_w = q|\vec{n})$ и $p(j_w = q + 1|\vec{n})$. Поэтому в (2.21) нужно сравнить выражения

$$A_1 = \int_0^{\tau_w} \left(1 - \frac{\Delta_{ts}}{\tau_w}\right)^{n_q} p(j_w = q, \Delta_{ts}) d\Delta_{ts} = p(j_w = q) \sum_{i=0}^{n_q} \binom{n_q}{i} \left(-\frac{1}{\tau_w}\right)^i m_i(q),$$

$$A_2 = \int_0^{\tau_w} \left(\frac{\Delta_{ts}}{\tau_w}\right)^{n_q} p(j_w = q - 1, \Delta_{ts}) d\Delta_{ts} = p(j_w = q - 1) \left(\frac{1}{\tau_w}\right)^{n_q} m_{n_q}(q - 1).$$

Здесь $p(j_w = q)$ – априорная вероятность того, что $j_w = q$ (синхроимпульс находится в q -м временном сегменте); $m_i(q)$ – i -й момент условной плотности.

Таким образом, если отсчёт только в одном временном сегменте отличен от нуля, то для оценки момента приёма синхроимпульса по критерию максимума апостериорной вероятности необходимо вычислять моменты априорной условной плотности величины Δ_{ts} .

Дискретная величина j_w распределена равномерно по целым числам от 1 до N_w , а $p(\Delta_{ts}|j_w)$ представляет равномерное распределение на интервале $[0, \tau_w]$. Тогда $m_i(q) = \tau_w^{i+1}/(i+1)$ для всех q . Функции A_1 и A_2 принимают равные значения $A_1 = A_2 = \tau_w/\bar{n}_q + 1$. Таким образом, в случае равномерного распределения безразлично, какое выбрать значение $\widehat{j}_w = q$ или $\widehat{j}_w = q - 1$.

Пусть определён сегмент \widehat{j}_w (выполнено грубое оценивание). Используя его в качестве истинного значения j_w на последующих интервалах наблюдения, получаем точную оценку Δ_{ts} . Оценка $\widehat{\Delta}_{ts}$ является значением, при котором [32]

$$\widehat{\Delta}_{ts} = \frac{\overline{n_{\widehat{j}_w}}}{\overline{n_{\widehat{j}_w}} + \overline{n_{\widehat{j}_w+1}}} \cdot \tau_w. \quad (2.22)$$

Таким образом, оценка момента приёма синхроимпульса в случае использования прямоугольных импульсов при учёте только квантовых шумов может быть получена путём первоначального определения \widehat{j}_w в течение временного кадра и последующего вычисления $\widehat{\Delta}_{ts}$ в соответствии с (2.22) в следующем временном кадре. Поскольку наблюдения проводятся на последующих интервалах, величина $\widehat{\Delta}_{ts}$ непрерывно пересчитывается.

Дисперсию оценки \widehat{t}_s в (2.22) определить затруднительно. Однако можно

определить верхнюю границу дисперсии $\widehat{\Delta}_{ts}$, если учесть, что дисперсия Δ_{ts} не больше τ_s^2 . Более того, даже если все отсчёты нулевые, дисперсия величины Δ_{ts} , по меньшей мере, равна априорной дисперсии σ_{ts}^2 при условии, что в качестве оценки принято математическое ожидание. Таким образом, дисперсия оценки момента приёма синхроимпульса равна [32]

$$\begin{aligned} \mathbf{D}^2[\widehat{t}_s] &= \mathbf{D}^2[t_s] \cdot Pr(\bar{n} = 0) + \mathbf{D}^2[\Delta_{ts}] \cdot Pr(\bar{n} \neq 0) \\ &\leq \mathbf{D}^2[t_s] \cdot \exp(-\bar{n}_s) + \tau_s^2 [1 - \exp(-\bar{n}_s)]. \end{aligned}$$

Отсюда следует, что дисперсия оценки момента приёма синхроимпульса ограничена квадратом длительности импульса τ_s^2 при условии, что энергия в импульсе \bar{n}_s достаточно велика.

Если учитываются фоновые шумы, то вычисление грубой оценки момента приёма синхроимпульса усложняется. Действительно, ненулевые отсчёты наблюдаются и в сегментах, где синхроимпульса нет. В этом случае регистрируется число фотонов и ИТТ в каждой паре из последовательно анализируемых сегментов. За сигнальную пару выбирается пара сегментов, где число фотонов и ИТТ максимально [32], т. е.

$$\widehat{j}_w = \max_{j_w} [n_{j_w} + n_{j_w+1}]. \quad (2.23)$$

Таким образом, грубая оценка момента приёма синхроимпульса получается нахождением пары временных сегментов, где суммарное число зарегистрированных в них фотонов и ИТТ максимально.

Отметим, грубая оценка момента приёма синхроимпульса возможна и по обнаружению одного временного сегмента с максимальным числом зарегистрированных фотонов и ИТТ. Однако это возможно при принятом условии равенства длительности временного сегмента длительности оптического синхроимпульса ($\tau_s = \tau_w$) только в отсутствии временного сдвига положения синхроимпульса ($\Delta_{ts} = 0$) в пределах сегмента. Однако такой алгоритм оценки момента приёма синхроимпульса может быть применён при условии $\tau_s \ll \tau_w$. Это условие указывает на то, что наиболее вероятно полное расположение оптического синхроимпульса внутри одного временного сегмента.

В результате грубого обнаружения синхросигнала номер сигнальной пары временных сегментов считается известным. Аппаратура переходит к точной оценке момента прихода синхроимпульсов $\widehat{\Delta}_{ts}$, что предполагает расчёт временного сдвига положения синхросигнала Δ_{ts} в пределах выделенного

временного сегмента, в котором находится передний фронт синхроимпульса.

Точная оценка момента прихода синхросигнала $\widehat{\Delta_{t_s}}$ может быть найдена по формуле (2.22). Как отмечено ранее, вычисление временного сдвига положения синхроимпульса Δ_{t_s} в пределах выделенного временного сегмента с номером j_w производится в течение временного кадра, следующего за кадром, в котором завершена грубая оценка момента приёма синхроимпульса. Такой алгоритм оценивания функционально проще, хотя и достигается за счёт увеличения суммарного времени оценивания, необходимого для последовательного выполнения оценок двух случайных величин.

Предположим, что номер сегмента j_w с передним фронтом синхросигнала не меняется от кадра к кадру, число регистрируемых событий n подчинено распределению Пуассона $Poissrnd(\bar{n})$ с математическим ожиданием \bar{n} . Тогда при известной оценке временного сегмента $\widehat{j_w}$, содержащего передний фронт синхроимпульса, среднее число фотонов и ИТТ находим по формуле

$$\overline{n_{\widehat{j_w}}} + \overline{n_{\widehat{j_w}+1}} = \overline{n_s} + 2 \cdot \overline{n_b}.$$

После завершения точной оценки момента прихода синхроимпульса аппаратура переходит к операции слежения за временным положением синхроимпульса. Операция слежения непрерывно повторяется в течение всего сеанса связи.

Резюме. Проанализирован метод оценки момента приёма синхросигнала по критерию максимума апостериорной вероятности. При условии равенства длительностей синхроимпульса и временного сегмента и учёте вероятности нахождения синхроимпульса на границе двух смежных временных сегментов обосновано последовательное применение процедур «грубой» и «точной» оценки, в течение которых аппаратура ищет сигнальный временной сегмент и временное отклонение относительно начала сигнального сегмента.

2.5 Выводы к главе 2

Сформулированы критерии для оптимальной оценки момента приёма синхросигнала при синхронизации станций системы КРК: максимума апостериорной вероятности и условного среднего. Учитывая особенности структуры приёмной станции и квантовую природу синхросигнала, за основу выбран критерий максимума апостериорной вероятности.

При условии равенства длительностей синхроимпульса и временного

сегмента и с учётом возможного нахождения синхроимпульса на границе двух смежных временных сегментов обосновано последовательное применение процедур «грубой» и «точной» оценки, в течение которых аппаратура ищет сигнальный временной сегмент и временное отклонение относительно начала сигнального сегмента. Грубая оценка заключается в поиске в течение временного кадра сигнального временного сегмента, в котором располагается синхроимпульс. При успешном обнаружении аппаратура переходит к точной оценке временного отклонения синхроимпульса относительно начала сигнального временного сегмента в течение следующего временного кадра.

Результаты проведённых исследований отражены в статьях [50, 108] и апробированы на двух научно-технических конференциях: VIII-IX Всероссийские научно-технические конференции молодых ученых, аспирантов, магистрантов и студентов «Фундаментальные и прикладные аспекты компьютерных технологий и информационной безопасности», 4-9.04.2022, 10-15.04.2023, Таганрог.

3 СИНТЕЗ ДВУХЭТАПНОГО АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ СИНХРОСИГНАЛА НА ОСНОВЕ СРАВНЕНИЯ СУММЫ ОТСЧЁТОВ СО СМЕЖНОЙ ПАРЫ СЕГМЕНТОВ С ПОРОГОВЫМ УРОВНЕМ В СИСТЕМЕ КРК

3.1 Анализ типовой структуры и режимов работы аппаратуры синхронизации приёмной станции

Для аппаратуры в режиме синхронизации наиболее подходящей формой синхросигнала является периодическая последовательность узких оптических импульсов. Временными маркерами выступают сами оптические импульсы, а синхронизация достигается измерением моментов их приёма [33].

Типовая синхронизация приёмной станции предполагает использование многофотонных синхроимпульсов. В отличие от этого в системах КРК распределение ключа реализуется посредством квантовых импульсов, в которых среднее число фотонов меньше 1. Специфика применения слабых оптических импульсов исследована в [92, 109].

Проблема синхронизации периодической последовательности оптических импульсов формулируется как проблема оценки момента приёма синхросигнала и сводится к выполнению двух операций. Первая операция оценки момента приёма синхроимпульсов является операцией обнаружения (грубой синхронизации) и включает

- дискретизацию на временные сегменты временного кадра, равного по длительности периоду посылки синхроимпульсов;
- определение временного сегмента, где располагается синхроимпульс.

Операция грубой синхронизации. Пусть $\xi_s(t)$ – интенсивность отсчёта периодического синхросигнала в приёмнике при отсутствии изменений временного положения синхроимпульса, а τ_d – временная задержка, имеющая место при передаче относительно момента начала синхронизации. При наблюдаемой интенсивности отсчёта $\xi_s(t - \tau_d)$ предполагается, что задержка τ_d изменяется медленно по сравнению с длительностью синхроимпульса. Отметим, что последнее условие эквивалентно предположению, что ширина полосы частот изменений временной задержки много меньше, чем огибающей синхросигнала.

При использовании последовательности импульсов в качестве меток времени операция обнаружения импульса требует поиска по всем возможным

положениям импульса на временной оси. Последовательность импульсов может быть передана до начала сеанса связи. В результате синхронизация устанавливается до передачи информации. Кроме того, последовательность синхроимпульсов может передаваться одновременно с потоком информации по отдельному каналу или в виде импульсов на отдельной поднесущей частоте.

Положение временных сегментов, на которых может находиться синхроимпульс, определяется с помощью подсчёта фотонов и ИТТ в каждой смежной паре сегментов и сравнения полученного результата с заданным пороговым уровнем.

Временной кадр, равный по длительности периоду следования синхроимпульсов T_s , делится на сегменты. Длительность синхроимпульса τ_s соизмерима с длительностью сегмента τ_w , поэтому временные сегменты должны анализироваться попарно, так как импульс может быть смещён от заданного сегмента вследствие дополнительного сдвига, как показано на рисунке 2.5.

Физически поиск сигнальной пары сегментов можно осуществить пошаговым переключением счётчика по каждой паре сегментов. При этом можно, например, использовать пороговый тест в каждом положении пары сегментов. Испытания продолжаются до тех пор, пока пороговый уровень не будет превышен. При этом считается, что обнаружение пары временных сегментов, содержащих синхроимпульс, завершено.

Операция точной синхронизации. В ходе точной операции измеряется временной сдвиг (если он имеется), составляющий доли временного сегмента.

В идеальной системе при отсутствии эффектов, искажающих передачу, временные маркера появляются точно в одних и тех же местах каждого последующего временного кадра. В этом случае, после установления временной синхронизации отпадает необходимость в передаче маркерных сигналов [32].

Процедура слежения. Дестабилизирующие эффекты в канале приводят к появлению неконтролируемых временных задержек. Кроме того, в системах связи имеют место дрейфы частоты сигналов передающей станции и генератора тактовых импульсов на приёмной стороне. При наличии взаимного перемещения станций появляются доплеровские сдвиги частоты. Каждая из этих причин влияет на момент приёма маркерного импульса, вызывая его смещение от кадра к кадру. По этой причине передающая станция должна непрерывно посылать маркерные импульсы, а приёмная станция должна непрерывно перестраиваться в соответствии с новым положением маркерного импульса. Процедура

непрерывной перестройки в соответствии с новым положением маркерного импульса приёмной станции называется *слежением*. Процедура слежения за синхроимпульсом реализуется проще, чем операция его обнаружения. Это объясняется тем, что возникающие временные сдвиги малы по сравнению с обнаруживаемым сегментом, поскольку на приёмной стороне, по существу, приблизительно известно временное положение маркера.

Упрощённая структура аппаратуры синхронизации приёмной станции. Аппаратура синхронизации должна содержать отдельные блоки обнаружения и слежения за временным положением синхроимпульса, как показано на рисунке 3.1.

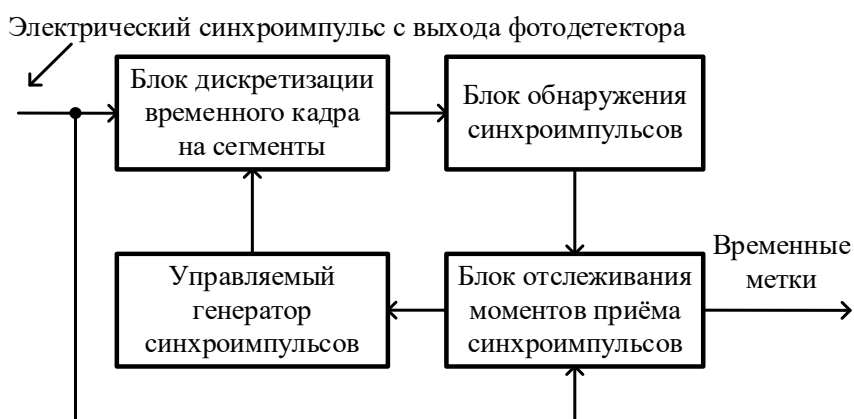


Рисунок 3.1 – Структура аппаратуры синхронизации приёмной станции

Процесс синхронизации начинается с операции обнаружения, в результате которого осуществляется последовательный просмотр временных сегментов в кадре, где может находиться сигнал синхронизации. Эта операция проводится до завершения грубого и точного обнаружения. Информация, полученная в результате завершения процесса обнаружения, используется для начала процедуры слежения за временным положением синхроимпульса. Процедура слежения непрерывно повторяется в течение всего сеанса связи.

В приёмной станции генерируется периодическая последовательность синхросигналов. С помощью следящего контура синхросигнал генератора подстраивается с принимаемой последовательностью синхроимпульсов. Как только следящий контур синхронизируется, приёмник начинает генерировать маркеры, используемые для синхронизации декодирующего устройства. Непрерывная синхронизация необходима для устранения случайных задержек сигнала в информационном канале. При срыве синхронизации аппаратура должна возвратиться к операции обнаружения (грубой синхронизации) и,

повторно обнаружив синхросигнал, восстановить режим слежения.

Резюме. Проанализирована структура подсистемы синхронизации приёмной станции. Установлено, для функционирования системы связи необходима непрерывная подстройка подсистемы синхронизации вследствие дестабилизирующих факторов, называемая процедурой слежения.

3.2 Обнаружение синхросигнала на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем

Предлагается алгоритм грубой оценки момента приёма синхроимпульса на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем с добавлением этапа тестирования, отличающийся отбраковкой ошибочных решений на этапе поиска и обеспечивающий вероятность обнаружения не хуже заданного уровня.

Временной кадр, равный по длительности периоду следования синхроимпульсов T_s , разбивается на N_w сегментов, причём длительности синхроимпульса и временного сегмента равны $\tau_w = \tau_i$ (рисунок 3.2). Из-за равенства длительностей синхроимпульса и сегментов анализ сегментов необходимо проводить попарно вследствие возможности нахождения синхроимпульса на границе двух смежных сегментов.

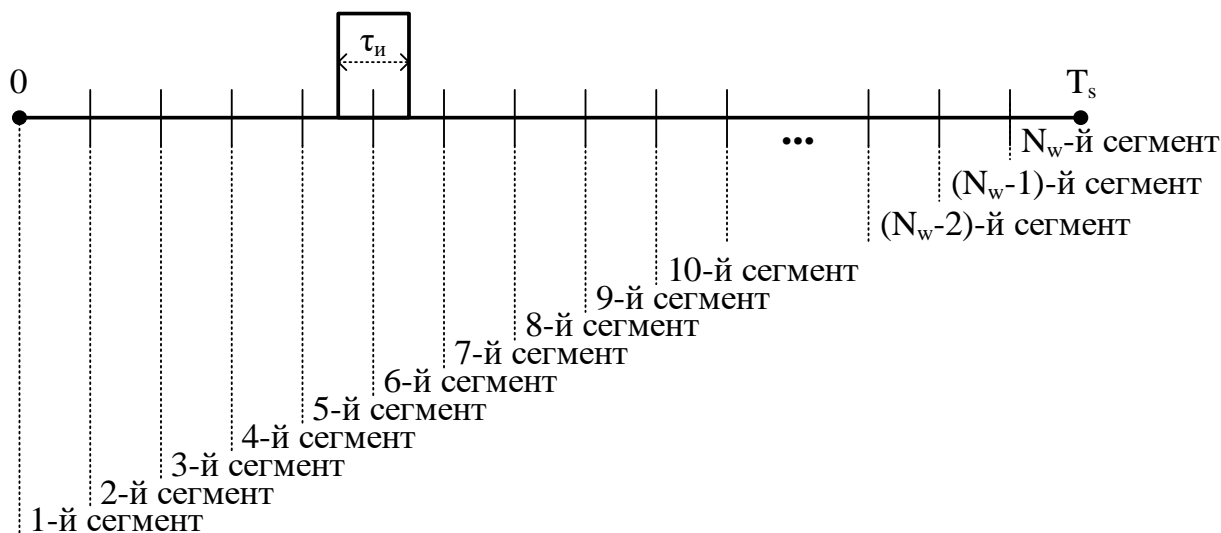


Рисунок 3.2 – Поиск синхроимпульса в 1-м временном кадре

Задача грубого оценивания решается посредством обнаружения смежной пары непересекающихся сегментов при последовательном анализе N_w сегментов в кадре, где суммарное число отсчётов (принятых фотонов и/или шумовых импульсов) равно или превышает пороговый уровень k_{th} .

Процесс начинается с анализа 1-го и 2-го сегментов ($j=1$), потом 2-го и 3-го ($j=2$). После осмотра N_{w-1} -го и N_w -го временных сегментов проверяется пара N_w -го и 1-го сегментов. Пусть в i -м и $(i+1)$ -м временных сегментах длительностью τ_w в пределах временного кадра $[0, T_s]$ число отсчётов соответственно равно n_j и n_{j+1} . Предполагаем, что синхроимпульс может одновременно находиться в i -м и $(i+1)$ -м временных сегментах (см. рисунок 3.2).

Задача обнаружения состоит в проверке статистических гипотез о наличии (H_1) или об отсутствии (H_0) синхросигнала в анализируемой паре:

$$\left. \begin{array}{l} H_0: k_j = n_j + n_{j+1} < k_{th} \quad - \text{ синхросигнал отсутствует; } \\ H_1: k_j = n_j + n_{j+1} \geq k_{th} \quad - \text{ синхросигнал присутствует. } \end{array} \right\}$$

Операция «грубой» оценки подразделяется на два этапа. В течение первого этапа поиска аппаратура последовательно сравнивает отсчёты со смежной пары сегментов с пороговым уровнем k_{th} . Этапу поиска соответствует предельное число кадров N_T , в течение которых аппаратура ищет сигнальную смежную пару сегментов. При превышении отсчётом со смежной пары сегментов порогового уровня k_{th} аппаратура переходит на этап тестирования. При тестировании аппаратура опрашивает фотодетектор во время стробирования. Если повторно регистрируется превышение порогового уровня k_{th} , тестирование и операция «грубой» оценки момента приёма синхроимпульса считаются завершёнными (выход 2 на рисунке 3.3). Если за предельное число тестов N_{test} повторное превышение порогового уровня не происходит, этап тестирования считается завершённым с отрицательным результатом, аппаратура переходит к поиску в оставшейся части кадра (выход 3 на рисунке 3.3). В случае отсутствия на этапе поиска факта превышения порогового уровня в течение анализа всех смежных пар сегментов аппаратура переходит к поиску в следующем кадре (выход 1 на рисунке 3.3). Если за предельное число кадров N_w на этапе поиска превышение порогового уровня не происходит, процесс синхронизации начинается с начала.

На рисунке 3.4 представлена структура предлагаемого двухэтапного алгоритма оценки момента приёма синхроимпульса на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем в системе КРК.

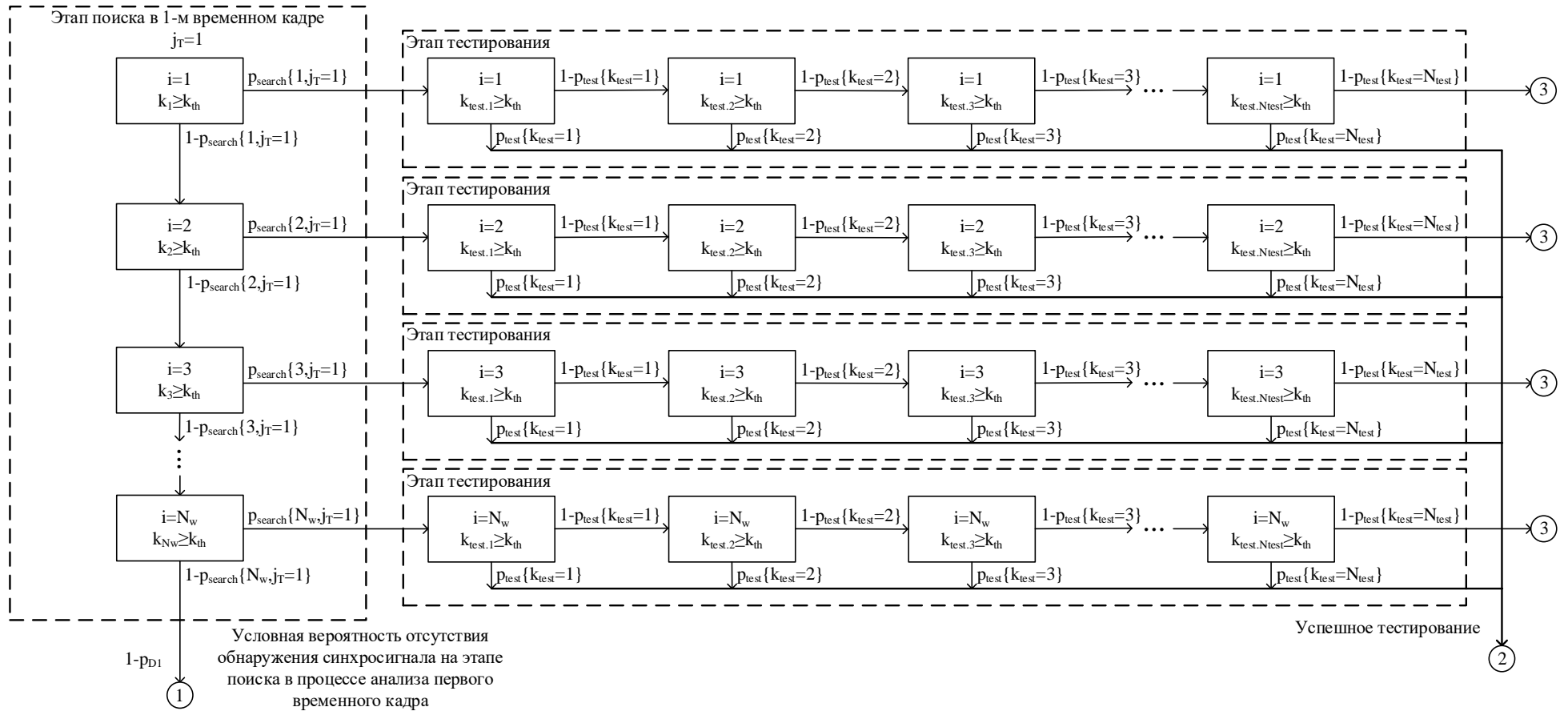


Рисунок 3.3 – Операция «грубой» оценки момента приёма синхроимпульса в 1-м временном кадре в алгоритме обнаружения синхроимпульса на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем

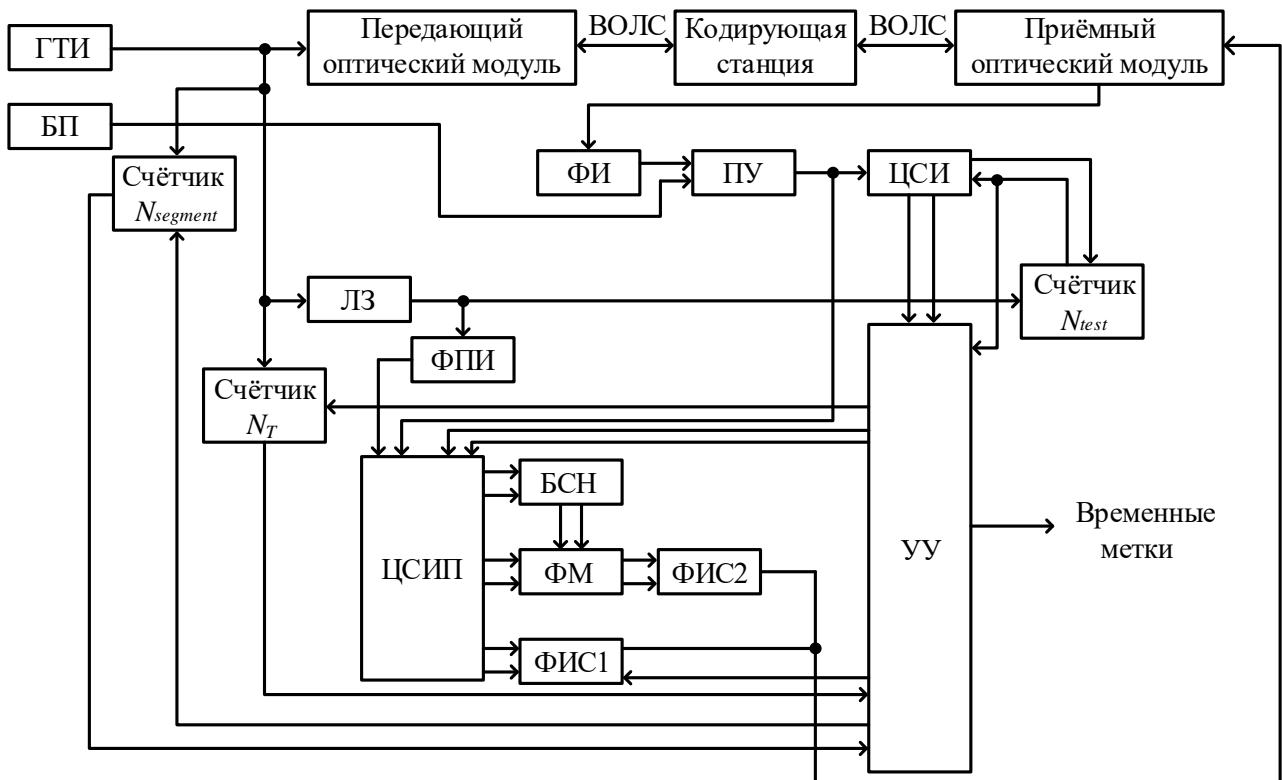


Рисунок 3.4 – Структура алгоритма оценки момента приёма синхроимпульса на основе сравнения отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем

Генератор тактовых импульсов (ГТИ) запускает работу передающего оптического модуля, счётчиков сегментов $N_{segment}$ и кадров N_T , а также формирователя пачки импульсов (ФПИ) и счётчика тестов N_{test} , к которым тактовые импульсы поступают через линию задержки (ЛЗ). Сгенерированный передающим оптическим модулем оптический импульс проходит через ВОЛС к кодирующей станции и далее поступает в приёмный оптический модуль. Линия задержки обеспечивает защитные временные интервалы до и после синхроимпульса. ФПИ генерирует импульсы с шагом 300 пс, соответствующим длительности сегмента, которые поступают на вход цифрового счётчика импульсов пачки (ЦСИП) и используются как временные метки.

Результат детектирования оптического импульса в приёмном оптическом модуле поступает на вход формирователя импульсов (ФИ). Далее сигнал поступает на вход порогового устройства (ПУ), в котором сравнивается уровень сигнала с пороговым уровнем k_{th} , полученным от блока памяти (БП). Результат сравнения подаётся на вход цифрового счётчика импульсов (ЦСИ).

Этапам поиска и тестирования соответствуют определённые числа кадров и тестов, контролируемые счётчиками N_T и N_{test} соответственно. Переключение поиска по смежным парам сегментов осуществляется посредством счётчика

$N_{segment}$. Контроль переполнения и переключения счётчиков обеспечивается блоком устройства управления (УУ). При превышении на счётчиках $N_{segment}$, N_T и N_{test} допустимых значений пар смежных сегментов, кадров и тестов соответственно формируется сигнал прерывания, поступающий на УУ.

Работой УУ управляет ЦСИ, передающий двоичный код: «01» – успешный поиск, переход к тестированию; «10» – успешное тестирование, завершение «грубой» оценки момента приёма синхроимпульса. При переполнении счётчика тестов N_{test} ЦСИ обнуляется.

При превышении отсчётом со смежной пары временных сегментов порогового уровня в ПУ на этапе поиска на вход ЦСИ поступает соответствующий сигнал. Также сигнал с выхода ПУ поступает на вход ЦСИП, который регистрирует номер ближайшей временной метки от ФПИ. Формирователь импульсов стробирования (ФИС1) формирует стробирующий импульс по первому и последнему импульсам, полученным от ФПИ на этапе поиска. Для повторной регистрации на этапе тестирования аппаратуре необходимо знать временной интервал опроса (стробирования) фотодетектора. Длительность импульса стробирования равна удвоенной длительности синхроимпульса (смежной пары сегментов). Таким образом, зафиксированная метка на этапе поиска и будет являться точкой начала опроса фотодетектора (начало смежной пары сегментов). Для определения второй границы стробирования временная метка подаётся на вход блока сдвига номера (БСН), где сдвигается на две позиции вперёд, тем самым соответствуя длительности импульса стробирования. Аппаратура переходит к тестированию, при котором повторяется опрос фотодетектора только в интервалы стробирования. Полученные на этапе поиска номера временных меток (нижняя граница интервала с ЦСИП, верхняя – с БСН) поступают в формирователь меток (ФМ), являющийся блоком сравнения номеров временных меток от ЦСИ при каждом тестировании с ранее определёнными номерами меток. При достижении меткой от ЦСИ номера, соответствующего нижней или верхней границе интервала, полученного на этапе поиска, активируется сигналом от ФМ формирователь ФИС2, который генерирует стробирующий импульс по полученным номерам граничных меток и посылает его в приёмный оптический модуль.

Блок УУ формирует двоичные коды результата синхронизации: «00» – этап поиска синхросигнала; «01» – этап тестирования; «10» – синхроимпульс

обнаружен, синхронизация установлена; «11» – обрыв ВОЛС, отсутствие ФИ, ошибка. По завершении алгоритма синхронизации блок УУ формирует временную метку завершения алгоритма с зафиксированным кодом результата.

Резюме. Синтезирован алгоритм грубой оценки момента приёма синхроимпульса на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем с добавлением этапа тестирования, отличающийся отбраковкой ошибочных решений на этапе поиска и обеспечивающий вероятность обнаружения не хуже заданного уровня, предложена структура согласно синтезированному двухэтапному алгоритму.

3.3 Оценка вероятностных характеристик алгоритма обнаружения синхросигнала на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем

Пусть синхроимпульсы имеют длительность τ_s . Среднее число сигнальных фотонов за длительность синхроимпульса равно \bar{n}_s , а фоновых фотонов и ИТТ – \bar{n}_b . Предположим, что при непрерывном поиске синхроимпульса используется пороговый тест для каждой пары сегментов.

Вероятность обнаружения $p_{th.s}$ пары i -го и $(i+1)$ -го временных сегментов, где присутствует синхроимпульс, определяется вероятностью равенства или превышения порогового уровня k_{th} суммарным количеством $k = n_i + n_{i+1}$ сигнальных и шумовых импульсов, регистрируемых в двух соседних сегментах.

Если распределение отсчётов подчиняется закону Пуассона, то вероятность обнаружения в сигнальной паре i -го и $(i+1)$ -го временных сегментов при среднем суммарном числе сигнальных фотонов и шумовых импульсов $\bar{k}_s = \bar{n}_s + 2 \cdot \bar{n}_b$ может быть рассчитана по формуле

$$p_{th.s} = Pr[(k = n_i + n_{i+1}) \geq k_{th}] = \sum_{k=k_{th}}^{\infty} \frac{\bar{k}_s^k}{k!} \cdot \exp(-\bar{k}_s). \quad (3.1)$$

Распределение Пуассона применяется, как правило, в тех случаях, когда \bar{k}_s имеет порядок единиц. Утверждается, что при больших значениях \bar{k}_s распределение Пуассона (3.1) приближается к нормальному [110]

$$p(k, \bar{k}_s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\bar{k}_s}} \cdot \exp\left(-\frac{(k - \bar{k}_s)^2}{2\bar{k}_s}\right) \quad (3.2)$$

с математическим ожиданием $\overline{n_{sb}}$ и дисперсией $\overline{n_{sb}}$. Используя функцию распределения стандартного нормального распределения, находим

$$p_{th.s} = 1 - \Phi\left(\frac{k_{th} - \overline{k_s}}{\sqrt{\overline{k_s}}}\right). \quad (3.3)$$

Из формулы (3.3) при $k_{th} = \overline{k_s}$ находим $p_{th.s} = 0,5$. Следовательно, пороговый уровень k_{th} должен превышать значение среднего суммарного числа сигнальных фотонов и шумовых импульсов $\overline{k_s}$ для обеспечения вероятности обнаружения в сигнальной паре более 0,5.

При ориентации на функцию ошибок расчёт выполняется по формуле

$$p_{th.s} = \frac{1}{2} \cdot \left[1 - \operatorname{erf}\left(\frac{k_{th} - \overline{k_s}}{\sqrt{2\overline{k_s}}}\right) \right] = \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc}\left(\frac{k_{th} - \overline{k_s}}{\sqrt{2\overline{k_s}}}\right). \quad (3.4)$$

Наконец, если использовать неполную гамма-функцию $\Gamma(a, b)$, то

$$p_{th.s} = \Gamma(k_{th}, \overline{k_s}) / \Gamma(k_{th}, \infty). \quad (3.5)$$

Значение порога выбирается из требования допустимой вероятности $p_{th.b}$ превышения порогового уровня k_{th} суммарным количеством $k = n_i + n_{i+1}$ шумовых импульсов, регистрируемых в паре шумовых временных сегментов.

Вероятность ошибочного обнаружения сигнальной пары сегментов $p_{th.b}$ связана с пороговым уровнем k_{th} соотношением

$$p_{th.b} = \sum_{k=k_{th}}^{\infty} \operatorname{Pos}(k, 2 \cdot \overline{n_b}). \quad (3.6)$$

При $\overline{k_b} = 2 \cdot \overline{n_b} \geq 9$ (многофотонный или токовый режим синхронизации) пороговый уровень k_{th} для заданной вероятности $p_{th.b}$ определяется с помощью обратных функций $\Phi^{-1}(x)$ к $\Phi(x)$ или $\operatorname{erf}^{-1}(x)$ к $\operatorname{erf}(x)$:

$$k_{th} = \begin{cases} \overline{k_b} + \sqrt{\overline{k_b}} \cdot \Phi^{-1}(1 - p_{th.b}); \\ \overline{k_b} + \sqrt{2 \cdot \overline{k_b}} \cdot \operatorname{erf}^{-1}(1 - 2 \cdot p_{th.b}). \end{cases} \quad (3.7)$$

На возможности применимости нормального распределения для расчёта вероятности ложного срабатывания при наблюдении пары фоновых временных сегментов следует остановиться подробнее.

На рисунке 3.5 представлены зависимости вероятности ложного

срабатывания от среднего числа шумовых импульсов \bar{n}_b в сегменте для пороговых уровней 2 (сплошная), 4 (штриховая) и 8 (пунктирная линия). Ступенчатыми зависимостями представлены результаты расчётов по формуле (3.6) при ориентации на распределение Пуассона, а непрерывными зависимостями – при ориентации на нормальное распределение по формуле

$$p_{th.b} = 1 - \Phi\left(\frac{k_{th} - \bar{k}_b}{\sqrt{\bar{k}_b}}\right). \quad (3.8)$$

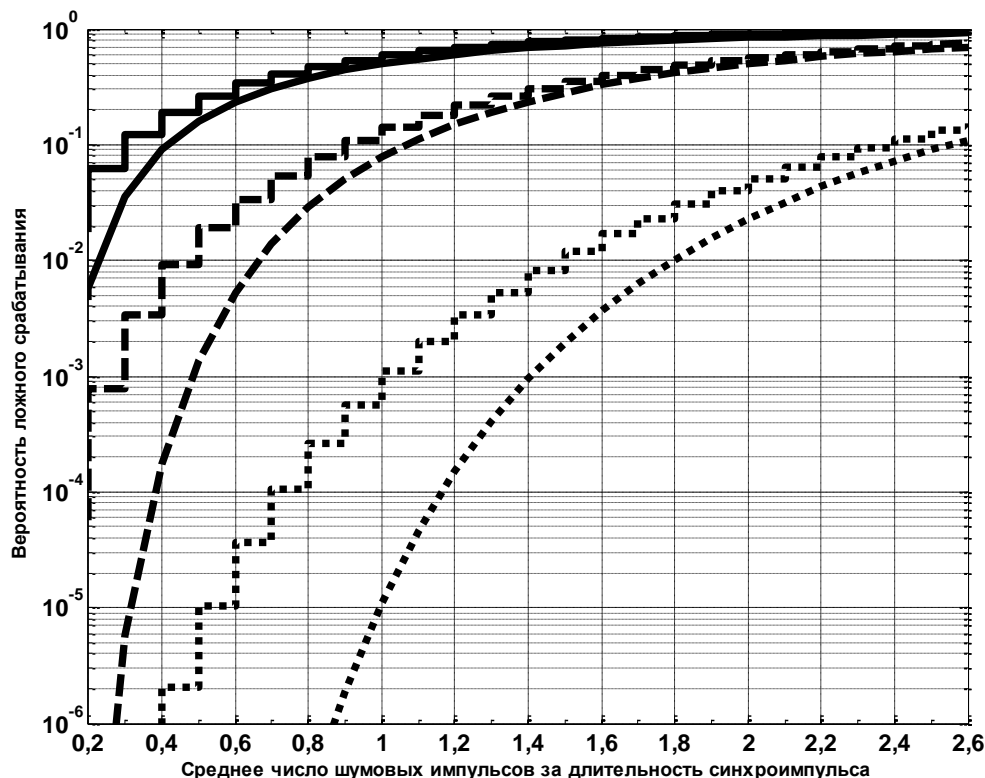


Рисунок 3.5 – Зависимости вероятности ложного срабатывания от среднего числа шумовых импульсов в сегменте

Видно, что вероятность ложного срабатывания при анализе пары сегментов при ориентации на нормальное распределение даёт заниженное значение. Причём различие превышает 7 порядков при среднем числе шумовых импульсов $\bar{n}_b=1$ и пороговом уровне $k_{th}=8$ (вероятность ложного срабатывания равна 10^{-5}). Различие уменьшается до двух порядков при $\bar{n}_b=1,5$. Отметим, что различие сокращается с уменьшением порогового уровня. Так, например, если при среднем числе шумовых импульсов $\bar{n}_b=2$ различие в вероятности ложного срабатывания составляет 6,12 раз при пороговом уровне $k_{th}=8$ ($p_{th.b} = 0,012$), то уже всего 25 % при $k_{th}=4$ ($p_{th.b} = 0,35$).

Результаты расчёта вероятностей ложного срабатывания для трёх

пороговых уровней при использовании моделей Пуассона и Гаусса сведены в таблицу 3.1. Приемлемое различие вероятностей ложного срабатывания (порядка 20...30 %) обеспечивается при условии $k_{th} \cdot p_{th.b} > 1,2$.

Таблица 3.1 – Вероятность ложного срабатывания для трёх пороговых уровней при использовании моделей Пуассона и Гаусса

Порог	Условия. Параметр	Среднее число шумовых импульсов							
		0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0
2	Модель Пуассона	0,26	0,59	0,80	0,91	0,96	0,98	0,99	1,00
	Модель Гаусса	0,16	0,50	0,72	0,84	0,91	0,95	0,97	0,98
	Различие, раз	1,67	1,19	1,12	1,08	1,05	1,04	1,02	1,01
4	Модель Пуассона	0,02	0,14	0,35	0,57	0,73	0,85	0,92	0,96
	Модель Гаусса	0,001	0,08	0,28	0,50	0,67	0,79	0,87	0,92
	Различие, раз	14,1	1,82	1,25	1,13	1,09	1,07	1,05	1,04
8	Модель Пуассона	10^{-5}	10^{-3}	0,01	0,05	0,13	0,26	0,40	0,55
	Модель Гаусса	$1,3 \cdot 10^{-12}$	10^{-5}	$2 \cdot 10^{-3}$	0,02	0,09	0,21	0,35	0,50
	Различие, раз	$8 \cdot 10^6$	100	6,12	2,25	1,48	1,24	1,14	1,09

Значение указанной величины при пороговом уровне $k_{th}=2$ равно $k_{th} \cdot p_{th.b} = 0,53; 1,19; 1,60; 1,82; 1,92; 1,97; 1,99; 1,99$ при среднем числе шумовых импульсов $\bar{n}_b = 0,5; 1,0; 1,5; 2,0; 2,5; 3,0; 3,5; 4,0$ соответственно. При увеличении значения порогового уровня до $k_{th}=4$ приемлемое различие вероятностей ложного срабатывания достигается при $\bar{n}_b \geq 1,5$. Причём произведение $k_{th} \cdot p_{th.b}$ равно $0,08; 0,57; 1,41; 2,27; 1,94; 3,40; 3,67; 3,83$ при среднем числе шумовых импульсов $\bar{n}_b = 0,5; 1,0; 1,5; 2,0; 2,5; 3,0; 3,5; 4,0$ соответственно. Увеличение порогового уровня до $k_{th}=8$ приводит к увеличению минимального среднего числа шумовых импульсов до $\bar{n}_b=3$ для обеспечения условия $k_{th} \cdot p_{th.b} > 1,2$, что в 2 раза больше минимального значения $\bar{n}_b=1,5$ для достижения приемлемого различия вероятностей ложного срабатывания при $k_{th}=4$. Причём значение произведения порога на вероятность ложного срабатывания равно $k_{th} \cdot p_{th.b} = 8 \cdot 10^{-5}; 0,01; 0,08; 0,41; 1,07; 2,05; 3,21; 4,38$ при значениях среднего числа шумовых импульсов $\bar{n}_b = 0,5; 1,0; 1,5; 2,0; 2,5; 3,0; 3,5; 4,0$ соответственно.

На рисунке 3.6 представлены зависимости вероятности ложного срабатывания от порогового уровня k_{th} при 3-х средних числах шумовых импульсов в сегменте \bar{n}_b : 0,4 (сплошная), 0,6 (штриховая) и 0,8 (пунктирная линия). Ступенчатыми зависимостями представлены результаты расчётов при ориентации на распределение Пуассона, а непрерывными зависимостями – на нормальное распределение. Видно, выбор порогового уровня при ориентации на распределение Гаусса даёт при фиксированной вероятности ложного срабатывания заниженное значение. Например, при среднем числе шумовых

импульсов в паре сегментов 0,4 при ориентации на распределение Гаусса потребуется для обеспечения вероятности ложного срабатывания 10^{-6} выбор порогового уровня 5, а на распределение Пуассона – 9 (различие в 1,8 раза).

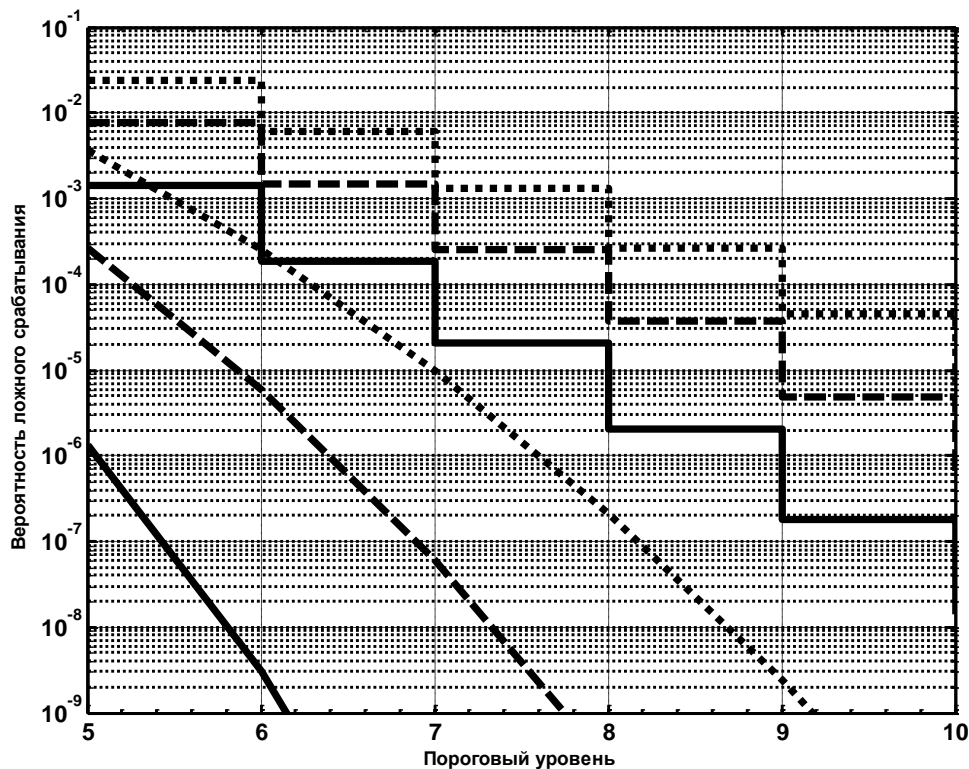


Рисунок 3.6 – Вероятности ложного срабатывания

Аналогичные результаты демонстрируют зависимости на рисунке 3.7 для более высоких средних чисел шумовых импульсов в паре сегментов. Графики сплошными линиями соответствуют среднему числу шумовых импульсов в сегменте 2, штриховыми – 3, пунктирными – 4 и штрихпунктирными – 5.

Аппроксимация статистики сигнала моделью Гаусса даёт значение порога на 3...4 пункта ниже реально требуемого. Причём различие растёт с ужесточением требований к вероятности ложного срабатывания. Из рисунков 3.5 ... 3.7 следует, что для обеспечения вероятности ложного срабатывания в паре шумовых сегментов ниже 0,01 при среднем числе $\bar{n}_b \geq 1$ пороговый уровень должен быть более 7, при $\bar{n}_b \geq 2 - k_{th} \geq 10$, а при $\bar{n}_b \geq 5 - k_{th} \geq 18$.

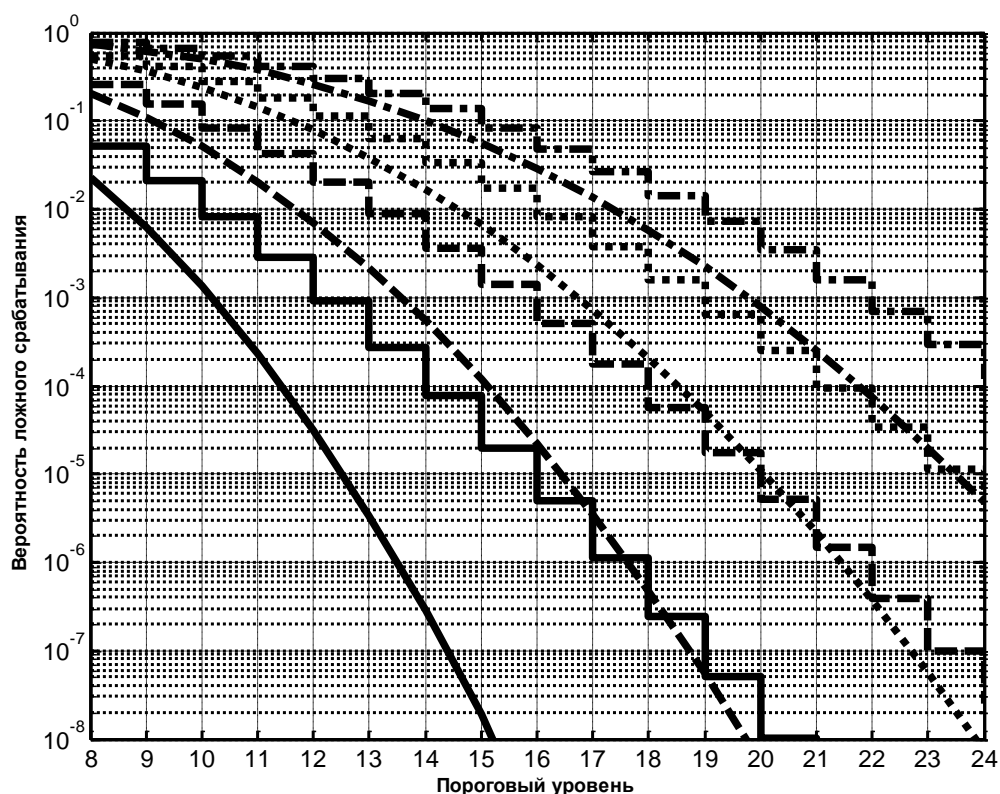


Рисунок 3.7 – Зависимости вероятности ложного срабатывания от порогового уровня

Из (3.7) для нормальной аппроксимации определяется требуемый пороговый уровень k_{th} для заданной вероятности $p_{th.b}$. Результаты расчётов сведены в таблицу 3.2. В таблице учтено, что суммарное число регистрируемых фоновых фотонов и ИТТ в паре сегментов $k = n_i + n_{i+1}$ является целочисленным. Поскольку решение об обнаружении принимается при выполнении условия $k = n_i + n_{i+1} \geq k_{th}$, то результаты расчётов по формуле (3.7) округлены до ближайшего целого, которое не меньше расчётного значения.

Данные таблицы подтверждают, что для поддержания постоянной вероятности ложного срабатывания требуется увеличивать пороговый уровень k_{th} с ростом среднего числа \bar{n}_b . Так, например, для получения заданной вероятности ложного срабатывания $p_{th.b}$ при изменении среднего количества \bar{n}_b от 1 до 4, необходимо увеличить значение порога k_{th} на 8...10 пунктов.

Проведённые исследования позволяют дать методику выбора порогового уровня для достижения заданной вероятности ложного срабатывания в паре шумовых временных сегментов.

Таблица 3.2 – Требуемый пороговый уровень k_{th} для обеспечения заданной вероятности ложного срабатывания в паре шумовых сегментов при аппроксимации статистики отсчёта моделью Гаусса

$p_{th.b}$	Среднее число шумовых импульсов \bar{n}_b						
	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0
0,1	4	6	7	8	10	11	12
0,05	5	6	8	9	11	12	13
0,01	6	8	9	11	12	14	15
0,005	6	8	10	11	13	14	16
0,001	7	9	11	12	14	16	17

Методика выбора порогового уровня для обеспечения заданной вероятности ложного срабатывания в паре шумовых временных сегментов. Задаётся требуемая вероятность ложного срабатывания в паре шумовых сегментов $p_{th.b}$ при среднем числе шумовых импульсов в сегменте \bar{n}_b .

Первоначально по одной из формул (3.7) определяется пороговый уровень $k_{th.Gauss}$ для модели Гаусса. Учитывая связь (3.6) вероятности ложного срабатывания с пороговым уровнем для модели Пуассона, рассчитывается реально достижимая вероятность ложного срабатывания при ориентации на пороговый уровень $k_{th} = k_{th.Gauss}$

$$p_{th.b} = 1 - \sum_{k=0}^{k_{th}-1} Pos(k, \bar{k}_b). \quad (3.9)$$

Последовательно увеличивая на 1, по (3.9) добиваются требуемой вероятности $p_{th.b}$. При этом, поскольку исключается рандомизация, расчётная вероятность может не совпадать с требуемым значением.

В качестве примера рассмотрим выполнение требования обеспечения вероятности ложного срабатывания $p_{th.b.0}=0,01$ при среднем числе шумовых импульсов в шумовом временном сегменте $\bar{n}_b=4$.

По (3.7) рассчитывается пороговый уровень исходя из модели Гаусса $k_{th.Gauss}=14,6$. Округляем до целого значения $k_{th.Gauss}=15$. По (3.9) находим реализуемую вероятность ложного срабатывания $p_{th.b}=0,017$. Видно, что вероятность превышает в 1,7 раза $p_{th.b.0}=0,01$. Последовательно увеличивая на 1 значение k_{th} , по (3.9) находим, что при $k_{th}=16$ вероятность ложного срабатывания $p_{th.b}=0,0082$ незначительно меньше требуемой $p_{th.b.0}=0,01$. Поскольку отклонение от требуемой вероятности не превышает 20 %, то принимаем $k_{th}=16$. Это обеспечивает вероятность ложного срабатывания

$p_{th.b.0}=0,0082$ при среднем числе шумовых импульсов в сегменте $\bar{n}_b=4$.

Вероятность пропуска сигнальной пары. Требуемое среднее число сигнальных фотонов \bar{n}_s для обеспечения вероятности обнаружения в сигнальной паре $p_{th.s}$ при пороговом уровне k_{th} и среднем числе шумовых импульсов в сегменте \bar{n}_b может быть найдено из (3.3) при ориентации на модель Гаусса. При этом необходимо решить трансцендентное уравнение $\bar{n}_s + \sqrt{\bar{k}_s} \cdot \Phi^{-1}(1 - p_{th.s}) = k_{th} - \bar{k}_b$. С учётом (3.7) $\bar{n}_s + \sqrt{\bar{k}_s} \Phi^{-1}(1 - p_{th.s}) = \sqrt{\bar{k}_b} \Phi^{-1}(1 - p_{th.b})$.

На рисунке 3.8 представлены зависимости вероятности пропуска сигнальной пары $p_{th.s}$ от среднего числа сигнальных фотонов и шумовых импульсов $\bar{k}_s = \bar{n}_s + 2 \cdot \bar{n}_b$ для пороговых уровней k_{th} , равных 2 (сплошная), 4 (штриховая) и 8 (пунктирная линия). Расчёты выполнены по формуле (3.1) при ориентации на модель Пуассона (ступенчатые зависимости) и (3.3) или (3.4) при ориентации на модель Гаусса (непрерывные зависимости).

Видно, что вероятность пропуска сигнальной пары, рассчитанная при ориентации на нормальное распределение, даёт завышенное значение. Причём вероятности различаются в 2 раза при среднем числе сигнальных фотонов и шумовых импульсов $\bar{k}_s=5$ и пороговом уровне $k_{th}=2$. Различие превышает 4 раза при среднем числе импульсов $\bar{k}_s \geq 7$. Отметим, что различие сокращается с ростом порогового уровня. При среднем числе сигнальных фотонов и шумовых импульсов $\bar{k}_s=3$ различие в вероятности пропуска составляет 1,42 раза при пороговом уровне $k_{th}=2$, то уже всего 1 % при $k_{th}=8$.

Результаты расчёта вероятностей пропуска сигнальной пары от среднего числа импульсов за длительность синхроимпульса для трёх пороговых уровней при использовании модели Пуассона и Гаусса сведены в таблицу 3.3. Приемлемое различие вероятностей пропуска (порядка 10...20 %) обеспечивается при условии $k_{th} \cdot p_{th.sb} > 1$. Значение указанной величины при пороговом уровне $k_{th}=2$ равно $k_{th} \cdot p_{th.sb} = 1,48; 0,82; 0,40; 0,18; 0,08; 0,04; 0,02; 0,01$ при значениях среднего числа сигнальных фотонов и шумовых импульсов $\bar{k}_s = 1; 2; 3; 4; 5; 6; 7; 8$ соответственно. При увеличении значения порогового уровня до $k_{th}=4$ приемлемое различие вероятностей пропуска достигается при $\bar{k}_s \leq 5$, что в 5 раз больше максимального значения $\bar{k}_s \leq 1$, необходимого для достижения приемлемого различия вероятностей пропуска при $k_{th}=2$, причём значение произведения порога на вероятность пропуска при $k_{th}=4$ равно $k_{th} \cdot$

$p_{th.sb}=3,92; 3,44; 2,60; 1,72; 1,08; 0,60; 0,32; 0,16$ при значениях среднего числа сигнальных фотонов и шумовых импульсов $\bar{k}_s=1; 2; 3; 4; 5; 6; 7; 8$ соответственно. Увеличение порогового уровня до $k_{th}=8$ приводит к увеличению допустимого среднего числа сигнальных фотонов и шумовых импульсов. Причём значение произведения порога на вероятность пропуска равно $k_{th} \cdot p_{th.sb}=8,00; 7,99; 7,90; 7,59; 6,93; 5,95; 4,79; 3,62$ при значениях среднего числа шумовых импульсов $\bar{k}_s = 1; 2; 3; 4; 5; 6; 7; 8$ соответственно.

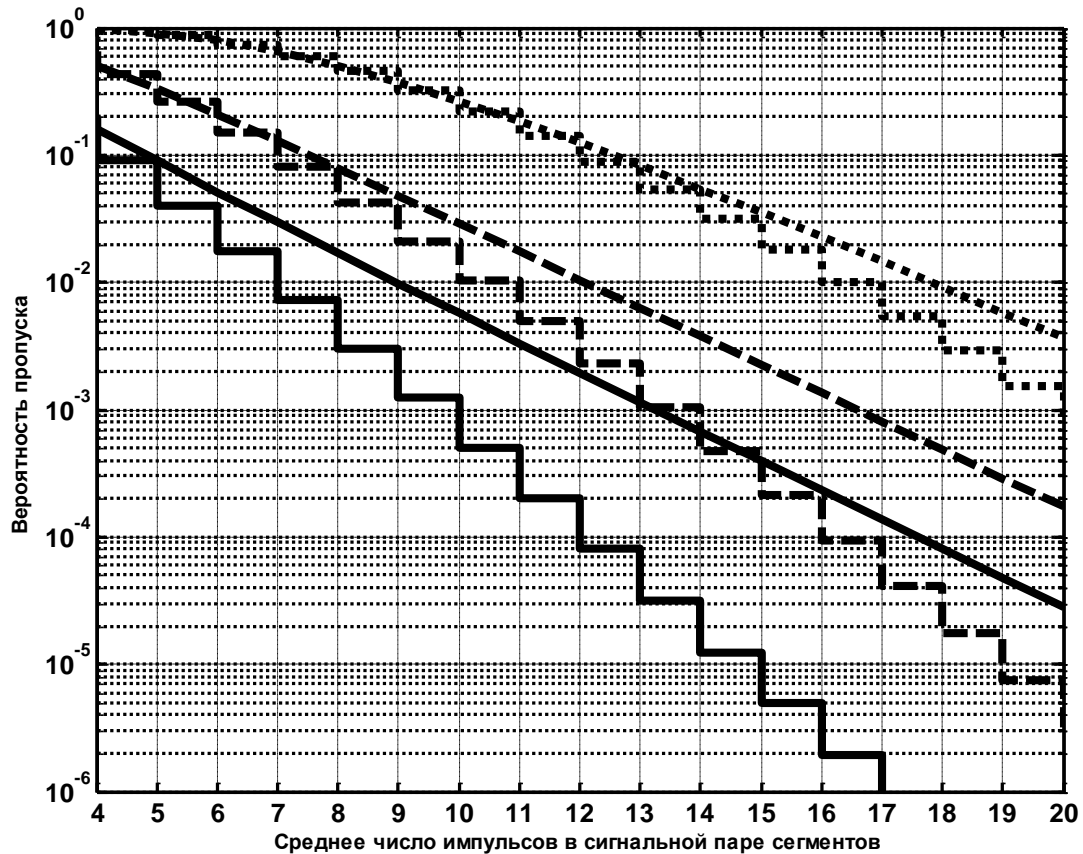


Рисунок 3.8 – Зависимости вероятности пропуска сигнальной пары от среднего числа сигнальных фотонов и шумовых импульсов в сегменте

Из (3.4) для нормальной аппроксимации при $k_{th} = \bar{k}_s$ находим $p_{th.s} = 0,5$. Следовательно, согласно нормальной аппроксимации пороговый уровень k_{th} должен превышать значение среднего суммарного числа сигнальных фотонов и шумовых импульсов \bar{k}_s для обеспечения вероятности обнаружения в сигнальной паре более 0,5. Этот же вывод справедлив и для ориентации на модель Пуассона.

Из графиков на рисунке 3.8 следует, что вероятность пропуска сигнальной пары 0,1 обеспечивается при пороговом уровне $k_{th}=2$ и среднем числе импульсов в паре сегментов $\bar{k}_s \approx 4$ для пуассоновской модели и $\bar{k}_s \approx 4,8$ для модели Гаусса. Различия в среднем числе сигнальных фотонов и шумовых

импульсов в сигнальной паре возрастает с 20 % до 32 и 41 % при обеспечении вероятности пропуска соответственно 0,01 и 0,001. Числовой материал указывает на возможность использовать для экспресс-расчётов вероятности обнаружения сигнальной пары сегментов формулы (3.3) или (3.4).

Таблица 3.3 – Вероятность пропуска сигнальной пары от среднего числа импульсов за длительность синхроимпульса для трёх пороговых уровней.

Модели Пуассона и Гаусса

Порог	Условия. Параметр	Среднее число сигнальных фотонов и шумовых импульсов							
		1	2	3	4	5	6	7	8
2	Модель Пуассона	0,74	0,41	0,20	0,09	0,04	0,02	$7 \cdot 10^{-3}$	$3 \cdot 10^{-3}$
	Модель Гаусса	0,84	0,50	0,28	0,16	0,09	0,05	0,03	0,02
	Различие, раз	1,14	1,23	1,42	1,73	2,22	2,95	4,03	5,61
4	Модель Пуассона	0,98	0,86	0,65	0,43	0,27	0,15	0,08	0,04
	Модель Гаусса	1,00	0,92	0,72	0,50	0,33	0,21	0,13	0,08
	Различие, раз	1,07	1,15	1,37	1,86	2,80	4,56	7,93	14,5
8	Модель Пуассона	1,00	1,00	0,99	0,95	0,87	0,74	0,60	0,45
	Модель Гаусса	1,00	1,00	1,00	0,98	0,91	0,79	0,65	0,50
	Различие, раз	1,00	1,00	1,01	1,03	1,05	1,07	1,08	1,10

Важно отметить, что вероятность пропуска сигнальной пары определяется не только отношением сигнал/шум, но и средним числом шумовых импульсов в паре сегментов (рисунок 3.9).

Рабочие характеристики обнаружения. Зависимость вероятности пропуска сигнальной пары от вероятности ложного срабатывания в шумовой паре отражает рабочая характеристика обнаружения. На рисунке 3.10 рабочая характеристика обнаружения представлена для модели Пуассона линиями без точек. Здесь же линиями с точками представлены зависимости, рассчитанные при ориентации на распределения Гаусса. Расчёты проведены при отношении $\bar{n}_s/\bar{n}_b = 5$ и 4-х средних числах шумовых импульсов \bar{n}_b : 2 (сплошные); 4 (штриховые); 6 (штрихпунктирные) и 8 (пунктирные линии). Пороговый уровень в 4...10 раз превышает среднее число шумовых импульсов в сегменте.

Из графиков видно существенное различие в результатах расчётов при ориентации на пуассоновское и нормальное распределения. Так, например, при обеспечении вероятности ложного срабатывания в шумовой паре сегментов на уровне 0,1 различие в вероятности пропуска сигнальной пары сегментов

превышает 4 порядка при среднем числе шумовых импульсов в сегменте $\bar{n}_b=8$.

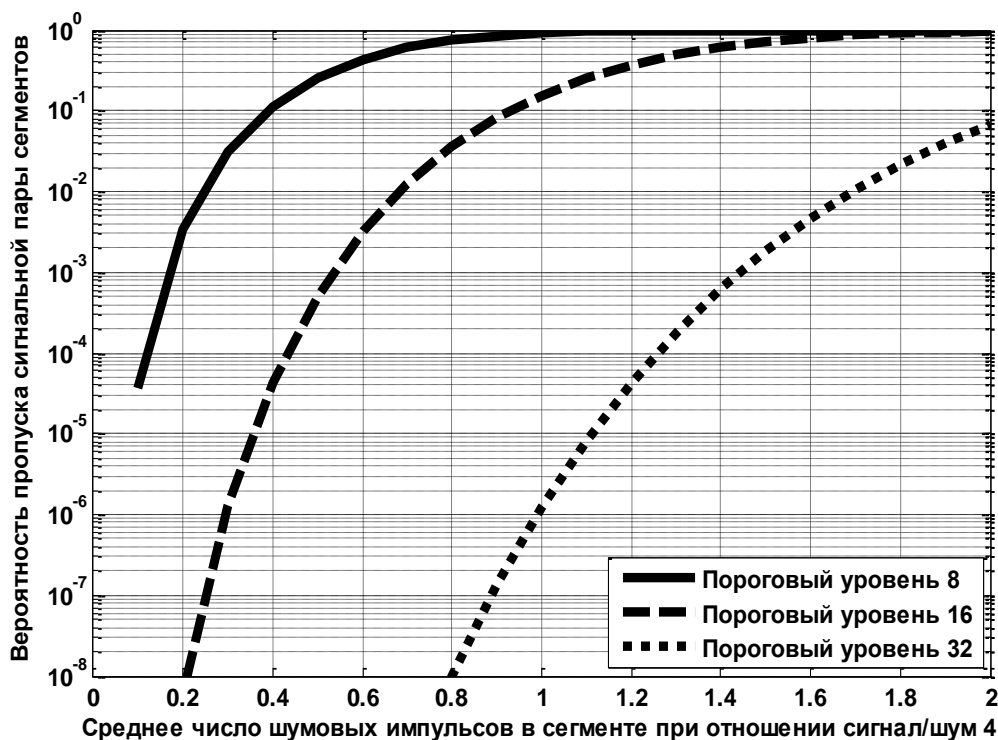


Рисунок 3.9 – Рабочая характеристика обнаружения

Лишь при очень низких требованиях к вероятности ложного срабатывания в паре шумовых временных сегментов зависимости сближаются. Действительно, пусть среднее число шумовых импульсов равно $\bar{n}_b=4$ (штриховые линии на рисунке 3.10). При отношении $\bar{n}_s/\bar{n}_b=5$ находим $\bar{n}_s=20$ и $\bar{k}_s=28$. Крайняя точка на графике соответствует пороговому уровню $k_{th}=16$. Столь высокое среднее число шумовых импульсов в шумовой паре $2\bar{n}_b=8$, а тем более в сигнальной паре $\bar{k}_s=28$, с физической точки зрения означает переход из квантовой области в классическую. Здесь, как известно, вероятность обнаружения не зависит от энергии сигнала, а определяется лишь отношением сигнал/шум.

Для обеспечения вероятности пропуска сигнальной пары сегментов и вероятности ложного срабатывания в шумовой паре менее 0,1 при отношении сигнал/шум 5 потребуется $\bar{n}_b \geq 2$.

Резюме. Получены аналитические выражения для расчёта порогового уровня и вероятностных характеристик в смежной паре сегментов для предложенного алгоритма обнаружения при ориентации на распределение Пуассона и нормальное распределение. Проведённые исследования показывают, что модель Гаусса может использоваться только для экспресс-расчётов статистических характеристик обнаружения, так как аппроксимация статистики

сигнала моделью Гаусса даёт значение порога на 3...4 пункта ниже реально требуемого уровня, рассчитанного при ориентации на распределение Пуассона. Предложена методика выбора порогового уровня для обеспечения заданной вероятности ложного срабатывания в паре шумовых временных сегментов.

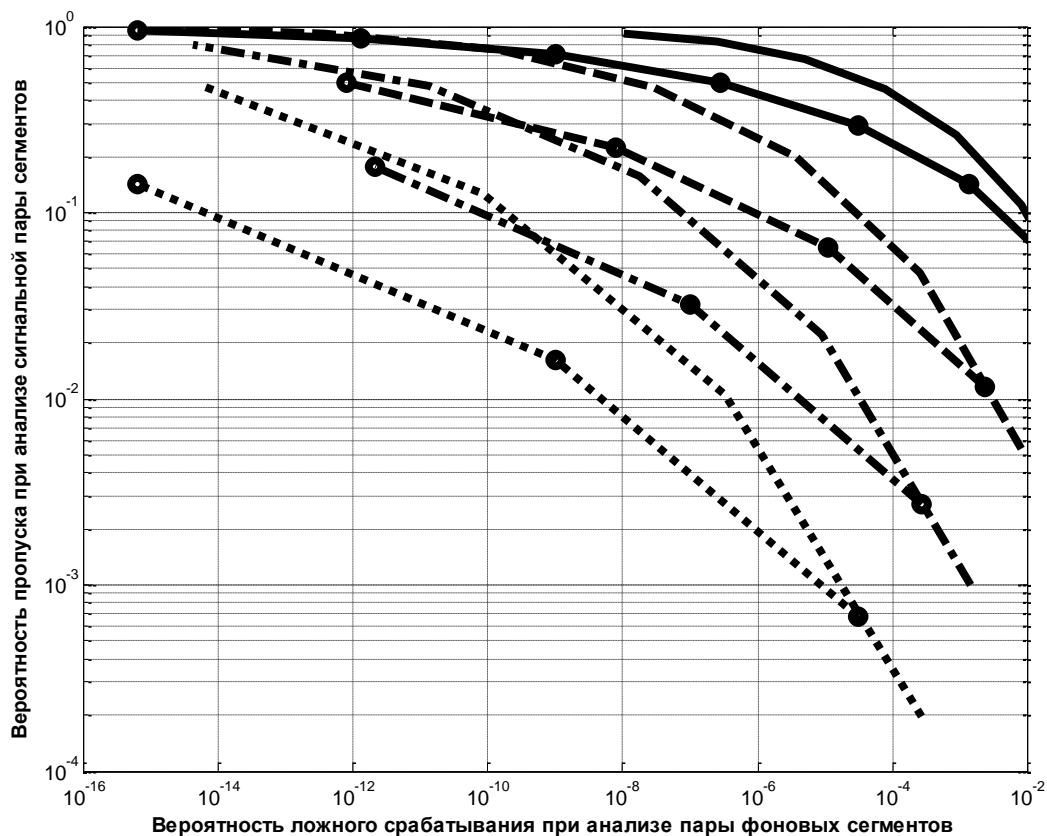


Рисунок 3.10 – Рабочие характеристики обнаружения

3.4 Оценка вероятностных и временных характеристик этапа поиска двухэтапного алгоритма обнаружения на основе порогового теста

Этап поиска продолжается, пока зарегистрированное количество сигнальных фотонов и шумовых импульсов в сигнальной паре сегментов не превысит установленного порога. В процессе поиска возможны ошибки из-за ложного срабатывания в паре сегментов, предшествующей по времени сигнальной паре. Кроме того, возможен пропуск сигнальной пары, если в ней зарегистрированное количество импульсов не превышает установленного порога. Следовательно, для оценки эффективности поиска вводится вероятность обнаружения сигнальной пары сегментов, в которой располагается синхросигнал, за заданное число временных кадров.

Пусть синхроимпульс располагается в i -й паре сегментов. Суммарное число парных сегментов $(1, 2), (2, 3), \dots, (N_w - 1, N_w), (N_w, 1)$ во временном

кадре равно N_w . Считается, что синхроимпульс равновероятно может присутствовать в любом парном сегменте.

Условная вероятность обнаружения во время анализа первого временного кадра $j_T = 1$ равна $p_{search}\{i, j_T = 1\} = p_{search1}\{i\} = (1 - p_{th.b})^{i-1} \cdot p_{th.s}$. Усреднение вероятности по всем возможным парам сегментов (позициям синхроимпульса) даёт условную вероятность обнаружения в процессе анализа первого временного кадра

$$p_D\{j_T = 1\} = p_{D1} = \frac{1}{N_w} \cdot \sum_{i=1}^{N_w} p_{sync1}\{i\} = \frac{p_{th.s}}{N_w} \cdot \left[\frac{1 - (1 - p_{th.b})^{N_w}}{p_{th.b}} \right]. \quad (3.10)$$

На рисунке 3.11 представлены графики зависимостей условной вероятности обнаружения в процессе анализа первого временного кадра от среднего числа сигнальных фотонов за длительность синхроимпульса. При построении графиков принято, что среднее число шумовых импульсов в сегменте равно 2. Выбор порогового уровня 10 обеспечивает вероятность ложного срабатывания при анализе пары шумовых сегментов 0,0081.

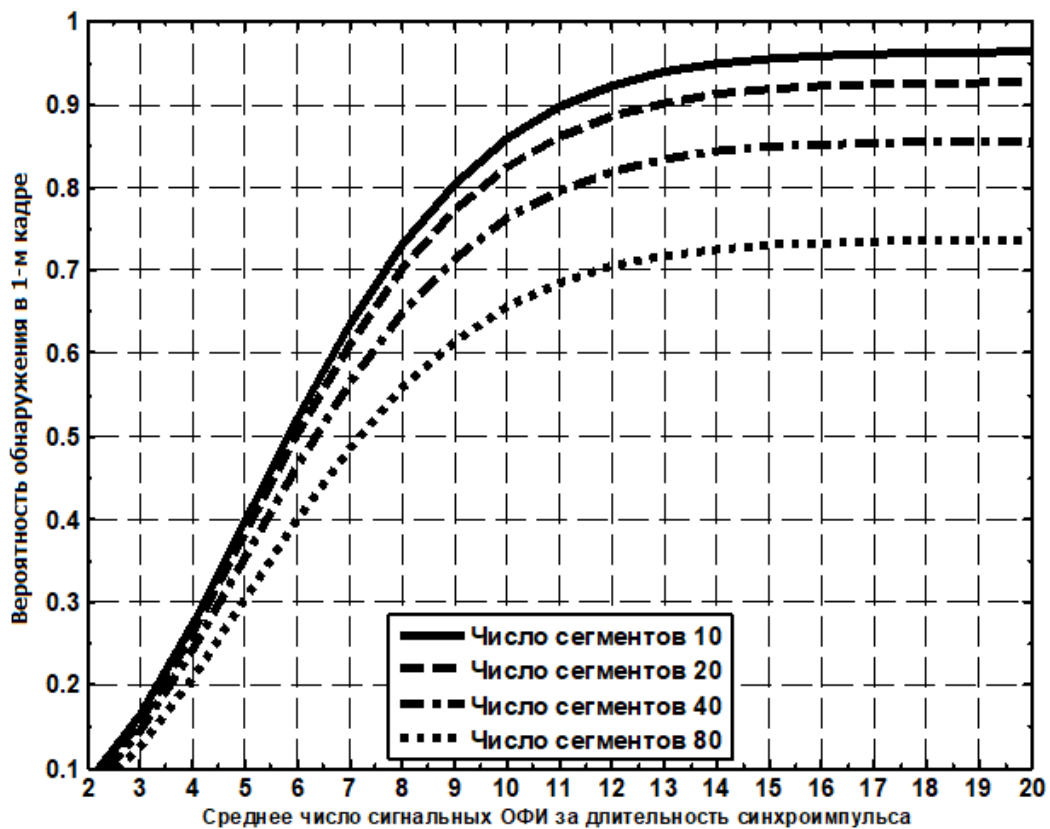


Рисунок 3.11 – Зависимости вероятности обнаружения при анализе первого кадра от среднего числа сигнальных фотонов за длительность синхроимпульса

Из графиков видно, что с ростом среднего числа сигнальных фотонов за

длительность синхроимпульса растёт вероятность обнаружения в процессе анализа первого временного кадра. Однако рост замедляется, стремясь к предельному значению. Для нахождения предельного значения используем разложение в степенной ряд функцию

$$(1 - p_{th.b})^{N_w} = 1 - N_w \cdot p_{th.b} + \frac{(N_w \cdot p_{th.b})^2}{2!} + \frac{(N_w \cdot p_{th.b})^3}{3!} - \dots$$

Тогда (3.10) при ограничении тремя слагаемыми преобразуется к виду

$$p_{D1.lim1} = p_{th.s} \cdot \left[1 - \frac{N_w \cdot p_{th.b}}{2} \right]. \quad (3.11)$$

Расчёты по (3.11) дают результаты, отличающиеся от расчётов по (3.10) менее чем на 10 % при числе временных сегментов 80. Причём различие быстро снижается с уменьшением числа сегментов (всего 1 % при $N_w = 20$).

Более точные результаты даёт использование формулы

$$p_{D1.lim2} = p_{th.s} \cdot \left[1 - \frac{N_w \cdot p_{th.b}}{2} + \frac{(N_w \cdot p_{th.b})^2}{6} \right], \quad (3.12)$$

получаемой из (3.10) при ограничении 4-мя слагаемыми в разложении в степенной ряд. Различие относительно расчётов по точной формуле составляет 1 % даже при числе сегментов 80.

Заметим, что расчёт по (3.11) даёт заниженное, а по (3.12) – завышенное значение. Естественно, что при обеспечении предельной вероятности обнаружения при анализе первого кадра различие значений, рассчитанных по формулам (3.11) и (3.12), будет минимальным.

Пусть допустимо различие в K_{pD1} раз. Тогда

$$K_{pD1} = \frac{p_{D1.lim2}}{p_{D1.lim1}} = \left[1 - \frac{N_w \cdot p_{th.b}}{2} + \frac{(N_w \cdot p_{th.b})^2}{6} \right] / \left(1 - \frac{N_w \cdot p_{th.b}}{2} \right).$$

Решая квадратичное уравнение, находим (второй корень отрицателен)

$N_w p_{th.b} = 1,5(1 - K_{pD1}) + \sqrt{2,25(K_{pD1} - 1)^2 + 6(K_{pD1} - 1)}$. Следовательно, выбор вероятности ложного срабатывания в шумовой паре $p_{th.b}$ всегда должен удовлетворять условию

$$p_{th.b} \leq p_{th.b.max} = \frac{1,5(1 - K_{pD1}) + \sqrt{2,25(K_{pD1} - 1)^2 + 6(K_{pD1} - 1)}}{N_w}. \quad (3.13)$$

Из (3.13) следует, что предельно допустимая вероятность ложного срабатывания в шумовой паре обратно пропорциональна числу сегментов.

В частном случае $K_{pD1}=1,1$, имеем $N_w \cdot p_{th.b.max} \approx 0,64$.

Проведя расчёты, находим соотношения для расчёта допустимой вероятности ложного срабатывания в шумовой паре $p_{th.b.max}$ при допустимом отклонении в K_{pD1} раз от предельной вероятности синхронизации $p_{D1.lim2}$:

$$N_w \cdot p_{th.b.max} \approx \begin{cases} 0,84 \text{ при } K_{pD1} = 1,20; \\ 0,64 \text{ при } K_{pD1} = 1,10; \\ 0,48 \text{ при } K_{pD1} = 1,05; \\ 0,32 \text{ при } K_{pD1} = 1,02; \\ 0,23 \text{ при } K_{pD1} = 1,01. \end{cases} \quad (3.14)$$

Уменьшение отклонения реальной вероятности обнаружения от предельного значения предполагает предъявления более жёстких требований к вероятности ложного срабатывания. Требование уменьшения отклонения с 20 до 10 % потребует уменьшения вероятности ложного срабатывания не менее чем в 1,3 раза, до 5 % – в 1,75 раза, а до 1 % – почти в 4 раза.

Согласно принятому алгоритму синхронизации, если в течение первого кадра синхроимпульс не обнаружен, то необходимо перейти к анализу второго кадра. Условная вероятность обнаружения синхроимпульса во втором кадре $p_D\{j_T = 2\} = p_{D2} = (1 - p_{D1}) \cdot p_{D1}$. Используя метод математической индукции, находим условную вероятность обнаружения синхроимпульса в j_T -м временном кадре $p_D\{j_T\} = (1 - p_{D1})^{j_T-1} p_{D1}$.

Успешное обнаружение при допущении поиска в N_T временных кадрах возможно с безусловной вероятностью (далее вероятность)

$$P_D = \sum_{j_T=1}^{N_T} p_D\{j_T\} = \sum_{j_T=1}^{N_T} (1 - p_{D1})^{j_T-1} \cdot p_{D1} = \frac{p_{D1}}{1 - p_{D1}} \cdot \sum_{j_T=1}^{N_T} (1 - p_{D1})^{j_T}.$$

Используя свойства геометрической прогрессии, находим

$$P_D = 1 - (1 - p_{D1})^{N_T}. \quad (3.15)$$

При $N_T \rightarrow \infty$ вероятность успешного обнаружения стремится к 1.

Из (3.15) следует, что для обеспечения заданной вероятности обнаружения P_D при известной вероятности p_{D1} потребуется анализ не менее $N_{T.min}$ временных кадров. Таким образом,

$$N_T \geq N_{T.min} = \left\lceil \frac{\lg(1 - P_D)}{\lg(1 - p_{D1})} \right\rceil. \quad (3.16)$$

Среднее число временных кадров для успешного обнаружения определяется формулой $\overline{N_T} = \sum_{j_T=1}^{N_T} j_T \cdot (1 - p_{D1})^{j_T-1} \cdot p_{D1}$. При $N_T \rightarrow \infty$ находим предельное среднее число кадров для успешного обнаружения:

$$\overline{N_T} = \frac{1}{p_{D1}} = \frac{N_T}{p_{th.s}} \cdot \left[\frac{p_{th.b}}{1 - (1 - p_{th.b})^{N_T}} \right].$$

Следовательно, среднее время поиска

$$\overline{T_{search}} = T_s \cdot \overline{N_T} = \frac{N_T \cdot T_s}{p_{th.s}} \cdot \left[\frac{p_{th.b}}{1 - (1 - p_{th.b})^{N_T}} \right], \quad (3.17)$$

причём период следования для волоконно-оптических систем КРК равен $T_s = 2 \cdot L / (c_{opt}/n_{OF})$, а для атмосферных систем КРК $T_s = 2 \cdot L / c_{opt}$, где L – протяжённость линии связи, c_{opt} – скорость распространения света в вакууме (300 000 км/ч), n_{OF} – показатель преломления излучения в сердцевине.

Если вероятность ложных срабатываний $p_{th.b}$ близка к 1, то среднее время на обнаружение синхроимпульса может быть большим $\overline{T_{search}} \approx N_w \cdot T_s / p_{th.s}$.

Напротив, если $N_w \cdot p_{th.b} \ll 1$, то $(1 - p_{th.b})^{N_w} \approx 1 - N_w \cdot p_{th.b}$. Тогда

$$\overline{T_{search}} = \frac{N_w \cdot T_s}{p_{th.s}} \cdot \left[\frac{p_{th.b}}{1 - 1 + N_w \cdot p_{th.b}} \right] \approx \frac{1}{p_{th.s}}.$$

С учётом условия (3.17) можно утверждать, что среднее время обнаружения синхроимпульса на этапе поиска, всегда будет превышать значение

$$\overline{T_{search}} = T_s \cdot \overline{N_T} = \frac{\lg(1 - P_D)}{\lg(1 - p_{D1})} \cdot \frac{T_s}{p_{th.s}} \cdot \left[\frac{p_{th.b}}{1 - (1 - p_{th.b})^{N_T}} \right]. \quad (3.18)$$

Как было отмечено ранее, этап поиска может быть завершён с двумя результатами – произошло превышение суммарным отсчётом со смежной пары сегментов порогового уровня, аппаратура переходит к этапу тестирования; срабатывания не произошло, аппаратура переходит к поиску в следующем временном кадре, причём если анализируемый кадр был последний, то считается, что процесс синхронизации завершён с отрицательным результатом.

Таким образом, момент регистрации превышения порогового уровня суммарным отсчётом с i -й смежной пары сегментов может быть найден по формуле $t_{x.s1} = (i - 1) \cdot \tau_s + RNG_{s1} \cdot 2 \cdot \tau_s$, где RNG_{s1} – генератор случайного числа с непрерывным равномерным распределением на интервале $[0, 1]$.

Отметим, время, затраченное при отрицательном результате поиска в одном кадре, равно длительности периода следования T_s .

Результаты расчёта характеристик поиска в предлагаемом алгоритме представлены в таблице 3.4. Отметим, условная вероятность обнаружения на этапе поиска в течение первого кадра p_{D1} может быть найдена по (3.10), минимальное допустимое число кадров N_T для обеспечения безусловной вероятности успешного поиска $P_D \geq 0,99$ может быть найдено по (3.16), а среднее время успешного поиска $\overline{T_{sync}}$ по (3.17). Протяжённость ВОЛС составляет 20 км, что соответствует периоду следования $T_s = 195,76$ мкс. Следовательно, число сегментов и, соответственно, смежных пар временных сегментов равно $N_w = 652553$. При ориентации на отклонение в $K_{pD1}=1,1$ раза от предельной вероятности синхронизации $p_{D1.lim2}$ и частоте генерации ИТТ $f_{DCR} = 10$ Гц пороговый уровень, рассчитанный по приведенной выше методике, равен $k_{th} = 1$. Отметим, по методике расчета порогового уровня реально достижимая вероятность ложного срабатывания при ориентации на пороговый уровень $k_{th} = 1$ составляет $p_{th.b} = 6 \cdot 10^{-9}$.

Таблица 3.4 – Результаты расчёта параметров этапа поиска

$\overline{n_s}$	Среднее число сигнальных ОФИ за длительность синхроимпульса				
	1	2	3	4	5
$100p_{D1}$	63,09	86,30	94,84	97,98	99,13
N_T	5	3	2	2	1
$\overline{N_T}$	1,540	1,148	1,046	1,019	0,991
$\overline{T_{sync}}$, мкс	301,46	224,75	204,83	199,56	194,06
$\overline{n_s}$	Среднее число сигнальных ОФИ за длительность синхроимпульса				
	6	7	8	9	10
$100p_{D1}$	99,56	99,71	99,77	99,79	99,80
N_T	1	1	1	1	1
$\overline{N_T}$	0,996	0,997	0,998	0,998	0,998
$\overline{T_{sync}}$, мкс	194,89	195,20	195,31	195,35	195,37

Анализ результатов указывает на возможность достижения вероятности успешного поиска $P_D \geq 0,99$ за один кадр при среднем числе фотонов в синхроимпульсе $\overline{n_s} \geq 5$. Кроме того, увеличение среднего числа фотонов в синхроимпульсе позволяет значительно снизить время успешного поиска. Так, при среднем числе фотонов в синхроимпульсе равном $\overline{n_s} = 1$ время успешного поиска составляет 301,46 мкс, при $\overline{n_s} = 2$ – 224,75 мкс (уменьшение на 25,4 %), а при $\overline{n_s} = 3$ – уже 204,83 мкс. В целом, при увеличении среднего числа фотонов

в синхроимпульсе в 10 раз (с 1 до 10) время успешного поиска снижается в 1,54 раза (301,46 против 195,37 мкс).

Резюме. Получены аналитические выражения для расчёта временных и вероятностных характеристик этапа поиска предложенного алгоритма обнаружения на основе порогового теста, в том числе для расчёта допустимого числа кадров при обеспечении требуемой вероятности успешного поиска. Результаты расчётов подтверждают значительное снижение допустимого и среднего чисел кадров и, следовательно, среднего времени успешного поиска при увеличении среднего числа фотонов в синхроимпульсе. Так, например, при заданных исходных данных допустимое число кадров, среднее число кадров и среднее время успешного поиска снижаются в 5; 1,6; 1,6 раза соответственно при увеличении среднего числа фотонов в синхроимпульсе в 5 раз (с 1 до 5).

3.5 Оценка характеристик этапа тестирования двухэтапного алгоритма обнаружения на основе порогового теста

На этапе тестирования аппаратура производит повторный опрос предполагаемой сигнальной смежной пары сегментов на факт превышения суммарным отсчётом с исследуемой пары сегментов порогового уровня k_{th} . Отметим, повторный опрос фотодетектора на данном этапе проводится в течение интервала, соответствующего длительности импульса стробирования τ_{strob} .

Установлено, что из-за априорной неопределённости в отношении числа фотонов и момента приёма сигнального излучения длительность импульса стробирования τ_{strob} должна превышать длительность оптического синхроимпульса, причём $\tau_{strob} = 2 \cdot \tau_s$ [34]. Следовательно, среднее число ИТТ за длительность импульса стробирования будет равно $2 \cdot \bar{n}_b$. Таким образом, вероятность повторного превышения суммарным отсчётом со смежной пары сегментов порогового уровня может быть определена по (3.1), а вероятность ошибочного повторного превышения – по (3.6).

Условная вероятность успешного тестирования во время 1-го теста равна

$$p_{test1} = p_{th.s}. \quad (3.19)$$

Условная вероятность повторной регистрации синхроимпульса во время второго теста равна $p_{test}\{k_{test} = 2\} = (1 - p_{test1}) \cdot p_{test1}$. Используя метод математической индукции, находим условную вероятность повторной регистрации синхроимпульса в течение k_{test} -го тестирования

$$p_{test}\{k_{test}\} = (1 - p_{test1})^{k_{test}-1} \cdot p_{test1}.$$

Успешное тестирование при допущении N_{test} тестов возможно с безусловной вероятностью

$$P_{test} = \sum_{k_{test}=1}^{N_{test}} p_{test}\{k_{test}\} = \frac{p_{test1}}{1 - p_{test1}} \sum_{k_{test}=1}^{N_{test}} (1 - p_{test1})^{k_{test}}. \quad (3.20)$$

Используя свойства геометрической прогрессии, находим

$$P_{test} = 1 - (1 - p_{test1})^{N_{test}}. \quad (3.21)$$

Заметим, что при $N_{test} \rightarrow \infty$ вероятность успешного тестирования стремится к 1. Из (3.21) следует, что для обеспечения заданной вероятности успешного тестирования P_{test} при произвольной вероятности p_{test1} потребуется не менее $N_{test.min}$ тестов

$$N_{test} \geq N_{test.min} = \left\lceil \frac{\lg(1 - P_{test})}{\lg(1 - p_{test1})} \right\rceil. \quad (3.22)$$

Среднее число тестов для успешного тестирования

$$\overline{N_{test}} = \sum_{k_{test}=1}^{N_{test}} k_{test} \cdot (1 - p_{test1})^{k_{test}-1} \cdot p_{test1}.$$

При этом среднее время тестирования будет

$$\overline{T_{test}} = T_s \cdot \overline{N_{test}}. \quad (3.23)$$

Время, при отрицательном результате тестирования при анализе одного кадра равно $t_{ND.frame} = t_{x.s1} + N_{test} \cdot T_s + \Delta\tau - 0,5 \cdot \tau_{strob}$, где $\Delta\tau$ – время задержки между моментами приёма и регистрации фотона, а $0,5 \cdot \tau_{strob}$ – момент начала действия импульса стробирования во время первого тестирования.

При положительном тестировании, время на повторную регистрацию превышения суммарным отсчётом порогового уровня при анализе одного кадра равно $t_{D.frame} = t_{x.s1} + t_{x.s2} + k_{test} T_s + \Delta\tau - 0,5 \tau_{strob}$, где $t_{x.s2} = RNG_{s2} \tau_{strob}$ – момент повторной регистрации при стробировании фотодетектора.

На рисунке 3.12 представлены зависимости вероятности успешного тестирования в 1-м тесте на этапе тестирования от среднего числа сигнальных ОФИ за длительность синхроимпульса при различных значениях порогового уровня $k_{th} = 4; 8; 10; 12$ и $\overline{n_b} = 2$. Увеличение порогового уровня в 2 раза (с 4 до 8) приводит к значительному снижению вероятности успешного тестирования в 1-м тесте. Так, при $\overline{n_s} = 1$ вероятность успешного тестирования уменьшается в 5,5 раза, при $\overline{n_s} = 2$ – в 3,3 раза, при $\overline{n_s} = 3$ – в 2,3 раза. При увеличении

среднего числа сигнальных ОФИ за длительность синхроимпульса до значений, соизмеримых с пороговым уровнем, различие в вероятности успешного тестирования в 1-м тесте значительно снижается и стремится к 0. Так, вероятность $p_{test}\{k_{test} = 1\} \geq 0,9$ достигается при увеличении среднего числа ОФИ \bar{n}_s до 3; 8; 11 и 13 при пороговых уровнях 4; 8; 10 и 12 соответственно.

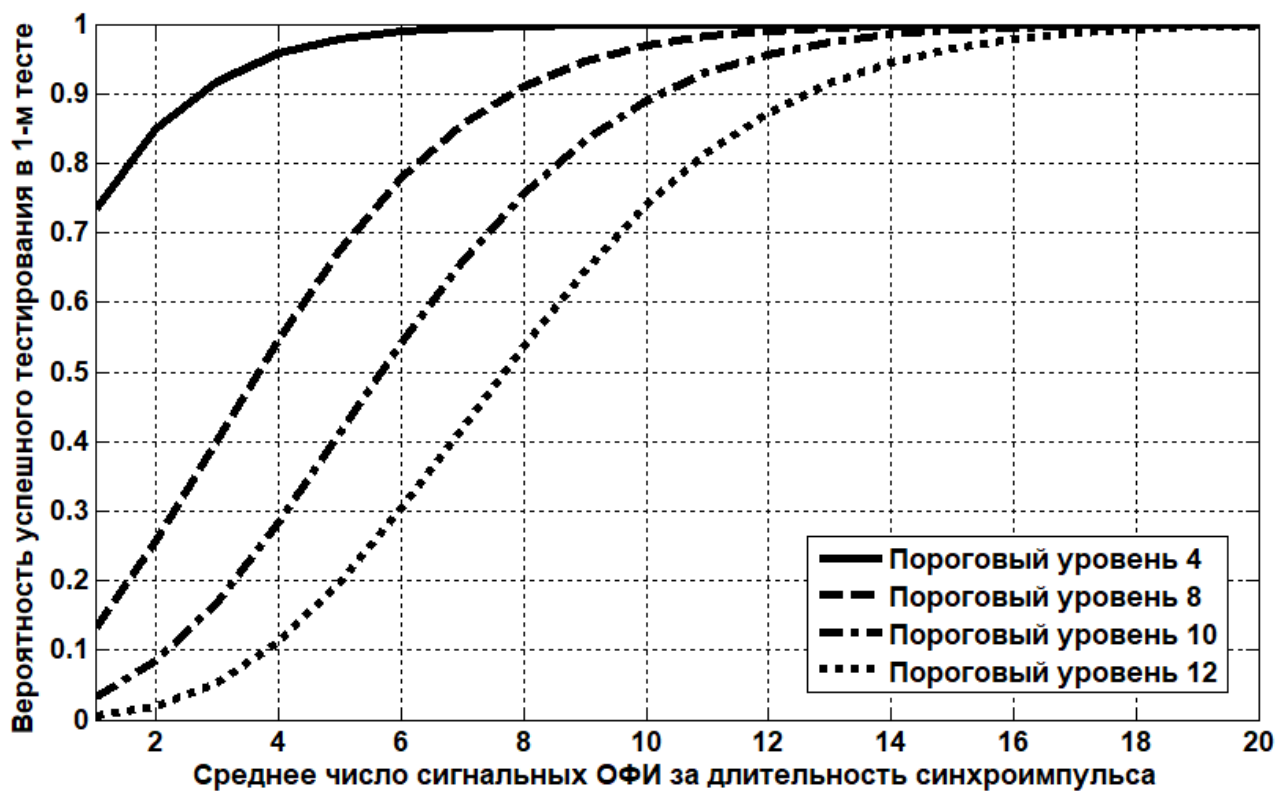


Рисунок 3.12 – Зависимости вероятности успешного тестирования в 1-м тесте от среднего числа сигнальных ОФИ за длительность синхроимпульса

Результаты расчёта характеристик этапа тестирования в предлагаемом алгоритме представлены в таблице 3.5. Требуемая безусловная вероятность успешного тестирования составляет $P_{test} \geq 0,99$. Протяжённость ВОЛС составляет 20 км (период следования $T_s = 195,76$ мкс). Следовательно, число сегментов и смежных пар сегментов равно $N_w = 652553$. При ориентации на отклонение в $K_{pD1}=1,1$ раза от предельной вероятности синхронизации $p_{D1.lim2}$ и частоте генерации ИТТ $f_{DCR} = 10$ Гц пороговый уровень, рассчитанный по приведенной выше методике, равен $k_{th} = 1$. Отметим, по методике расчета порогового уровня реально достижимая вероятность ложного срабатывания при ориентации на пороговый уровень $k_{th} = 1$ составляет $p_{th.b} = 6 \cdot 10^{-9}$.

Отметим, увеличение среднего числа фотонов в синхроимпульсе позволяет достичь вероятности успешного тестирования $P_{test} \geq 0,99$ при минимальном числе тестов, и, следовательно, значительно уменьшить время

успешного тестирования. Так, при увеличении среднего числа фотонов в синхроимпульсе в 2 раза (с 1 до 2) среднее число тестов и среднее время успешного тестирования уменьшаются на 25 %, а при увеличении среднего числа фотонов в синхроимпульсе в 10 раз (с 1 до 10) различие составляет уже 35 %.

Таблица 3.5 – Результаты расчёта параметров этапа тестирования

\bar{n}_s	Среднее число сигнальных ОФИ за длительность синхроимпульса				
	1	2	3	4	5
$100p_{test1}$	63,21	86,47	95,02	98,17	99,33
N_{test}	5	3	2	2	1
\overline{N}_{test}	1,538	1,146	1,045	1,018	0,993
\overline{T}_{test} , мкс	301,01	224,38	204,54	199,21	194,44
\bar{n}_s	Среднее число сигнальных ОФИ за длительность синхроимпульса				
	6	7	8	9	10
$100p_{test1}$	99,75	99,91	99,97	99,99	100,00
N_{test}	1	1	1	1	1
\overline{N}_{test}	0,998	0,999	1,00	1,00	1,00
\overline{T}_{test} , мкс	195,27	195,58	195,69	195,74	195,75

Резюме. Получены аналитические выражения для расчёта временных и вероятностных характеристик этапа тестирования предложенного алгоритма обнаружения на основе порогового теста, в том числе для расчёта допустимого числа тестов при обеспечении требуемой вероятности успешного тестирования. Результаты расчётов указывают на значительное снижение среднего времени успешного тестирования при увеличении среднего числа фотонов в синхроимпульсе. Например, при увеличении числа фотонов в синхроимпульсе в 2 раза (с 1 до 2), среднее время успешного тестирования снижается на 25 %.

3.6 Методики проектирования аппаратуры обнаружения синхросигнала на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем

Методика проектирования аналоговой аппаратуры обнаружения синхросигнала на основе анализа суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем в волоконно-оптических системах КРК. Пусть заданы длительность $\tau_s=300$ пс и период следования $T_s=200$ мкс (частота следования $f_s=5$ кГц) оптических синхроимпульсов (значение периода следования соответствует протяжённости ВОЛС примерно в 20 км). Расчёт по формуле $T_s/\tau_s = 200 \cdot 10^{-6}/300 \cdot 10^{-12} \approx 666\,666,7$ позволяет выбрать количество временных сегментов во кадре $N_w = 666\,666$. Коррекция

длительности временного сегмента $\tau_w = T_s/N_w = 300,0003$ пс показывает возможность в дальнейшем принять $\tau_w = \tau_s = 300$ пс.

В волоконно-оптической системе шумовые импульсы определяются только ИТТ. При частоте генерации ИТТ $\xi_{DCR}=50$ Гц среднее число шумовых импульсов \bar{n}_b за длительность одного временного сегмента $\tau_w = 300$ пс равно $\bar{n}_b = \xi_{DCR} \cdot \tau_w = 50 \cdot 300 \cdot 10^{-12} = 1,5 \cdot 10^{-8}$. Суммарное число парных сегментов в кадре равно количеству сегментов в кадре $N_w = 666\ 666$.

Пусть допустимо отклонение в $K_{pD1}=1,1$ раза от предельной вероятности обнаружения $p_{D1.lim2}$. Тогда согласно (3.14) предельно допустимая вероятность ложного срабатывания в шумовой паре составляет $p_{th.b.max} \approx 0,64/N_w \approx 10^{-6}$.

Ориентируясь на нормальное распределение Гаусса, находим, что для обеспечения вероятности ложного срабатывания $p_{th.b.Gauss} = p_{th.b.max} \approx 10^{-6}$ значение порога, рассчитанное по формуле (3.7), равно

$$k_{th.Gauss} = 2 \cdot \bar{n}_b + \sqrt{2 \cdot \bar{n}_b} \cdot \Phi^{-1}(1 - p_{th.b.Gauss}) = 8,23 \cdot 10^{-4}.$$

Далее по методике выбора порогового уровня необходимо округлить полученное значение до ближайшего целого числа $k_{th.Gauss} = 1$.

По формуле (3.9) рассчитывается реально достижимая вероятность ложного срабатывания при ориентации на пороговый уровень

$$p_{th.b} = 1 - \sum_{k=0}^0 Pos(k, 3 \cdot 10^{-8}) = 1 - exp(-3 \cdot 10^{-8}) \cong 3 \cdot 10^{-8}.$$

Так как $p_{th.b}$ почти в 33,3 раз ниже $p_{th.b.max}$, то значение порога принимаем $k_{th} = 1$. Фиксируем вероятность ложного срабатывания $p_{th.b} = 3 \cdot 10^{-8}$.

Зададим среднее число сигнальных фотонов $\bar{n}_s=2$ за длительность синхроимпульса $\tau_s = 300$ пс. Тогда среднее суммарное число сигнальных фотонов и шумовых импульсов за время наблюдения пары соседних сегментов составит $\bar{k}_s = \bar{n}_s + 2 \cdot \bar{n}_b = 2 + 3 \cdot 10^{-8} \cong 2$. Используя формулу (3.1), находим вероятность обнаружения в сигнальной паре временных сегментов

$$p_{th.s} = 1 - \sum_{k=0}^{k=k_{th}-1} \frac{\bar{k}_s^k}{k!} \cdot exp(-\bar{k}_s) = 1 - exp(-2) = 0,865.$$

По (3.10) находим условную вероятность обнаружения в первом кадре

$$p_{D1} = \frac{p_{th.s}}{N_w} \cdot \left[\frac{1 - (1 - p_{th.b})^{N_w}}{p_{th.b}} \right] = \frac{0,865}{666666} \cdot \left[\frac{1 - (1 - 3 \cdot 10^{-8})^{666666}}{3 \cdot 10^{-8}} \right] \cong 0,856.$$

Пусть требуется обеспечить вероятность $P_D \geq 0,99$. По (3.16) находим, что

при известной вероятности $p_{D1} \cong 0,856$ потребуется не менее

$$N_T \geq N_{T.min} = \left\lceil \frac{\lg(1 - P_D)}{\lg(1 - p_{D1})} \right\rceil = \left\lceil \frac{\lg(1 - 0,99)}{\lg(1 - 0,856)} \right\rceil = 3 \text{ кадров.}$$

Успешное обнаружение при допущении поиска в N_T временных кадрах возможно с безусловной вероятностью, определяемой (3.15). При $N_T = 3$ находим $P_D = 1 - (1 - p_{D1})^{N_T} = 0,997$, что удовлетворяет условию $P_D \geq 0,99$.

Среднее число кадров для успешного обнаружения:

$$\overline{N_T} = \sum_{j_T=1}^{N_T} j_T \cdot (1 - p_{D1})^{j_T-1} \cdot p_{D1} = 1,156.$$

Среднее время успешного поиска $\overline{T_{search}} = T_s \cdot \overline{N_T} \cong 231,2$ мкс.

По формуле (3.19) находим условную вероятность успешного тестирования во время проведения 1-го теста $p_{test1} = p_{th.s} = 0,865$.

Пусть требуется обеспечить вероятность успешного тестирования $P_{test} \geq 0,99$. По (3.22) находим, что при $p_{test1} \cong 0,865$ потребуется не менее

$$N_{test} \geq N_{test.min} = \left\lceil \frac{\lg(1 - P_{test})}{\lg(1 - p_{test1})} \right\rceil = \left\lceil \frac{\lg(1 - 0,99)}{\lg(1 - 0,865)} \right\rceil = 3 \text{ тестов.}$$

Успешное тестирование при допущении N_{test} тестов возможно с безусловной вероятностью, определяемой (3.21). При $N_{test} = 3$ находим $P_{test} = 1 - (1 - p_{test1})^{N_{test}} = 0,998$. Это удовлетворяет условию $P_{test} \geq 0,99$.

Среднее число тестов для успешного тестирования определяется:

$$\overline{N_{test}} = \sum_{k_{test}=1}^{N_{test}} k_{test} \cdot (1 - p_{test1})^{k_{test}-1} \cdot p_{test1} = 1,146.$$

Следовательно, среднее время успешного тестирования

$$\overline{T_{test}} = T_s \cdot \overline{N_{test}} = 200 \cdot 10^{-6} \cdot 1,146 \cong 229,2 \cdot 10^{-6} \text{ с} = 229,2 \text{ мкс.}$$

Методика проектирования аналоговой аппаратуры обнаружения синхросигнала на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем в атмосферных системах КРК. Пусть заданы длительность $\tau_s=300$ пс и период следования $T_s=200$ мкс синхроимпульсов (соответствует протяжённости атмосферной линии примерно в 30 км). Расчёт по формуле T_s/τ_s позволяет выбрать количество сегментов в кадре $N_w = 666 \ 666$. Коррекция длительности сегмента $\tau_w = T_s/N_w$ показывает возможность принять $\tau_w = \tau_s = 300$ пс.

В атмосферной системе шумовые импульсы слагаются из двух компонент.

Во-первых, фоновое излучение с интенсивностью потока фотоэлектронов в $\xi_b=3,33$ ГГц определяет среднее число фоновых импульсов за длительность временного сегмента $\bar{n}_b = \xi_b \cdot \tau_w = 1$. Во-вторых, однофотонный фотодетектор генерирует ИТТ с частотой $\xi_{DCR}=50$ Гц, что определяет среднее число ИТТ за длительность сегмента $\bar{n}_{DCR} = \xi_{bDCR} \cdot \tau_w = 1,5 \cdot 10^{-8}$. Таким образом, среднее число шумовых импульсов за длительность сегмента практически равно $\bar{n}_b = 1$.

Если допустимо отклонение в $K_{pD1}=1,1$ раза от предельной вероятности обнаружения $p_{D1.lim2}$, то согласно (3.14) предельно допустимая вероятность ложного срабатывания в шумовой паре составляет $p_{th.b.max} \approx 0,64/N_w \approx 10^{-6}$.

Ориентируясь на нормальное распределение Гаусса, находим, что для обеспечения вероятности ложного срабатывания $p_{th.b.Gauss} = p_{th.b.max} \approx 10^{-6}$ значение порога по (3.7) $k_{th.Gauss} = 2 \cdot \bar{n}_b + \sqrt{2 \cdot \bar{n}_b} \cdot \Phi^{-1}(1 - p_{th.b.Gauss}) = 8,72$. Полученное значение необходимо округлить до целого числа $k_{th.Gauss} = 9$.

По (3.9) рассчитывается реально достижимая вероятность ложного срабатывания $p_{th.b} = 1 - \sum_{k=0}^8 Pos(k, 2) \approx 2,37 \cdot 10^{-4}$. Так как $p_{th.b}$ в 237 раз больше $p_{th.b.max}$, то увеличиваем постепенно значение порога k_{th} на 1 до выполнения условия $p_{th.b} \leq p_{th.b.max}$

$$p_{th.b} \approx \begin{cases} 4,65 \cdot 10^{-5} & \text{при } k_{th} = 10; \\ 8,31 \cdot 10^{-6} & \text{при } k_{th} = 11; \\ 1,36 \cdot 10^{-6} & \text{при } k_{th} = 12; \\ 2,07 \cdot 10^{-7} & \text{при } k_{th} = 13. \end{cases}$$

При $k_{th} = 13$ вероятность ложного срабатывания $p_{th.b}$ почти в 4,83 раза меньше $p_{th.b.max}$. Таким образом, вероятность ложного срабатывания при пороговом уровне $k_{th} = 13$ принимаем равной $p_{th.b} = 2,07 \cdot 10^{-7}$.

Зададим среднее число сигнальных фотонов $\bar{n}_s=2$ в синхроимпульсе. Тогда среднее число сигнальных фотонов и шумовых импульсов за время наблюдения пары соседних сегментов составит $\bar{k}_s = \bar{n}_s + 2 \cdot \bar{n}_b = 4$. Используя (3.1), находим вероятность обнаружения в сигнальной паре временных сегментов

$$p_{th.s} = 1 - \sum_{k=0}^{12} \frac{4^k}{k!} \cdot \exp(-4) = 1 - \exp(-4) \cdot 54,583 \approx 2,74 \cdot 10^{-4}.$$

По (3.10) находим условную вероятность обнаружения в процессе анализа первого временного кадра

$$p_{D1} = \frac{p_{th.s}}{N_w} \cdot \left[\frac{1 - (1 - p_{th.b})^{N_w}}{p_{th.b}} \right] \cong 2,559 \cdot 10^{-4}.$$

Пусть требуется обеспечить вероятность успешного поиска $P_D \geq 0,99$. По (3.16) находим, что при вероятности $p_{D1} \cong 2,559 \cdot 10^{-4}$ потребуется не менее

$$N_T \geq N_{T.min} = \left\lceil \frac{\lg(1 - P_D)}{\lg(1 - p_{D1})} \right\rceil = 17992$$

кадров. Успешное обнаружение при допущении поиска в N_T кадрах возможно с безусловной вероятностью, определяемой (3.15). При $N_T = 17992$ находим $P_D = 1 - (1 - p_{D1})^{N_T} = 0,9900012$, что удовлетворяет условию $P_D \geq 0,99$.

Среднее число кадров для успешного обнаружения определяется формулой: $\overline{N_T} = p_{D1} \cdot \sum_{j_T=1}^{N_T} j_T \cdot (1 - p_{D1})^{j_T-1} = 3688,4$. Следовательно, среднее время успешного поиска $\overline{T_{search}} = T_s \cdot \overline{N_T} = 200 \cdot 10^{-6} \cdot 3688,35 \cong 737,67$ мс.

По (3.19) находим условную вероятность успешного тестирования во время проведения 1-го теста $p_{test1} = p_{th.s} = 2,74 \cdot 10^{-4}$.

Пусть требуется обеспечить вероятность успешного тестирования $P_{test} \geq 0,99$. По (3.22) находим, что при $p_{test1} \cong 2,74 \cdot 10^{-4}$ потребуется $N_{test} \geq N_{test.min} = 16805$ тестов. Успешное тестирование при N_{test} тестах возможно с безусловной вероятностью, определяемой (3.21). При $N_{test} = 16805$ находим $P_{test} = 1 - (1 - p_{test1})^{N_{test}} = 0,99$, что удовлетворяет условию $P_{test} \geq 0,99$.

Среднее число тестов для успешного тестирования равно $\overline{N_{test}} = \sum_{k_{test}=1}^{N_{test}} k_{test} (1 - p_{test1})^{k_{test}-1} p_{test1} = 3445,09$. Следовательно, среднее время успешного тестирования $\overline{T_{test}} = T_s \cdot \overline{N_{test}} \cong 689,02$ мс.

Методика проектирования цифровой аппаратуры обнаружения синхросигнала на основе анализа суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем в волоконно-оптических системах КРК. Пусть, как и ранее, длительность $\tau_s=300$ пс и период следования $T_s=200$ мкс оптических синхроимпульсов, а также количество сегментов в кадре $N_w = 666\ 666$. Для реализации цифровой обработки количество сегментов в кадре должно быть кратно 2. Заметим, что $2^{19}=524\ 288$, а $2^{20}=1\ 048\ 576$. Останавливаем выбор на $N_w = 2^{19} = 524\ 288$.

Для обеспечения обнаружения при заданной протяжённости ВОЛС произведём коррекцию длительности сегмента $\tau_w = T_s/N_w \cong 381,5$ пс. Видно, что скорректированная длительность временного окна τ_w превышает

длительность оптического синхроимпульса на 27,2 %.

В волоконно-оптической системе шумовые импульсы определяются только ИТТ. При $\xi_{DCR}=50$ Гц среднее число шумовых импульсов \bar{n}_b за длительность сегмента $\tau_w = 381,5$ пс равно $\bar{n}_b = \xi_{DCR} \cdot \tau_w \approx 1,91 \cdot 10^{-8}$.

Пусть допустимо отклонение в $K_{pD1}=1,1$ раза от предельной вероятности обнаружения $p_{D1.lim2}$. Согласно (3.14) допустимая вероятность ложного срабатывания в шумовой паре сегментов составляет $p_{th.b.max} \approx 0,64/N_w \approx 1,22 \cdot 10^{-6}$. При ориентации на нормальное распределение находим, что для обеспечения вероятности ложного срабатывания $p_{th.b.Gauss} = p_{th.b.max} \approx 1,22 \cdot 10^{-6}$ значение порога, рассчитанное по (3.7), равно $k_{th.Gauss} = 2 \cdot \bar{n}_b + \sqrt{2 \cdot \bar{n}_b} \cdot \Phi^{-1}(1 - p_{th.b.Gauss}) = 9,21 \cdot 10^{-4}$. Округляем до целого числа $k_{th.Gauss} = 1$.

По (3.9) для пуассоновской модели при ориентации на пороговый уровень $k_{th} = k_{th.Gauss} = 1$ рассчитывается реально достижимая вероятность ложного срабатывания $p_{th.b} = 1 - \sum_{k=0}^0 Pos(k, 3,82 \cdot 10^{-8}) \cong 3,82 \cdot 10^{-8}$. Так как $p_{th.b}$ почти в 32 раза ниже $p_{th.b.max}$, то принимаем равным $k_{th} = 1$. Фиксируем вероятность ложного срабатывания на уровне $p_{th.b} = 3,82 \cdot 10^{-8}$.

Зададим среднее число сигнальных фотонов $\bar{n}_s=2$ в синхроимпульсе $\tau_s = 300$ пс. Тогда среднее число сигнальных фотонов и шумовых импульсов за время наблюдения пары соседних сегментов составит $\bar{k}_s = \bar{n}_s + 2 \cdot \bar{n}_b \cong 2$. Используя (3.1), находим вероятность обнаружения в сигнальной паре сегментов

$$p_{th.s} = 1 - \sum_{k=0}^{k=k_{th}-1} \frac{\bar{k}_s^k}{k!} \cdot \exp(-\bar{k}_s) = 0,865.$$

По (3.10) находим условную вероятность обнаружения в процессе анализа первого временного кадра $p_{D1} = \frac{p_{th.s}}{N_w} \cdot \left[\frac{1 - (1 - p_{th.b})^{N_w}}{p_{th.b}} \right] = 0,856$.

Пусть требуется обеспечить вероятность $P_D \geq 0,99$. По (3.16) находим, что при известной вероятности $p_{D1} = 0,856$ потребуется не менее $N_T \geq N_{T.min} = 3$ временных кадров.

Для реализации цифровой обработки количество кадров должно быть 2 или 4. При $N_T = 2$ находим $P_D = 1 - (1 - p_{D1})^{N_T} = 0,979$, а при $N_T = 4 - P_D = 0,9996$. Останавливаем выбор на $N_T = 4$ и $P_D = 0,9996$.

Среднее число кадров для успешного обнаружения

$$\overline{N_T} = \sum_{j_T=1}^{N_T} j_T \cdot (1 - p_{D1})^{j_T-1} \cdot p_{D1} = 0,856 \cdot \sum_{j_T=1}^4 j_T \cdot 0,144^{j_T-1} = 1,157.$$

Среднее время успешного поиска $\overline{T_{search}} = T_s \cdot \overline{N_T} \cong 231,4$ мкс.

По (3.19) находим условную вероятность успешного тестирования во время проведения 1-го теста $p_{test1} = p_{th.s} = 0,865$. Пусть требуется обеспечить вероятность $P_{test} \geq 0,99$. По (3.22) находим, что при известной вероятности $p_{test1} \cong 0,865$ потребуется не менее $N_{test} \geq N_{test.min} = 3$ тестов. Для реализации цифровой обработки количество тестов должно быть 2 или 4. При $N_{test} = 2$ находим $P_{test} = 1 - (1 - p_{test1})^{N_{test}} = 0,982$, а при $N_{test} = 4 - P_{test} = 0,9997$. Останавливаем выбор на $N_{test} = 4$ и $P_{test} = 0,9996$.

Среднее число тестов для успешного тестирования

$$\overline{N_{test}} = \sum_{k_{test}=1}^{N_{test}} k_{test} \cdot (1 - p_{test1})^{k_{test}-1} \cdot p_{test1} = 1,154.$$

Среднее время успешного тестирования $\overline{T_{test}} = T_s \cdot \overline{N_{test}} \cong 230,8$ мкс.

Методика проектирования цифровой аппаратуры обнаружения синхросигнала на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем в атмосферных системах КРК. Пусть, как и ранее, заданы длительность $\tau_s=300$ пс и период следования $T_s=200$ мкс (частота следования $f_s=5$ кГц) синхроимпульсов (период следования соответствует протяжённости атмосферной линии примерно в 30 км). Расчёт по формуле T_s/τ_s позволяет выбрать количество временных сегментов в кадре $N_w = 666\ 666$. Для реализации цифровой обработки количество сегментов в кадре должно быть кратно 2. Останавливаем выбор на $N_w = 2^{19} = 524\ 288$.

Для обеспечения обнаружения при заданной протяжённости ВОЛС произведём коррекцию длительности сегмента $\tau_w = T_s/N_w \cong 381,5$ пс. Видно, что скорректированная длительность временного окна τ_w превышает длительность оптического синхроимпульса на 27,2 %.

В атмосферной системе шумовые импульсы слагаются из двух компонент. Во-первых, фоновое излучение с интенсивностью потока фотоэлектронов в $\xi_b=3,33$ ГГц определяет среднее число фоновых импульсов за длительность временного сегмента $\overline{n_b} = \xi_b \cdot \tau_w = 1,27$. Во-вторых, однофотонный фотодетектор генерирует ИТТ с частотой $\xi_{DCR}=50$ Гц, что определяет среднее число ИТТ за длительность сегмента $\overline{n_{DCR}} = \xi_{bDCR} \cdot \tau_w \approx 1,91 \cdot 10^{-8}$. Таким

образом, среднее число шумовых импульсов за длительность временного сегмента практически равно среднему числу $\bar{n}_b = 1,27$.

Если допустимо отклонение в $K_{pD1}=1,1$ раза от предельной вероятности обнаружения $p_{D1.lim2}$, то согласно (3.14) допустимая вероятность ложного срабатывания в фоновой паре составляет $p_{th.b.max} \approx 0,64/N_w \approx 1,22 \cdot 10^{-6}$.

Ориентируясь на нормальное распределение, находим, что для обеспечения вероятности $p_{th.b.Gauss} = p_{th.b.max} \approx 1,22 \cdot 10^{-6}$ значение порога по (3.7) равно $k_{th.Gauss} = 2\bar{n}_b + \sqrt{2\bar{n}_b} \Phi^{-1}(1 - p_{th.b.Gauss}) = 10,05$. Округляем полученное значение до ближайшего целого числа $k_{th.Gauss} = 11$.

По (3.9) уже для пуассоновской модели рассчитывается при ориентации на $k_{th} = k_{th.Gauss} = 11$ реально достижимая вероятность ложного срабатывания $p_{th.b} = 1 - \sum_{k=0}^{10} Pos(k, 2,54) \cong 7,08 \cdot 10^{-5}$. Так как $p_{th.b}$ в 58 раз больше $p_{th.b.max}$, то постепенно увеличиваем значение порога k_{th} на 1 до выполнения условия $p_{th.b} \leq p_{th.b.max}$

$$p_{th.b} \approx \begin{cases} 1,47 \cdot 10^{-5} & \text{при } k_{th} = 12; \\ 2,83 \cdot 10^{-6} & \text{при } k_{th} = 13; \\ 5,05 \cdot 10^{-7} & \text{при } k_{th} = 14. \end{cases}$$

При $k_{th} = 14$ вероятность ложного срабатывания $p_{th.b}$ почти в 2,42 раза меньше $p_{th.b.max}$. Таким образом, вероятность ложного срабатывания при пороговом уровне $k_{th} = 14$ принимаем $p_{th.b} = 5,05 \cdot 10^{-7}$.

Зададим среднее число сигнальных фотонов $\bar{n}_s=2$ за синхроимпульс. Тогда среднее число событий за время наблюдения пары соседних сегментов составит $\bar{k}_s = \bar{n}_s + 2\bar{n}_b = 4,54$. Используя (3.1), находим вероятность обнаружения в сигнальной паре сегментов $p_{th.s} = 1 - \sum_{k=0}^{k=k_{th}-1} \frac{\bar{k}_s^k}{k!} \cdot \exp(-\bar{k}_s) = 2,75 \cdot 10^{-4}$.

По (3.10) находим условную вероятность обнаружения в процессе анализа первого временного кадра $p_{D1} = \frac{p_{th.s}}{N_w} \cdot \left[\frac{1 - (1 - p_{th.b})^{N_w}}{p_{th.b}} \right] = 2,42 \cdot 10^{-4}$.

Пусть требуется обеспечить вероятность успешного поиска $P_D \geq 0,99$. По (3.16) находим, что при вероятности $p_{D1} = 2,42 \cdot 10^{-4}$ потребуется не менее $N_T \geq N_{T.min} = \left\lceil \frac{\lg(1 - P_D)}{\lg(1 - p_{D1})} \right\rceil = \left\lceil \frac{\lg(1 - 0,99)}{\lg(1 - 2,42 \cdot 10^{-4})} \right\rceil = 19028$ временных кадров. Для реализации цифровой обработки количество временных кадров должно быть кратно 2. Таким образом, рассчитанное значение находится между значениями $2^{14}=16384$ и $2^{15}=32768$. При $N_T = 2^{14}$ находим $P_D = 1 - (1 - p_{D1})^{N_T} = 0,981$, а

при $N_T = 2^{15} - P_D = 0,9996$. Останавливаем выбор на $N_T = 2^{15}$ и $P_D = 0,9996$.

Среднее число кадров для успешного обнаружения определяется формулой $\overline{N_T} = \sum_{j_T=1}^{N_T} j_T \cdot (1 - p_{D1})^{j_T-1} \cdot p_{D1} \cong 4118,97$. Следовательно, среднее время успешного поиска $\overline{T_{search}} = T_s \cdot \overline{N_T} \cong 823,79$ мс. По формуле (3.19) находим условную вероятность успешного тестирования во время проведения 1-го теста $p_{test1} = p_{th.s} = 2,75 \cdot 10^{-4}$.

Пусть требуется обеспечить вероятность успешного тестирования $P_{test} \geq 0,99$. По (3.22) находим, что при вероятности $p_{test1} \cong 2,75 \cdot 10^{-4}$ потребуется не менее $N_{test} \geq N_{test.min} = \left\lceil \frac{\lg(1-P_{test})}{\lg(1-p_{test1})} \right\rceil = \left\lceil \frac{\lg(1-0,99)}{\lg(1-2,75 \cdot 10^{-4})} \right\rceil = 16744$ тестов.

Для реализации цифровой обработки количество тестов должно быть кратно 2. Таким образом, рассчитанное значение находится между значениями $2^{14}=16384$ и $2^{15}=32768$. При $N_{test} = 2^{14}$ находим $P_{test} = 1 - (1 - p_{test1})^{N_{test}} = 0,989$, а при $N_{test} = 2^{15} - P_{test} = 0,9999$. Останавливаем выбор на $N_{test} = 2^{15}$ и $P_{test} = 0,9999$.

Среднее число тестов для успешного тестирования определяется формулой $\overline{N_{test}} = \sum_{k_{test}=1}^{N_{test}} k_{test} \cdot (1 - p_{test1})^{k_{test}-1} \cdot p_{test1} = 3631,93$. Среднее время успешного тестирования $\overline{T_{test}} = T_s \cdot \overline{N_{test}} \cong 726,39$ мс.

Резюме. Разработана методика проектирования аппаратуры обнаружения синхросигнала на основе сравнения отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем. Методика проектирования раскрыта на двух примерах. Первый пример проектирования характерен для аппаратуры синхросигнала в волоконно-оптических системах КРК. Второй пример характерен для аппаратуры синхросигнала в атмосферных системах КРК. Сравнительный анализ реализации аппаратуры обнаружения синхросигнала на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем в аналоговом и цифровом виде показал следующие результаты: отклонение среднего времени успешного поиска и тестирования вследствие уменьшения количества временных окон на 22% при проектировании цифровой аппаратуры обнаружения синхросигнала в волоконно-оптических системах КРК по сравнению с проектированием аналоговой аппаратуры обнаружения синхросигнала составляет не более 0,7 %. Данный результат обусловлен достаточно малым средним числом шумовых импульсов во временном сегменте, что обусловлено низкой частотой генерации ИТТ в однофотонном

фотодетекторе. При проектировании цифровой аппаратуры обнаружения для атмосферных систем КРК необходимость кратности двум количества временных кадров, тестов и сегментов приводит к увеличению среднего времени успешного поиска на 11,7 %, а среднего времени успешного тестирования на 5,4 %, по сравнению с аналоговой аппаратурой.

3.7 Оценка влияния свойств линии связи и функциональных оптоэлектронных элементов на параметры синхронизации

Дисперсионные и поляризационные свойства канала синхронизации. Временные и вероятностные характеристики предлагаемого алгоритма синхронизации на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем подходят для идеализированной модели синхронизации станций системы КРК. Однако необходимо учитывать дисперсионные и поляризационные свойства линии связи и функциональных оптоэлектронных элементов, которые накладывают дополнительные ограничения на алгоритм синхронизации системы КРК, в том числе на дальность КРК.

Влияние передающего оптического модуля. Допустим в системе КРК используется передающий оптический модуль на основе лазера с распределённой обратной связью, который генерирует оптические синхроимпульсы с длительностью $\tau_s=1$ нс на одной моде с типовой длиной волны $\lambda_s=1550$ нм. Типовое значение ширины спектра основной моды излучения на уровне минус 20 дБ равно $FWHM=5$ нм. Линия связи реализована на одномодовом оптическом волокне SMF-28e с эффективным показателем преломления излучения в сердечнике $n_{OF}=1,4682$ на длине волны $\lambda_s=1550$ нм и погонным затуханием ОВ $\alpha_{OF}=0,2$ дБ/км. Длина ВОЛС равна $L_{TF}=50$ км.

Спектральные свойства лазера DFB описываются нормальным распределением с математическим ожиданием $\lambda_s = 1550$ нм и СКО

$$\sigma_\lambda = \frac{FWHM}{2 \cdot \sqrt{2 \cdot \ln(2)}}. \quad (3.19)$$

Тогда отклонение длины волны оптического излучения от типового значения λ_s составляет $\Delta\lambda_s = 3 \cdot \sigma_\lambda = 6,4$ нм. При этом длина волны излучения может составлять $\lambda = \lambda_s \pm \Delta\lambda_s = 1550 \pm 6,4$ нм = 1543,6 ... 1556,4 нм.

Дисперсионные свойства ВОЛС. Пусть ВОЛС реализована на одномодовом оптическом волокне (ОВ). Скорость распространения фотона в ОВ

v_{OF} определяется показателем преломления в сердечнике n_{OF} на длине волны λ_s :

$$v_{OF} = c_{opt}/n_{OF}. \quad (3.20)$$

Фотон после ВОЛС протяжённостью L_{TF} претерпевает задержку

$$\tau_{TF} = 2 \cdot \frac{L_{TF}}{v_{OF}} = 2 \cdot \frac{n_{OF}}{c_{opt}} \cdot L_{TF}. \quad (3.21)$$

Множитель 2 учитывает, что в автокомпенсационной системе КРК фотон дважды проходит ВОЛС: приёмо-передающая станция \rightarrow ВОЛС \rightarrow кодирующая станция \rightarrow ВОЛС \rightarrow приёмо-передающая станция [111].

К основным параметрам ВОЛС относится дисперсия ОВ – рассеяние во времени спектральных и модовых составляющих оптического сигнала.

Для квантового импульса дисперсия волокна $\sigma_{OF}^2 = t_{real}^2 - t_{ideal}^2$ определяется разностью квадрата момента приёма фотона t_{real}^2 и квадрата ожидаемого момента регистрации фотона t_{ideal}^2 при отсутствии рассеяния во времени спектральных и модовых составляющих оптического сигнала [2].

Для систем КРК на одномодовых ОВ дисперсия определяется генерацией фотонов в диапазоне длин волн. Данная хроматическая дисперсия обусловлена зависимостью от длины волны показателя преломления, а следовательно, и скорости распространения фотона в ВОЛС (см. (3.20)). Фотоны, генерируемые оптическим передатчиком, но имеющие разные длины волн, достигают конца волокна с различными задержками по времени. Таким образом, хроматическая дисперсия приводит к необходимости регистрации квантового импульса в более широком временном интервале. Для расчёта хроматической дисперсии вводится коэффициент хроматической дисперсии K_λ , который выражается в [пс/(нм·км)] и физически отражает разницу времени прохождения волокна длиной 1 км двумя фотонами с разностью длин волн $\Delta\lambda_s$.

Коэффициент хроматической дисперсии при произвольной рабочей длине волны λ_s в диапазоне 1200 ... 1625 нм может быть рассчитан по формуле

$$K_\lambda \left[\frac{\text{пс}}{\text{нм} \cdot \text{км}} \right] \approx \frac{1}{4} \cdot S_0 \left[\frac{\text{пс}}{\text{нм}^2 \cdot \text{км}} \right] \cdot \left(\lambda_s [\text{нм}] - \frac{(\lambda_0 [\text{нм}])^4}{(\lambda_s [\text{нм}])^3} \right), \quad (3.22)$$

где длина волны нулевой дисперсии $\lambda_0 = 1302 \dots 1322$ нм. Наклон дисперсионной характеристики в области длины волны нулевой дисперсии S_0 не превышает 0,089 [пс/(нм²·км)]. При этом среднеквадратичное отклонение (СКО) времени задержки фотона после распространения через ВОЛС равно

$$\sigma_{OF}[\text{пс}] = 2 \cdot K_{\lambda}[\text{пс}/(\text{нм} \cdot \text{км})] \cdot L_{TF}[\text{км}] \cdot \Delta\lambda_s[\text{нм}]. \quad (3.23)$$

Отметим, что если для идеальной системы момент прихода фотона равен t_{ideal} , то в 99 % случаях реальный момент приёма фотона t_{real} следует ожидать в диапазоне $t_{ideal} \pm 3 \cdot \sigma_{OF}$. Следовательно, для системы КРК диапазон временной задержки фотона в ВОЛС относительно момента его генерации только из-за хроматической дисперсии составит $\tau_{TF} \pm 3 \cdot \sigma_{OF}$.

Поляризационные свойства ВОЛС. Анализ влияния свойств ВОЛС на качество систем КРК требует учёта поляризационных свойств ОВ. Основная мода передаётся по одномодовому ОВ в виде ортогонально ориентированных волновых составляющих (опорного и дублирующего квантовых импульсов). Вследствие неидеальности конфигурации сердцевины, а также воздействия различных механических и оптических факторов появляется асимметрия показателя преломления и, как следствие, разность скоростей распространения двух ортогонально ориентированных мод. Следовательно, оптический импульс на выходе волокна будет искажён. Случайная разность времени распространения ортогонально ориентированных мод, выраженная в пикосекундах, определяется через поляризационную модовую дисперсию (ПМД, PMD) σ_{PMD}^2 .

В справочных данных на ОВ приводятся значения коэффициента ПМД K_{PMD} , которое для современных оптических волокон не превышает 0,1 [пс/км^{1/2}].

Для достаточно протяжённых ВОЛС среднеквадратичное значение поляризационной модовой дисперсии изменяется пропорционально квадратному корню от длины ВОЛС [112]:

$$\sigma_{PMD}[\text{пс}] = K_{PMD} \left[\frac{\text{пс}}{\sqrt{\text{км}}} \right] \cdot \sqrt{2 \cdot L_{TF}[\text{км}]}. \quad (3.24)$$

Следовательно, для автокомпенсационной системы КРК диапазон временной задержки фотона после возвращения в приёмно-передающую станцию относительно момента его генерации с учётом хроматической и поляризационной дисперсий составит

$$\tau_{TF} \pm 3 \cdot \sqrt{\sigma_{OF}^2 + \sigma_{PMD}^2} = \tau_{TF} \pm \Delta\tau_{TF}, \quad (3.25)$$

где $\Delta\tau_{TF} = 3 \cdot \sqrt{\sigma_{OF}^2 + \sigma_{PMD}^2}$ – временное отклонение прихода фотона на выходе ВОЛС от идеализированного случая отсутствия хроматической и поляризационной модовой дисперсий в ОВ. Время прохождения фотоном

ВОЛС, определяемое (3.21), представляет среднее значение.

Резюме. Определены аналитические выражения для оценки влияния передающего оптического модуля на отклонение длины волны оптического излучения, влияния дисперсионных и поляризационных свойств ВОЛС на параметры синхроимпульса.

3.8 Оценка влияния линии связи на параметры синхроимпульсов

Хроматическая σ_{OF}^2 и поляризационная модовая σ_{PMD}^2 дисперсии в ОВ приводят к необходимости регистрации фотонов в более широком интервале. Последнее определяет длительность принимаемого квантового импульса

$$\tau_{s.in} = \tau_s + 2 \cdot \Delta\tau_{TF} + 2 \cdot \Delta T_s = \tau_s + 6 \cdot \sqrt{\sigma_{OF}^2 + \sigma_{PMD}^2} + 2 \cdot \Delta T_s. \quad (3.26)$$

Формула указывает, что из-за хроматической и поляризационной модовой дисперсий в оптическом волокне изменяются требования к выбору момента генерации и длительности импульса стробирования.

Установлено, что из-за априорной неопределённости в отношении числа фотонов и момента приёма сигнала длительность импульса стробирования τ_{strob} должна превышать длительность оптического синхроимпульса, причём $\tau_{strob} = 2 \cdot \tau_{s.in}$. С учётом (3.26) находим

$$\tau_{strob} = 2 \cdot \tau_s + 12 \cdot \sqrt{\sigma_{OF}^2 + \sigma_{PMD}^2} + 4 \cdot \Delta T_s. \quad (3.27)$$

Результаты расчёта влияния дисперсионных и поляризационных свойств линии связи на параметры синхроимпульсов при различных значениях отклонения длины волны оптического излучения от типового значения $\lambda_s - \Delta\lambda_s \leq \lambda \leq \lambda_s + \Delta\lambda_s = 1543,6 \leq \lambda \leq 1556,4$ нм сведены в таблицу 3.6.

Таблица 3.6 – Оценка влияния дисперсионных и поляризационных свойств линии связи на параметры синхроимпульсов

	Длина волны оптического излучения с отклонением λ , нм						
	1543	1545	1547	1550	1553	1555	1557
K_λ	16,39	16,50	16,61	16,78	16,95	17,07	17,18
σ_{OF} , нс	10,44	10,51	10,58	10,69	10,80	10,87	10,94
σ_{PMD} , пс	1	1	1	1	1	1	1
$\Delta\tau_{TF}$, нс	31,31	31,53	31,75	32,07	32,40	32,61	32,83
$\tau_{s.in}$, нс	63,63	64,06	64,50	65,15	65,79	66,22	66,65
τ_{strob} , нс	127,25	128,12	128,99	130,29	131,58	132,44	133,30

При передаче синхроимпульсов на длине волны 1550 нм с учётом

дисперсионных свойств ВОЛС длительности принимаемого квантового импульса и импульса стробирования увеличиваются более чем в 65 раз (1 нс против 65,15 нс и 2 нс против 130,29 нс). Отклонение длины волны синхроимпульса на $\pm 6,4$ нм относительно длины волны передачи 1550 нм приводит к отклонению длительностей принимаемого квантового импульса и импульса стробирования на $\pm 2,3\%$.

Исследования влияния дисперсионных и поляризационных свойств ВОЛС и функциональных оптоэлектронных элементов на параметры синхронизации указывают на необходимость скорректировать разработанную методику проектирования аппаратуры обнаружения синхросигнала на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем посредством:

- увеличения длительности временных сегментов, причём длительность каждого временного сегмента равна длительности принятого синхроимпульса;
- коррекции частоты генерации синхроимпульсов.

В системах КРК период следования синхроимпульсов должен во много раз превышать длительность синхроимпульса $T_s = N_w \cdot \tau_{s.in} \gg \tau_{s.in}$. Учитывая условие для периода следования синхроимпульсов при предельном разнесении станций автокомпенсационной системы КРК $T_s \geq T_{s.min} = 2 \cdot L_{FOL} / v_{OF}$, предельная частота генерации синхроимпульсов равна $f_{s.max} = \frac{1}{T_{s.min}} = \frac{v_{OF}}{2 \cdot L_{FOL}}$.

Раскроем влияние дисперсионных свойств линии связи на параметры аппаратуры синхронизации на примере проектирования аналоговой аппаратуры обнаружения синхросигнала на основе анализа суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем в волоконно-оптических системах КРК.

Без учёта дисперсионных свойств линии связи протяжённостью $L_{TF}=50$ км период следования синхроимпульсов составляет $T_s=489,4$ мкс ($f_s=2,04$ кГц) при длительности синхроимпульса $\tau_w = \tau_s=1$ нс. Количество сегментов в кадре равно $N_w = T_s / \tau_s = 489\,400$. При частоте генерации ИТТ $\xi_{DCR}=50$ Гц среднее число шумовых импульсов \bar{n}_b за длительность одного временного сегмента $\tau_w = 1$ нс равно $\bar{n}_b = \xi_{DCR} \cdot \tau_w = 50 \cdot 10^{-9}$.

Пусть допустимо отклонение в $K_{pD1}=1,1$ раза от предельной вероятности обнаружения $p_{D1.lim2}$. Тогда согласно (3.14) допустимая вероятность ложного срабатывания в шумовой паре составляет $p_{th.b.max} \approx 0,64 / N_w \approx 1,3 \cdot 10^{-6}$.

Ориентируясь на нормальное распределение, для обеспечения вероятности ложного срабатывания $p_{th.b.Gauss} = p_{th.b.max} \approx 1,3 \cdot 10^{-6}$ находим значение

порога по (3.7) $k_{th.Gauss} = 2\bar{n}_b + \sqrt{2\bar{n}_b} \Phi^{-1}(1 - p_{th.b.Gauss}) = 1,5 \cdot 10^{-3}$. Далее округляем полученное значение до ближайшего целого числа $k_{th.Gauss} = 1$.

По (3.9) рассчитывается вероятность ложного срабатывания при ориентации на пороговый уровень $p_{th.b} = 1 - \sum_{k=0}^{k_{th.Gauss}-1} Pos(k, 2\bar{n}_b) \cong 10^{-7}$. Так как $p_{th.b}$ в 13 раз ниже $p_{th.b.max}$, то значение порога принимаем равным $k_{th} = 1$. Фиксируем вероятность ложного срабатывания на уровне $p_{th.b} = 10^{-7}$.

Зададим среднее число фотонов $\bar{n}_s=2$ за длительность синхроимпульса $\tau_s = 1$ нс. Среднее число сигнальных фотонов и шумовых импульсов за время наблюдения пары соседних сегментов составит $\bar{k}_s = \bar{n}_s + 2\bar{n}_b \cong 2$.

Используя формулу (3.1), находим вероятность обнаружения в сигнальной паре временных сегментов $p_{th.s} = 1 - \sum_{k=0}^{k=k_{th}-1} \frac{\bar{k}_s^{-k}}{k!} \cdot exp(-\bar{k}_s) = 0,865$.

По формуле (3.10) находим условную вероятность обнаружения в процессе анализа первого временного кадра $p_{D1} = \frac{p_{th.s}}{N_w} \cdot \left[\frac{1-(1-p_{th.b})^{N_w}}{p_{th.b}} \right] \cong 0,844$.

Пусть требуется обеспечить вероятность успешного поиска $P_D \geq 0,99$. По (3.16) находим, что при известной вероятности $p_{D1} \cong 0,844$ потребуется не менее $N_T \geq N_{T.min} = \left\lceil \frac{\lg(1-P_D)}{\lg(1-p_{D1})} \right\rceil = 3$ временных кадров.

Успешный поиск при допущении N_T кадров возможен с безусловной вероятностью, определяемой (3.15). При $N_T = 3$ находим $P_D = 1 - (1 - p_{D1})^{N_T} = 0,996$, что удовлетворяет условию $P_D \geq 0,99$.

Среднее число кадров для успешного поиска определяется формулой $\bar{N}_T = \sum_{j_T=1}^{N_T} j_T \cdot (1 - p_{D1})^{j_T-1} \cdot p_{D1} = 1,128$. Следовательно, среднее время успешного поиска $\overline{T_{search}} = T_s \cdot \bar{N}_T \cong 552$ мкс. По (3.19) находим условную вероятность успешного тестирования во время проведения 1-го теста $p_{test1} = p_{th.s} = 0,865$.

Пусть требуется обеспечить вероятность успешного тестирования $P_{test} \geq 0,99$. По (3.22) находим, что при известной вероятности $p_{test1} \cong 0,865$ потребуется не менее $N_{test} \geq N_{test.min} = \left\lceil \frac{\lg(1-P_{test})}{\lg(1-p_{test1})} \right\rceil = 3$ тестов.

Успешное тестирование при допущении N_{test} тестов возможно с безусловной вероятностью, определяемой (3.21). При $N_{test} = 3$ находим $P_{test} = 1 - (1 - p_{test1})^{N_{test}} = 0,998$, что удовлетворяет условию $P_{test} \geq 0,99$.

Среднее число тестов для успешного тестирования определяется формулой $\bar{N}_{test} = \sum_{k_{test}=1}^{N_{test}} k_{test} \cdot (1 - p_{test1})^{k_{test}-1} \cdot p_{test1} = 1,146$.

Среднее время успешного тестирования $\overline{T_{test}} = T_s \cdot \overline{N_{test}} \cong 229,2$ мкс.

При учёте дисперсионных свойств линии связи протяжённостью $L_{TF}=50$ км размытие синхроимпульса составляет более чем 65 раз (1 против 65,15 нс). Период следования $T_s=489,4$ мкс во много раз превышает длительность размытого синхроимпульса $T_s \gg \tau_{s.in}$, поэтому скорректируем количество сегментов в кадре $N_w = T_s/\tau_{s.in} = 7\,512$. Отметим, уменьшение количества сегментов в кадре пропорционально размытию синхроимпульса.

При $\xi_{DCR}=50$ Гц среднее число шумовых импульсов $\overline{n_b}$ за длительность сегмента $\tau_w = \tau_{s.in} = 65,15$ нс равно $\overline{n_b} = \xi_{DCR}\tau_w = 3,26 \cdot 10^{-6}$.

Пусть допустимо отклонение в $K_{pD1}=1,1$ раза от предельной вероятности обнаружения $p_{D1.lim2}$. Тогда согласно (3.14) допустимая вероятность ложного срабатывания в шумовой паре составляет $p_{th.b.max} \approx 0,64/N_w \approx 8,5 \cdot 10^{-5}$.

Ориентируясь на распределение Гаусса, находим, что для обеспечения вероятности ложного срабатывания $p_{th.b.Gauss} = p_{th.b.max} \approx 8,5 \cdot 10^{-5}$ значение порога по (3.7) равно $k_{th.Gauss} = 2\overline{n_b} + \sqrt{2\overline{n_b}} \Phi^{-1}(1 - p_{th.b.Gauss}) = 9,6 \cdot 10^{-3}$. Округляем значение до ближайшего целого числа $k_{th.Gauss} = 1$.

По (3.9) рассчитывается достижимая вероятность ложного срабатывания при ориентации на пороговый уровень $p_{th.b} = 1 - \sum_{k=0}^{k_{th.Gauss}-1} Pos(k, 2 \cdot \overline{n_b}) \cong 6,5 \cdot 10^{-6}$. Так как $p_{th.b}$ почти в 13,1 раза ниже $p_{th.b.max}$, то принимаем $k_{th} = 1$. Фиксируем вероятность ложного срабатывания $p_{th.b} = 6,5 \cdot 10^{-6}$.

Зададим среднее число фотонов $\overline{n_s}=2$ за длительность синхроимпульса $\tau_s = 65,15$ нс. Тогда среднее суммарное число сигнальных фотонов и шумовых импульсов за время наблюдения пары соседних сегментов составит $\overline{k_s} = \overline{n_s} + 2 \cdot \overline{n_b} \cong 2$. Используя (3.1), находим вероятность обнаружения в сигнальной паре сегментов $p_{th.s} = 1 - \sum_{k=0}^{k=k_{th}-1} \frac{\overline{k_s}^k}{k!} \cdot \exp(-\overline{k_s}) = 0,865$.

По (3.10) находим условную вероятность обнаружения в процессе анализа первого временного кадра $p_{D1} = \frac{p_{th.s}}{N_w} \cdot \left[\frac{1-(1-p_{th.b})^{N_w}}{p_{th.b}} \right] \cong 0,844$.

Пусть требуется обеспечить вероятность успешного поиска $P_D \geq 0,99$. По (3.16) находим, что при известной вероятности $p_{D1} \cong 0,844$ потребуется не менее $N_T \geq N_{T.min} = 3$ временных кадров. Успешный поиск при N_T кадров возможен с безусловной вероятностью, определяемой (3.15). При $N_T = 3$ находим $P_D = 1 - (1 - p_{D1})^{N_T} = 0,996$, что удовлетворяет условию $P_D \geq 0,99$.

Среднее число временных кадров для успешного поиска определяется формулой $\overline{N_T} = \sum_{j_T=1}^{N_T} j_T \cdot (1 - p_{D1})^{j_T-1} \cdot p_{D1} = 1,128$. Следовательно, среднее время успешного поиска $\overline{T_{search}} = T_s \cdot \overline{N_T} \cong 552$ мкс.

По формуле (3.19) находим условную вероятность успешного тестирования во время проведения 1-го теста $p_{test1} = p_{th.s} = 0,865$.

Пусть требуется вероятность успешного тестирования $P_{test} \geq 0,99$. По (3.22) находим, что при вероятности $p_{test1} \cong 0,865$ потребуется не менее $N_{test} \geq N_{test.min} = 3$ тестов. Успешное тестирование при N_{test} тестах возможно с безусловной вероятностью, определяемой (3.21). При $N_{test} = 3$ находим $P_{test} = 1 - (1 - p_{test1})^{N_{test}} = 0,998$, что удовлетворяет условию $P_{test} \geq 0,99$.

Среднее число тестов для успешного тестирования определяется формулой $\overline{N_{test}} = \sum_{k_{test}=1}^{N_{test}} k_{test} \cdot (1 - p_{test1})^{k_{test}-1} \cdot p_{test1} = 1,146$.

Среднее время успешного тестирования $\overline{T_{test}} = T_s \cdot \overline{N_{test}} \cong 229,2$ мкс.

Полученные результаты указывают на отсутствие влияния дисперсионных свойств линии связи на временные характеристики обнаружения (в данном случае при размытии синхроимпульса более чем в 65 раз). Однако, учёт дисперсионных свойств линии связи обуславливает увеличение среднего числа шумовых импульсов за длительность сегмента и сокращение количества сегментов, которые пропорциональны размытию синхроимпульса. Также отметим значительное ухудшение предельно допустимой вероятности ложного срабатывания $p_{th.b.max}$ в шумовой паре (65,4 раза) при увеличении длительности синхроимпульса, и, следовательно, длительности сегмента (65,15 против 1 нс).

Резюме. При передаче синхроимпульсов на длине волны 1550 нм с учётом дисперсионных свойств ВОЛС длительности принимаемого квантового импульса и импульса стробирования увеличиваются более чем в 65 раз. Отклонение длины волны синхроимпульса на $\pm 6,4$ нм приводит к отклонению длительностей принимаемого квантового импульса и импульса стробирования на $\pm 2,3\%$. Отмечено отсутствие влияния дисперсионных свойств линии связи на временные характеристики алгоритма, однако установлено значительное ухудшение вероятности ложного срабатывания в паре шумовых сегментов при значительном размытии синхроимпульса.

3.9 Выводы к главе 3

Синтезирован алгоритм грубой оценки момента приёма синхроимпульса

на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем. Отличительной особенностью предлагаемого алгоритма является добавление этапа тестирования, обеспечивающего отбраковку ошибочных решений, принятых на этапе поиска, при обеспечении вероятности обнаружения не хуже заданного уровня. Предложена структура аппаратуры синхронизации согласно синтезированному двухэтапному алгоритму.

Получены выражения для расчёта вероятностных характеристик алгоритма грубой оценки момента приёма синхроимпульса. Результаты расчётов при ориентации на распределение Пуассона и Гаусса позволили сформулировать рекомендации по их применению: при ориентации на быстроту расчётов целесообразно использовать модель Гаусса. Однако аппроксимация статистики сигнала моделью Гаусса даёт значение порога на 3...4 пункта ниже требуемого уровня при ориентации на распределение Пуассона.

Получены аналитические выражения для расчёта энергетических, временных и вероятностных характеристик этапов поиска и тестирования алгоритма на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем, в том числе для расчёта допустимого числа кадров и тестов при обеспечении требуемых вероятностей успешного поиска и тестирования соответственно. При увеличении среднего числа фотонов в синхроимпульсе значения средних чисел кадров и тестов, а также среднего времени успешного поиска и тестирования значительно снижаются. Например, при увеличении среднего числа фотонов в синхроимпульсе в 5 раз среднее число кадров и среднее время для успешного поиска уменьшаются в 1,6 раза, а допустимое число кадров снижается в 5 раз.

Разработаны методики проектирования аппаратуры обнаружения синхросигнала на основе анализа суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем. Установлено, отклонение среднего времени успешного поиска и тестирования вследствие уменьшения количества временных окон на 22% при проектировании цифровой аппаратуры обнаружения синхросигнала в волоконно-оптических системах КРК по сравнению с проектированием аналоговой аппаратуры не превышает 0,7 %, что обусловлено низкой частотой генерации ИТТ в однофотонном фотодетекторе и, следовательно, малым средним числом ИТТ в сегменте. Проектирование цифровой аппаратуры для атмосферных систем КРК требует кратности двум количества сегментов, кадров и тестов, что ведет к увеличению среднего времени успешного поиска на 11,7 %,

а среднего времени успешного тестирования на 5,4 %, по сравнению с аналоговой аппаратурой.

Установлено, при учёте влияния дисперсионных свойств линии связи на параметры алгоритма временные характеристики алгоритма остаются неизменными, однако ухудшается вероятность ложного срабатывания в паре шумовых временных сегментов (пропорционально размытию синхроимпульса).

Результаты диссертационных исследований отражены в статьях [43, 48, 49, 51, 53, 113, 114] и апробированы на научно-технических конференциях:

– Всероссийская научно-техническая конференция с международным участием имени профессора Пьявченко О.Н. «Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении» (КомТех 2020), 3-5 июня 2020, ЮФУ ИРТСУ, Ростовская обл. г. Таганрог;

– II Всероссийская научная конференция (с приглашением зарубежных ученых) «Фундаментальные проблемы информационной безопасности в условиях цифровой трансформации» 2-nd Scientific Conference on Fundamental Information Security Problems in terms of the Digital Transformation (FISP-2020), 30 ноября 2020, Россия, г. Ставрополь;

– I Всероссийская Научно-Практическая Конференция «Digital Era», 26 марта 2021, г. Грозный; International Scientific Conference Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves RSEMW 2019, 24-28 июня 2019, Дивноморское, Краснодарский край, Россия;

– VII Всероссийская научно-техническая конференция молодых ученых, аспирантов, магистрантов и студентов «Фундаментальные и прикладные аспекты компьютерных технологий и информационной безопасности», 5-11.04.2021, Таганрог.

4 СИНТЕЗ ДВУХЭТАПНОГО АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ СИНХРОСИГНАЛА НА ОСНОВЕ ВЫБОРА СМЕЖНОЙ ПАРЫ СЕГМЕНТОВ С МАКСИМАЛЬНЫМ СУММАРНЫМ ОТСЧЁТОМ В СИСТЕМЕ КРК

4.1 Обнаружение синхросигнала на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом

Недостаток алгоритма обнаружения синхросигнала на основе сравнения суммы отсчётов со смежной парой сегментов с пороговым уровнем состоит в том, что необходимо знать уровень фонового и шумового воздействия, который согласно (2.6) и (2.7) определяет пороговый уровень k_{th} и вероятность ошибочного обнаружения сигнальной пары сегментов $p_{th.b}$. Это требует адаптации порогового уровня к мощности фонового и шумового воздействия.

При использовании алгоритма, основанного на сравнении отсчётов, задание порога на этапе поиска не требуется. Вероятность обнаружения в паре сегментов определяется вероятностью того, что суммарное число фотонов в этой паре превышает отсчёты в остальных парах сегментов. Следовательно, здесь не требуется контроль мощности фонового излучения и частоты генерации ИТТ.

В [32] предложено для расчёта вероятности обнаружения синхроимпульса использовать формулу для расчёта вероятности выделения слова при тестовой процедуре в М-ричной системе связи с позиционно-импульсной модуляцией и блочным кодированием. В формуле производится замена счётного интервала на длительность пары сегментов при синхронизации и удваивается среднее число шумовых импульсов. Это позволило получить расчётные соотношения для вероятности обнаружения синхроимпульса для двух правил принятия решения.

Правило 1. В случае равенства максимальных отсчётов в двух парах сегментов в течение одного временного кадра в качестве сигнальной случайно выбирается одна из них. Здесь вероятность отсутствия ошибки в течение одного временного кадра рассчитывается по формуле

$$\begin{aligned}
p_{D1.2} &= \frac{\exp(-\bar{n}_s - N_w \cdot \bar{k}_b)}{N_w} + \rightarrow \\
&\rightarrow \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ Pos(k, \bar{k}_s) \left[\sum_{j=0}^{k-1} Pos(j, \bar{k}_b) \right]^{N_w-1} \frac{1}{N_w} \cdot \frac{1}{Pos(k, \bar{k}_b)} \right. \\
&\cdot \left. \left[\sum_{j=0}^{k-1} Pos(j, \bar{k}_b) \right] \left[\left(1 + \frac{Pos(k, \bar{k}_b)}{\sum_{j=0}^{k-1} Pos(j, \bar{k}_b)} \right)^{N_w} - 1 \right] \right\}. \quad (4.1)
\end{aligned}$$

Первый член учитывает случай, когда во всех парах сегментов фиксируются нулевые отсчёты (отсутствие фотонов). Второе слагаемое учитывает отсутствие равенства отсчётов, а также все случаи равенства отсчётов.

Правило 2. Равенство максимальных отсчётов в двух парах сегментов в течение кадра трактуется как ошибка обнаружения. Следовательно, обнаружение импульса имеет место лишь тогда, когда отсчёт в одной из пар сегментов надёжно превышает значения отсчётов со всех других пар сегментов. В противном случае необходимо повторное обнаружение в следующем кадре.

Выражение для вероятности обнаружения синхроимпульса в течение временного кадра существенно упрощается [32]:

$$p_{D1.2} = \sum_{k_1=1}^{\infty} \left\{ Pos(k_1, \bar{k}_s) \cdot \left[\sum_{k_2=0}^{k_1-1} Pos(k_2, \bar{k}_b) \right]^{N_w-1} \right\}. \quad (4.2)$$

На рисунке 4.1 приведены вероятности обнаружения синхроимпульса в течение кадра по (4.2) при среднем числе шумовых импульсов $\bar{n}_b=2$.

Сравнительный анализ результатов расчёта вероятности обнаружения в предложенных алгоритмах (рис. 3.9 и рис. 4.1) показал: в алгоритме обнаружения синхроимпульса на основе поиска смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом при увеличении среднего числа фотонов в синхроимпульсе $\bar{n}_s \geq 14$ различие в вероятности обнаружения при разном числе сегментов N_w стремится к 0 (не более 2 % при $\bar{n}_s = 14$), в то время как в алгоритме обнаружения с пороговым тестом наблюдается обратная зависимость – вероятности обнаружения синхроимпульсов сходятся в одну точку при $\bar{n}_s \leq 2$. Таким образом, в алгоритме обнаружения синхросигнала на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным отсчётом и обеспечением среднего

числа фотонов в синхроимпульсе 14 и более влиянием числа сегментов в кадре N_w можно пренебречь, что является преимуществом указанного алгоритма.

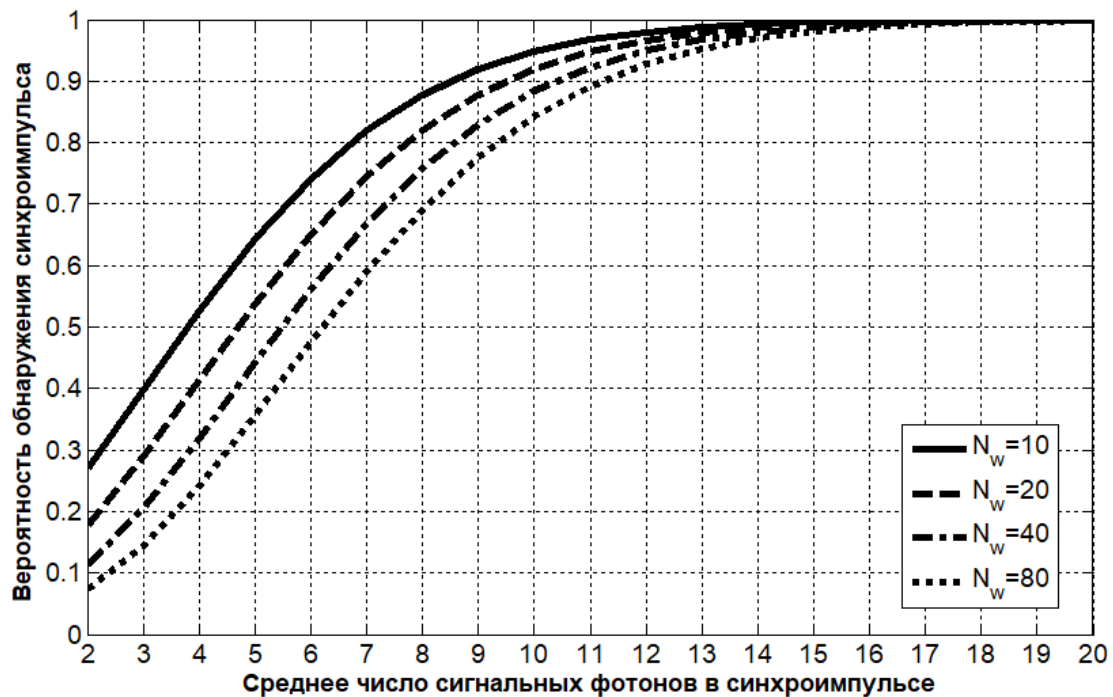


Рисунок 4.1 – Зависимости вероятности обнаружения синхроимпульса в кадре от среднего числа сигнальных фотонов в синхроимпульсе

Поясним данное утверждение на примере: при учёте влияния линии коммутации на параметры синхроимпульса последний претерпевает значительное размытие, следовательно, необходимое условие равенства длительностей синхроимпульса и сегмента ведет к изменению числа сегментов. Преимущество заключается в сохранении вероятностных характеристик алгоритма обнаружения при изменении числа сегментов во временном кадре, по сравнению с алгоритмом обнаружения на основе порогового теста, в котором при $\bar{n}_s = 14$ различие в вероятности обнаружения синхроимпульсов составляет 1,3 раза при увеличении числа сегментов с 10 до 80 (0,95 против 0,725).

Также необходимо отметить ограничения, накладываемые на вероятность обнаружения в алгоритме на основе порогового теста: увеличение числа сегментов во временном кадре N_w ведет к снижению вероятности обнаружения. Так, при числе сегментов $N_w \geq 40$ вероятность обнаружения не превышает $p_{D1} \leq 0,85$, причём предельное значение вероятности обнаружения по (3.11) составляет не более $1,01p_{D1} \dots 1,10p_{D1}$ при числе сегментов $N_w = 20 \dots 80$. В алгоритме на основе поиска смежной пары сегментов с максимальным отсчётом при увеличении среднего числа фотонов в синхроимпульсе вероятность

обнаружения стремится к 1 и составляет $p_{D1.2} \geq 0,95$ при $\bar{n}_s \geq 13$. В данном алгоритме также сохраняется тенденция уменьшения вероятности обнаружения синхроимпульса с увеличением числа сегментов в кадре N_w , однако эта проблема может быть решена увеличением среднего числа фотонов в синхроимпульсе до достижения необходимого уровня вероятности обнаружения.

На рисунке 4.2 приведены вероятности ошибочного обнаружения синхроимпульса в кадре от среднего числа фотонов в синхроимпульсе \bar{n}_s при $\bar{n}_b=0,001$. Выбор числа сегментов N_w , кратным 2, обосновывается цифровой реализацией блока управления. Выбор среднего числа шумовых импульсов $\bar{n}_b=0,001$ ориентирован на применение в системе фотодетектора с частотой генерации ИТТ 3,3 МГц при длительности оптического импульса 300 пс.

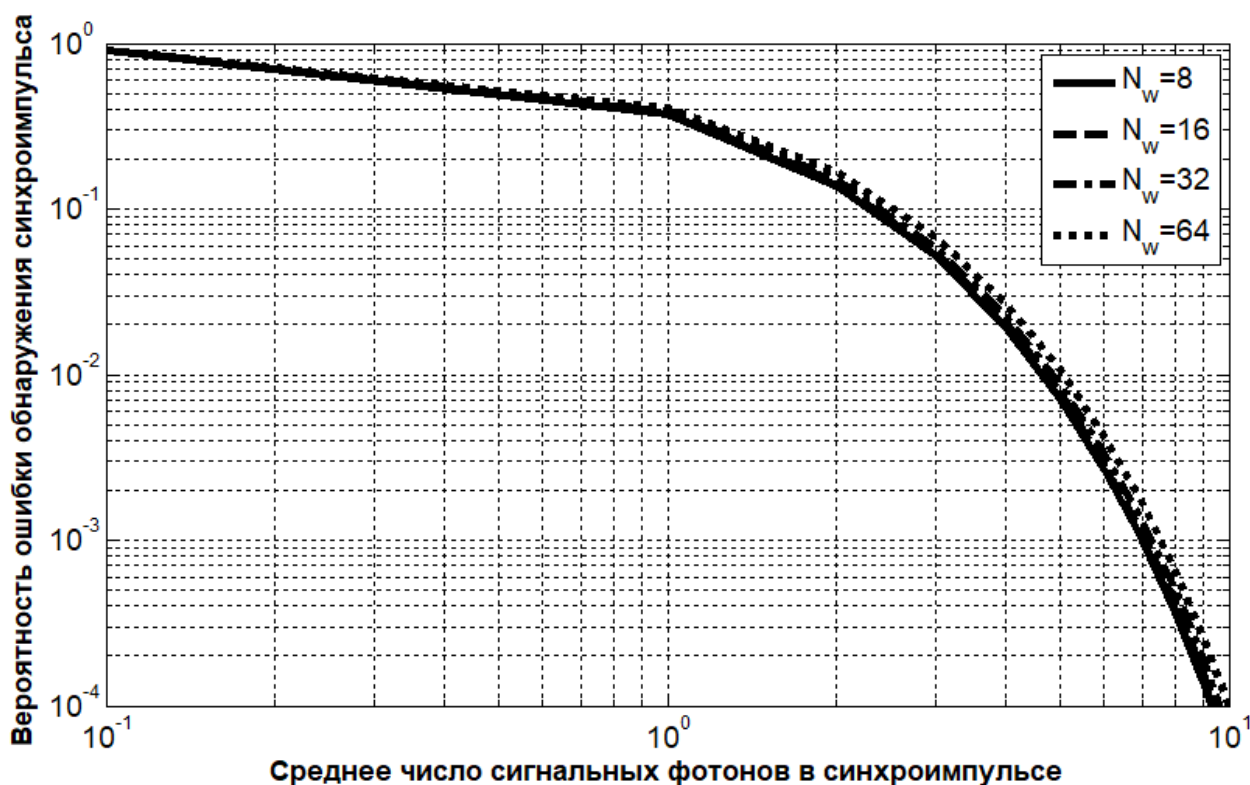


Рисунок 4.2 – Вероятности ошибочного обнаружения синхроимпульса в течение кадра при среднем числе ИТТ 0,001 за длительность сегмента

Вероятность ошибочного обнаружения синхроимпульса в кадре значительно уменьшается по мере роста среднего числа фотонов в синхроимпульсе. Так, если при $\bar{n}_s = 0,1$ и $N_w=8$ вероятность ошибки обнаружения синхроимпульса равна 0,90, то при $\bar{n}_s = 1$ она падает до 0,37, а при $\bar{n}_s = 5$ – уже до 0,01. При этом отметим слабое влияние числа пар сегментов на вероятность ошибочного обнаружения: при $\bar{n}_s = 2$ и увеличении N_w с 8 до 64 незначительно меняется вероятность с 0,14 до 0,17. Последнее указывает на

слабое влияние ИТТ на вероятностные характеристики анализируемой системы.

Отметим, что ЛФД, используемые в приёмной аппаратуре при КРК, имеют существенно меньший уровень шумов. Например, в случае применения однофотонного ЛФД с частотой ИТТ менее 100 Гц среднее число шумовых импульсов за длительность оптического импульса 300 пс не превышает $\bar{n}_b = 3 \cdot 10^{-10}$. Следовательно, в системах КРК можно полагать $\bar{k}_b \cong 0$. Тогда

$$p_{D1.2} = \sum_{k=1}^{\infty} \{Pos(k, \bar{k}_s) \cdot [1]^{N_w-1}\} = 1 - exp(-\bar{n}_s). \quad (4.3)$$

В системах КРК передаваемый квантовый импульс имеет среднее число фотонов в импульсе 0,1...0,5, а после распространения на 50 км будет ослаблен минимум в 10 раз до 0,01...0,05, Учитывая это, возможно использование приближённой формулы для экспресс-расчёта предельной вероятности обнаружения синхроимпульса $p_{D1.2} = 1 - exp(-\bar{n}_s) = \bar{n}_s - \bar{n}_s^2/2 + \bar{n}_s^3/6$. Погрешность не превышает 21 % при расчёте по формуле $p_{D1.2} \approx \bar{n}_s$ даже при $\bar{n}_s = 0,5$, падая до 5 % при $\bar{n}_s = 0,1$.

На рисунке 4.3 представлены графики зависимостей вероятностей ошибки обнаружения синхроимпульса от среднего числа сигнальных фотонов в импульсе для атмосферной оптической системы при $\bar{n}_b=0,2$ для сравнения с графиками на рисунке 3.2 для предшествующего алгоритма. Сравнительный анализ графиков показывает, что вероятность ошибочного обнаружения синхроимпульса в алгоритме на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом зависит от суммы средних чисел сигнальных и шумовых импульсов и числа сегментов в кадре, в то время как в алгоритме обнаружения синхросигнала на основе сравнения суммы отсчётов с пороговым уровнем вероятность ошибочного обнаружения сигнальной пары сегментов зависит только от среднего числа шумовых импульсов (3.6), (3.8).

Действительно при $\bar{n}_b=0,2$ вероятность ошибочного обнаружения 0,005 достигается при $k_{th}=2$ (алгоритм обнаружения синхросигнала на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем), либо при $N_w=8$ путём увеличения среднего числа фотонов в синхроимпульсе до $\bar{n}_s=8,5$ (алгоритм обнаружения синхросигналов на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом).

В предложенном алгоритме обнаружения на основе поиска смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом среднее число фотонов в

синхроимпульсе выступает в качестве порога, используемого в предыдущем алгоритме обнаружения на основе порогового теста. Чем меньше среднее число фотонов в синхроимпульсе/пороговый уровень, тем выше вероятность ошибки обнаружения/ложного срабатывания. И наоборот, увеличение среднего числа фотонов в синхроимпульсе/порогового уровня до $6/2$ соответственно позволяет достичь вероятности ошибки обнаружения/ложного срабатывания не хуже $0,08/0,07$. Отметим, требуемое среднее число фотонов в синхроимпульсе в разы будет превышать необходимый пороговый уровень в предшествующем алгоритме для достижения требуемой вероятности ошибки обнаружения синхроимпульса. Так, при $\bar{n}_b=0,2$ для достижения вероятности ошибки обнаружения не хуже $0,08$ отношение сигнал/шум в алгоритме на основе поиска смежной пары сегментов с максимальным отсчётом должно быть не менее $6/0,02=300$, в то время как в алгоритме обнаружения на основе порогового теста для обеспечения ложного срабатывания не хуже $0,07$ понадобится пороговый уровень, превышающий среднее число шумовых импульсов в $2/0,02=100$ раз.

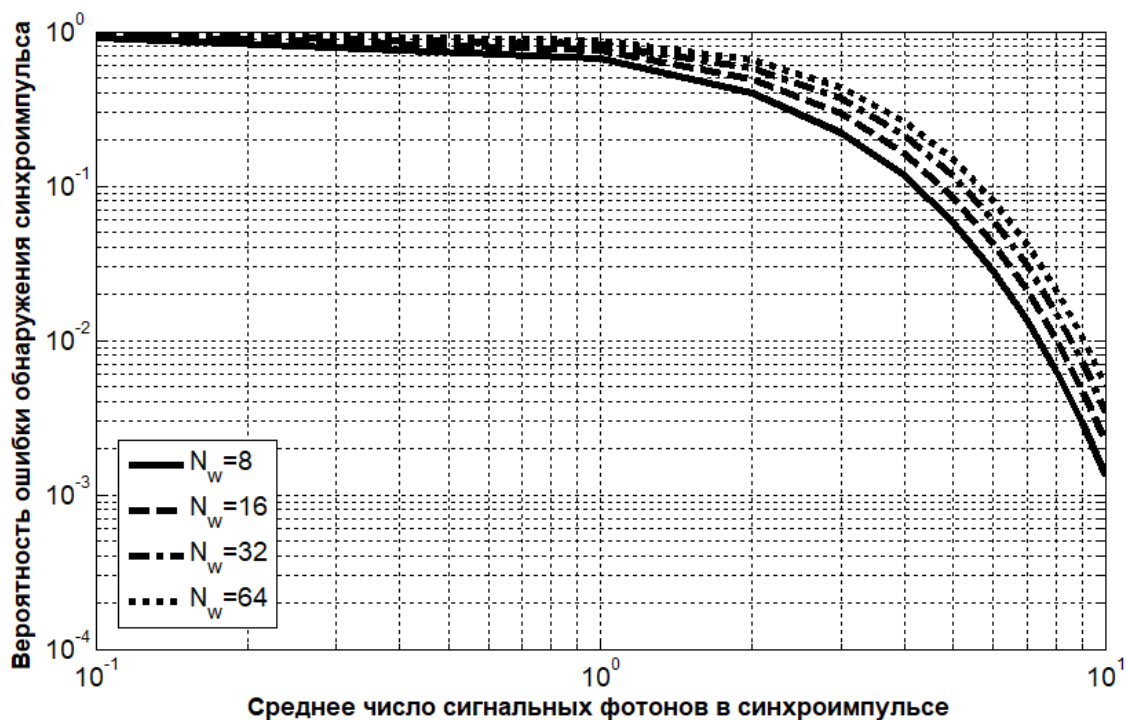


Рисунок 4.3 – Вероятности ошибочного обнаружения синхроимпульса в кадре при среднем числе фоновых фотонов $0,2$ за длительность сегмента

Резюме: Синтезирован алгоритм грубой оценки момента приёма синхроимпульса на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом. Получены аналитические выражения для расчёта вероятности обнаружения синхроимпульса в течение кадра. Отмечено слабое

влияние числа сегментов в кадре на вероятность обнаружения синхроимпульса (различие не более 2 %) при среднем числе фотонов в синхроимпульсе более 14.

4.2 Оценка вероятностных характеристик обнаружения при ограничениях на использование формулы для расчёта вероятности при тестовой процедуре в M-ричной системе коммуникации

Остановимся на ограничениях использования для расчёта вероятности обнаружения синхроимпульса формулы для расчёта вероятности выделения слова при тестовой процедуре в M-ричной системе коммуникации с позиционно-импульсной модуляцией и блочным кодированием. При позиционно-импульсной модуляции предполагается фиксация временного интервала, внутри которого может присутствовать сигнальный импульс. Он не может одновременно принадлежать двум соседним временным интервалам. В противоположность этому в анализируемой системе КРК это возможно.

Обратимся к рисунку 4.4. Временной кадр, равный по длительности периоду следования синхроимпульсов T_s , разбит на N_w временных сегментов с длительностью τ_w , равной длительности синхроимпульса τ_s . Как и ранее временные сегменты анализируются попарно (1, 2), (2, 3), ..., ($N_w - 1, N_w$), ($N_w, 1$). Пусть центр тяжести синхроимпульса располагается в i -м сегменте с левой стороны от его середины. Среднее число фотонов, регистрируемое в ($i-1$)-м и в i -м сегментах, определим как \bar{n}_{s1} и \bar{n}_{s2} , причём всегда $\bar{n}_s = \bar{n}_{s1} + \bar{n}_{s2}$ [115].

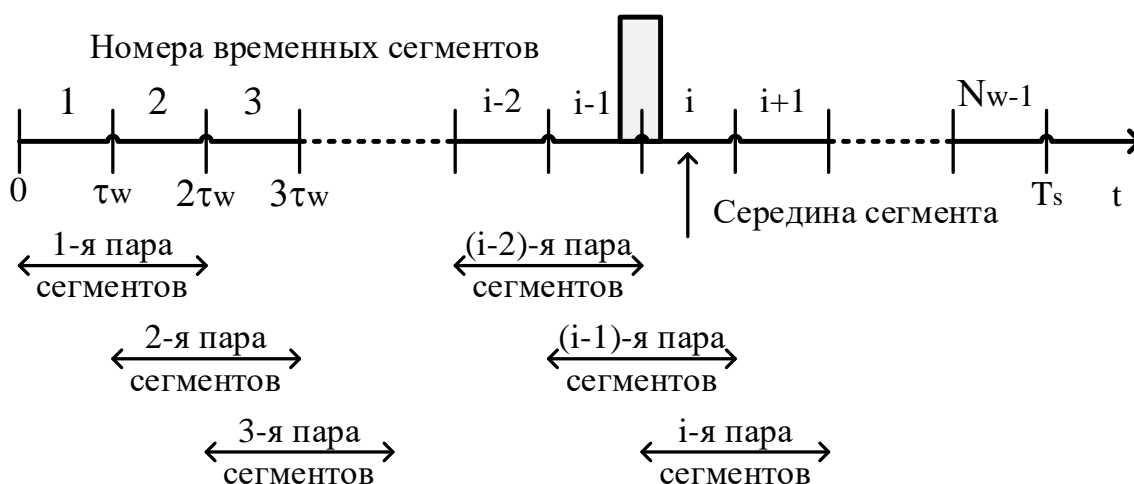


Рисунок 4.4 – Поиск максимального отсчёта в парах сегментов в кадре

Поскольку сигнальные фотоны могут приниматься в ($i-1$)-м и i -м сегментах, то обнаружение синхроимпульса может быть в ($i-2$)-й, ($i-1$)-й и i -й паре сегментов при условии, что отсчёт в одной из этих пар надёжно превышает

отсчёты со всех других пар сегментов. В противном случае повторно анализируется следующий временной кадр. Заметим, что среднее число событий, регистрируемых в (i-2)-й, (i-1)-й и i-й парах сегментов соответственно равны $\overline{k_{s1}} = \overline{n_{s1}} + 2 \cdot \overline{n_b}$, $\overline{k_s} = \overline{n_s} + 2 \cdot \overline{n_b}$ и $\overline{k_{s2}} = \overline{n_{s2}} + 2 \cdot \overline{n_b}$.

Выражение для вероятности обнаружения синхроимпульса в течение временного кадра складывается из трёх составляющих

$$p_{D1.2} = p_{D11} + p_{D12} + p_{D13}, \quad (4.4)$$

определяющих соответственно вероятности обнаружения синхроимпульса в (i-2)-й, (i-1)-й или i-й паре сегментов. Если центр тяжести синхроимпульса располагается на границе между (i-1)-м и i-м сегментами, то $\overline{k_{s1}} = \overline{n_s}/2 + 2 \cdot \overline{n_b}$, $\overline{k_s} = \overline{n_s} + 2 \cdot \overline{n_b}$ и $\overline{k_{s2}} = \overline{n_s}/2 + 2 \cdot \overline{n_b}$. Тогда формулы упрощаются

$$p_{D11} = p_{D13} = \sum_{k_1=1}^{\infty} \left\{ Pos(k_1, \overline{k_{s1}}) \left[\left(\sum_{k_2=0}^{k_1-1} Pos(k_2, \overline{k_b}) \right)^{N_w-3} \left(\sum_{k_3=0}^{k_1-1} Pos(k_3, \overline{k_s}) \right) \cdot \left(\sum_{k_4=0}^{k_1-1} Pos(k_4, \overline{k_{s2}}) \right) \right] \right\}. \quad (4.5)$$

$$p_{D12} = \sum_{k_1=1}^{\infty} \left\{ Pos(k_1, \overline{k_s}) \left[\left(\sum_{k_2=0}^{k_1-1} Pos(k_2, \overline{k_b}) \right)^{N_w-3} \left(\sum_{k_3=0}^{k_1-1} Pos(k_3, \overline{k_{s1}}) \right)^2 \right] \right\}. \quad (4.6)$$

На рисунке 4.5 представлены зависимости вероятности обнаружения синхроимпульса в паре сегментов от среднего числа фотонов в синхроимпульсе при количестве временных сегментов $N_w=8$ и среднем числе ИТТ $\overline{n_b} = 10^{-7}$, что характерно для волоконно-оптической системы. Отметим, количество итераций при суммировании сокращено до $k_1 = 1 \dots 1000$ для увеличения быстродействия программы для расчёта указанных характеристик.

Из рисунка видно, увеличение вероятности обнаружения синхроимпульса прямо пропорционально увеличению среднего числа фотонов в синхроимпульсе. Так, при увеличении среднего числа фотонов в 100 раз (с 0,001 до 0,1) вероятность обнаружения увеличивается в 84,2 раза (0,0005 против 0,0421) для (i-2)-й и i-й пар сегментов и в 86,5 раза (0,001 против 0,0865) для (i-1)-й пары

сегментов. Также отметим, различие вероятностей обнаружения в (i-1)-й паре сегментов и в (i-2)-й или i-й паре сегментов составляет ~ 2 раза.

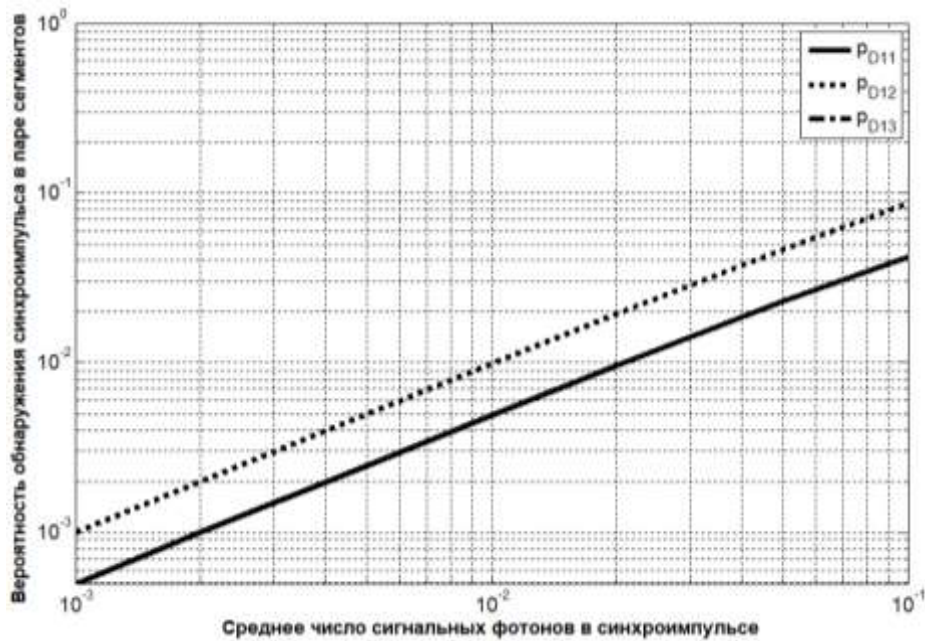


Рисунок 4.5 – Вероятность обнаружения синхроимпульса в паре сегментов

Для волоконно-оптических систем КРК $\bar{k}_s \cong \bar{n}_s$, $\bar{k}_{s1} = \bar{k}_{s2} \cong \bar{n}_s/2 = \bar{k}_s/2$. и $(\exp(-\bar{k}_b))^{N_w-3} \cong \exp(-(N_w - 3) \cdot \bar{k}_b)$. Учитывая, что при однофотонном режиме передачи справедливо условие $\bar{n}_s < 1$, получим

$$p_{D11} = p_{D13} = \frac{\bar{k}_s}{2} \cdot \exp(-(N_w - 3) \cdot \bar{k}_b) \cdot \exp(-2 \cdot \bar{k}_s). \quad (4.7)$$

$$p_{D12} = \bar{k}_s \cdot \exp(-(N_w - 3) \cdot \bar{k}_b) \cdot \exp(-2 \cdot \bar{k}_s). \quad (4.8)$$

Откуда $p_{D12} = 2 \cdot p_{D11} = 2 \cdot p_{D13}$ и $p_{D12} = p_{D11} + p_{D13}$ и

$$p_{D1.2} = p_{D11} + p_{D12} + p_{D13} = 2 \cdot p_{D12}. \quad (4.9)$$

Действительно вероятность обнаружения синхроимпульса в (i-2)-й или i-й паре сегментов в 2 раза больше, чем вероятность в (i-1)-й паре сегментов.

На рисунке 4.6 представлены зависимости вероятности обнаружения синхроимпульса в паре сегментов от среднего числа фотонов в синхроимпульсе при количестве сегментов $N_w=8$ и среднем числе ИТТ за длительность сегмента $\bar{n}_b = 10^{-7}$, полученные по упрощённым выражениям. Расчёт вероятности обнаружения синхроимпульса по упрощённым выражениям показывает незначительное отклонение от точных расчётов (не более 5,3 %), причём расчёт по приближённым выражениям даёт заниженный результат. Таким образом, приближённые аналитические выражения могут применяться для экспресс-расчёта вероятности обнаружения синхроимпульса в паре сегментов.

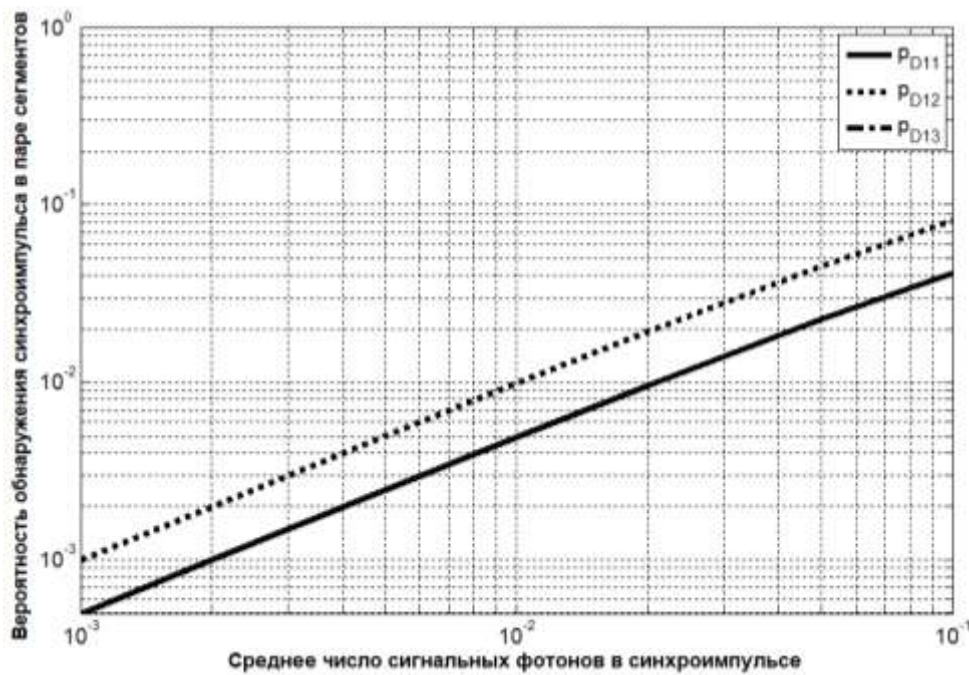


Рисунок 4.6 – Вероятность обнаружения синхроимпульса в паре сегментов

На рисунке 4.7 представлены результаты расчёта по точным выражениям (4.4)-(4.6) вероятности обнаружения синхроимпульса в течение кадра $p_{D1.2}$ при разном среднем числе ИТТ \bar{n}_b за длительность сегмента при $N_w=8$.

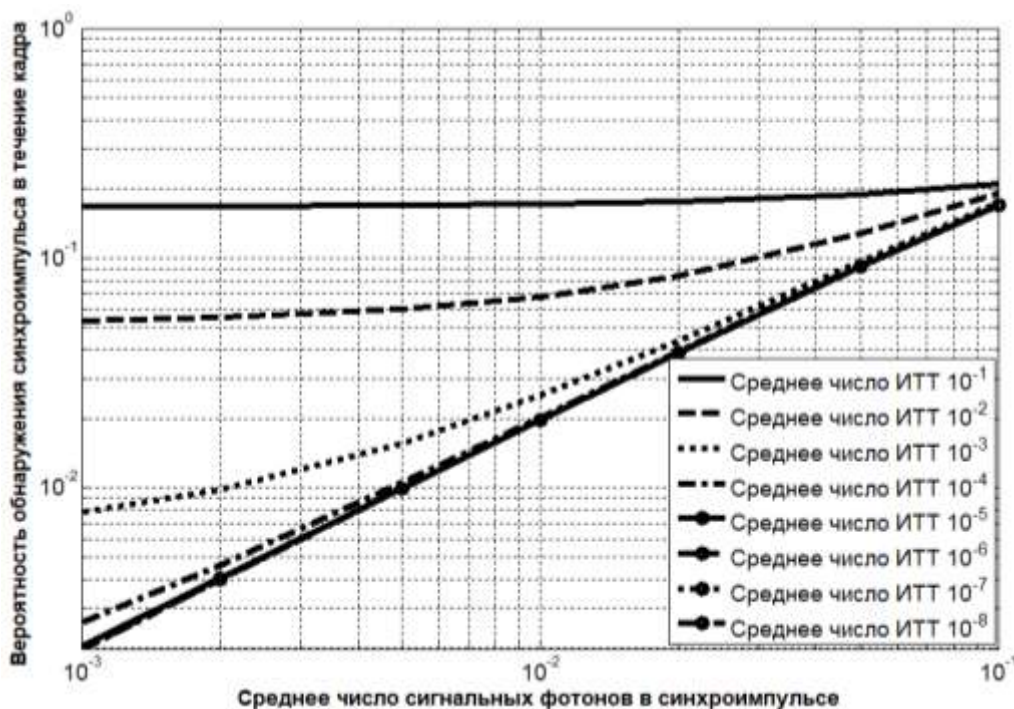


Рисунок 4.7 – Вероятность обнаружения синхроимпульса (точный расчёт)

При $\bar{n}_b \leq 10^{-5}$ различие в вероятности обнаружения синхроимпульса стремится к 0 при фиксированном среднем числе фотонов в синхроимпульсе (что подтверждается графиками, сливающимися в одну линию при $\bar{n}_b \leq 10^{-5}$). Следовательно, при $\bar{n}_b \leq 10^{-5}$ влиянием ИТТ на вероятность обнаружения

синхроимпульса можно пренебречь. Однако при $\bar{n}_b \geq 10^{-4}$ влияние ИТТ на вероятность обнаружения синхроимпульса значительно увеличивается, что обусловлено соизмеримостью средних чисел сигнальных фотонов и ИТТ. Чем больше среднее число ИТТ, тем выше вероятность обнаружения синхроимпульса в паре сегментов, однако в данном случае вероятность обнаружения может являться вероятностью ложной тревоги в связи с соизмеримостью средних чисел сигнальных фотонов и ИТТ. При $\bar{n}_b=0,1$ и $\bar{n}_s=0,1$ вероятность обнаружения синхросигнала в кадре максимальна и равна 0,21.

Отметим, чем меньше \bar{n}_b , тем быстрее возрастает вероятность обнаружения синхроимпульса. Так, при $\bar{n}_b = 0,1$ различие в вероятности обнаружения составляет 1,25 раза при увеличении \bar{n}_s от 0,001 до 0,1. При уменьшении среднего числа ИТТ до $\bar{n}_b = 10^{-8}$ различие в вероятности обнаружения составляет уже 85,4 раза при увеличении \bar{n}_s от 0,001 до 0,1.

Графики на рисунке 4.7 показывают, что влиянием шумовых импульсов на вероятность обнаружения синхроимпульса можно пренебречь уже при отношении $SNR = \bar{n}_s/\bar{n}_b > 10$. Учитывая, что вероятность обнаружения синхроимпульса в (i-1)-й паре сегментов при расчёте по точным аналитическим выражениям зависит от суммы средних чисел фотонов и ИТТ, вероятность будет тем больше, чем больше число регистрируемых событий, или, другими словами, чем больше сумма средних чисел фотонов и ИТТ, что и подтверждают графики.

На рисунке 4.8 представлены результаты экспресс-расчёта по (4.7)-(4.9) вероятности обнаружения синхроимпульса в течение временного кадра $p_{D1.2}$ от среднего числа фотонов в синхроимпульсе \bar{n}_s при количестве сегментов $N_w=8$ и разном среднем числе ИТТ \bar{n}_b за длительность сегмента. Проводя сравнительный анализ результатов при расчёте по точным выражениям и экспресс-расчёте, отклонение вероятности обнаружения синхроимпульса при реализации алгоритма на основе ЛФД со средним числом ИТТ $\bar{n}_b = 10^{-7}$ составляет не более 5,6 %.

Полученные ранее упрощённые выражения для расчёта вероятности обнаружения синхроимпульса справедливы при однофотонном режиме синхронизации $\bar{n}_s < 1$. Однако при многофотонном режиме синхронизации среднее число фотонов в синхроимпульсе измеряется единицами и десятками.

Резюме. Получены аналитические выражения для расчёта вероятности обнаружения синхроимпульса в кадре для точного и экспресс-расчёта, причём

отклонение вероятности обнаружения при экспресс-расчёте составляет не более 5,6 %, что указывает на возможность применения упрощённых выражений.

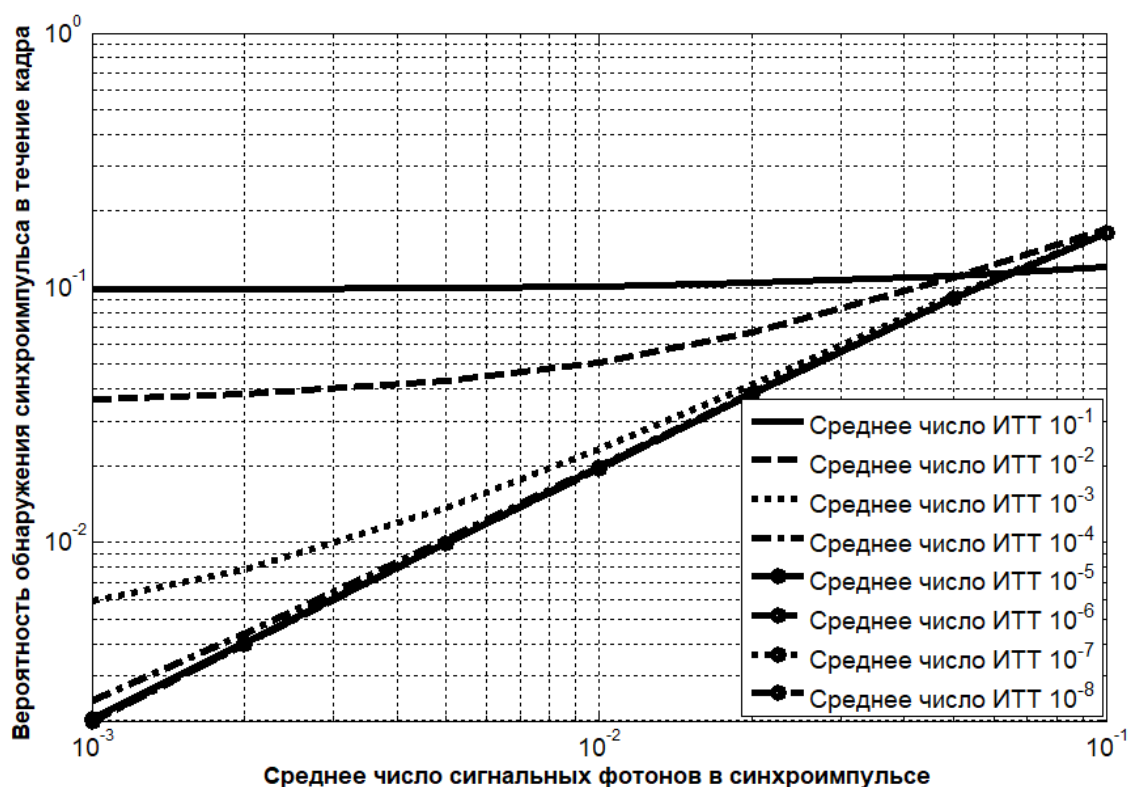


Рисунок 4.8 – Вероятность обнаружения синхроимпульса (экспресс-расчёт)

4.3 Эффективность двухэтапного алгоритма синхронизации на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом

Отличительной особенностью данного алгоритма является сравнение суммарного отсчёта со смежной пары сегментов не с пороговым уровнем, как в предыдущем алгоритме, а с отсчётами с других смежных пар сегментов и выбор пары сегментов с максимальным отсчётом. Данная особенность позволяет упростить поиск сигнальной смежной пары сегментов, исключая необходимость расчёта и выбора порогового уровня.

Алгоритм предполагает оценку момента приёма синхроимпульса посредством двух последовательных этапов. Временной интервал, равный периоду следования синхроимпульсов T_s , делится на N_w временных сегментов, причём длительность одного временного сегмента равна длительности синхроимпульса $\tau_w = \tau_s$, поэтому анализ сегментов проводится попарно ввиду возможного нахождения синхроимпульса на границе двух смежных сегментов.

На рисунке 4.9 представлена операция «грубой» оценки момента приёма синхроимпульса в 1-м временном кадре. Цель «грубой» оценки заключается в поиске сигнальной смежной пары сегментов. Операция подразделяется на два

этапа – поиск и тестирование. На этапе поиска аппаратура последовательно, начиная с 1-й пары смежных сегментов, регистрирует суммарный отсчёт с каждой пары сегментов. После анализа всех пар сегментов в кадре выбирается пара сегментов с максимальным суммарным отсчётом, причём отсчёт в одной из пар сегментов надёжно превышает значения отсчётов со всех других пар сегментов. Далее аппаратура переходит на этап тестирования, задача которого состоит в опросе фотодетектора в течение импульса стробирования для повторной регистрации отсчёта. В случае повторной регистрации превышения суммарным отсчётом порогового уровня этап тестирования завершается, аппаратура переходит к «точной» оценке (выход 2 на рисунке 4.9). В случае отрицательного тестирования аппаратура возвращается к поиску в следующем кадре (выход 1 на рисунке 4.9). При отсутствии обнаружения синхроимпульса в течение анализа всех смежных пар сегментов в кадре аппаратура переходит к поиску в следующем кадре (выход 1 на рисунке 4.9). Отметим, этапам поиска и тестирования соответствуют предельно допустимые числа кадров $N_{T,2}$ и тестов $N_{test,2}$ соответственно. При отсутствии обнаружения синхроимпульса в течение допустимого числа кадров $N_{T,2}$ процесс синхронизации начинается с начала.

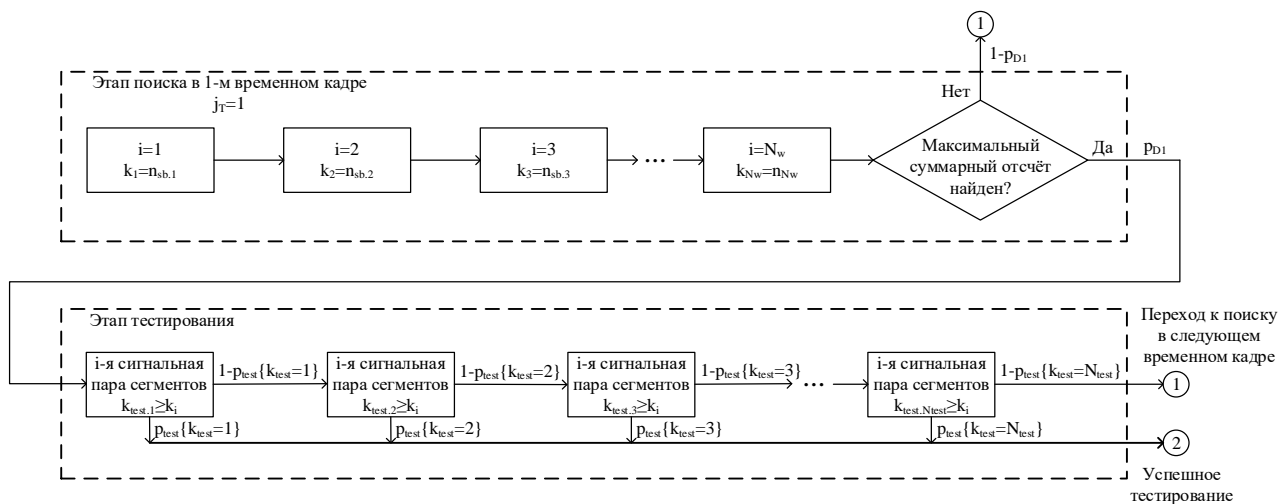


Рисунок 4.9 – Операция «грубой» оценки момента приёма синхроимпульса в 1-м кадре при обнаружении синхроимпульса на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом

На рисунке 4.10 представлена структура предлагаемого двухэтапного алгоритма оценки момента приёма синхроимпульса на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом в системе КРК.

Генератор тактовых импульсов (ГТИ) запускает работу передающего оптического модуля, счётчиков сегментов $N_{segment}$ и кадров $N_{T,2}$, а также

формирователя пачки импульсов (ФПИ) и счётчика тестов $N_{test.2}$, к которым тактовые импульсы поступают через линию задержки (ЛЗ). Сгенерированный передающим оптическим модулем оптический импульс проходит через ВОЛС к кодирующей станции и далее поступает в приёмный оптический модуль. Линия задержки позволяет обеспечить защитные временные интервалы до и после синхроимпульса. ФПИ генерирует импульсы с шагом 300 пс, соответствующим длительности сегмента, которые поступают на вход цифрового счётчика импульсов пачки (ЦСИП) и используются как временные метки.

Результат детектирования оптического импульса в приёмном оптическом модуле поступает на вход формирователя импульсов (ФИ), посредством которого формируется видеоимпульс. Далее сигнал в зависимости от положения переключателя поступает на вход блока памяти с таймером (БПсТ) (в случае работы аппаратуры на этапе поиска) или на пороговое устройство (в случае работы аппаратуры на этапе тестирования). На этапе поиска БПсТ копит зарегистрированные в течение кадра отсчёты. Далее массив отсчётов поступает на вход блока поиска максимального отсчёта (ПМО), в котором выбирается отсчёт, превосходящий по уровню все другие отсчёты. Результаты работы ПМО (успешный поиск при превышении отсчётом других отсчётов, иначе – ошибка и переход к анализу следующего кадра) и ПУ (успешное тестирование при превышении отсчётом порогового уровня k_{th} , полученного от блока памяти (БП), иначе – переход к следующему тестированию) подаются на вход цифрового счётчика импульсов (ЦСИ).

Этапам поиска и тестирования соответствуют определённые числа кадров и тестов, контролируемые счётчиками $N_{T.2}$ и $N_{test.2}$ соответственно. Переключение поиска по смежным парам временных сегментов осуществляется посредством счётчика $N_{segment}$. Контроль переполнения и переключения счётчиков обеспечивается блоком устройства управления (УУ). При превышении на счётчиках $N_{segment}$, $N_{T.2}$ и $N_{test.2}$ допустимых значений пар смежных сегментов, кадров и тестов соответственно формируется сигнал прерывания, поступающий на УУ. Работой УУ управляет ЦСИ, передающий двоичный код: «01» – успешный поиск, переход к тестированию; «10» – успешное тестирование, завершение «грубой» оценки момента приёма синхроимпульса. При переполнении счётчика тестов $N_{test.2}$ ЦСИ обнуляется.

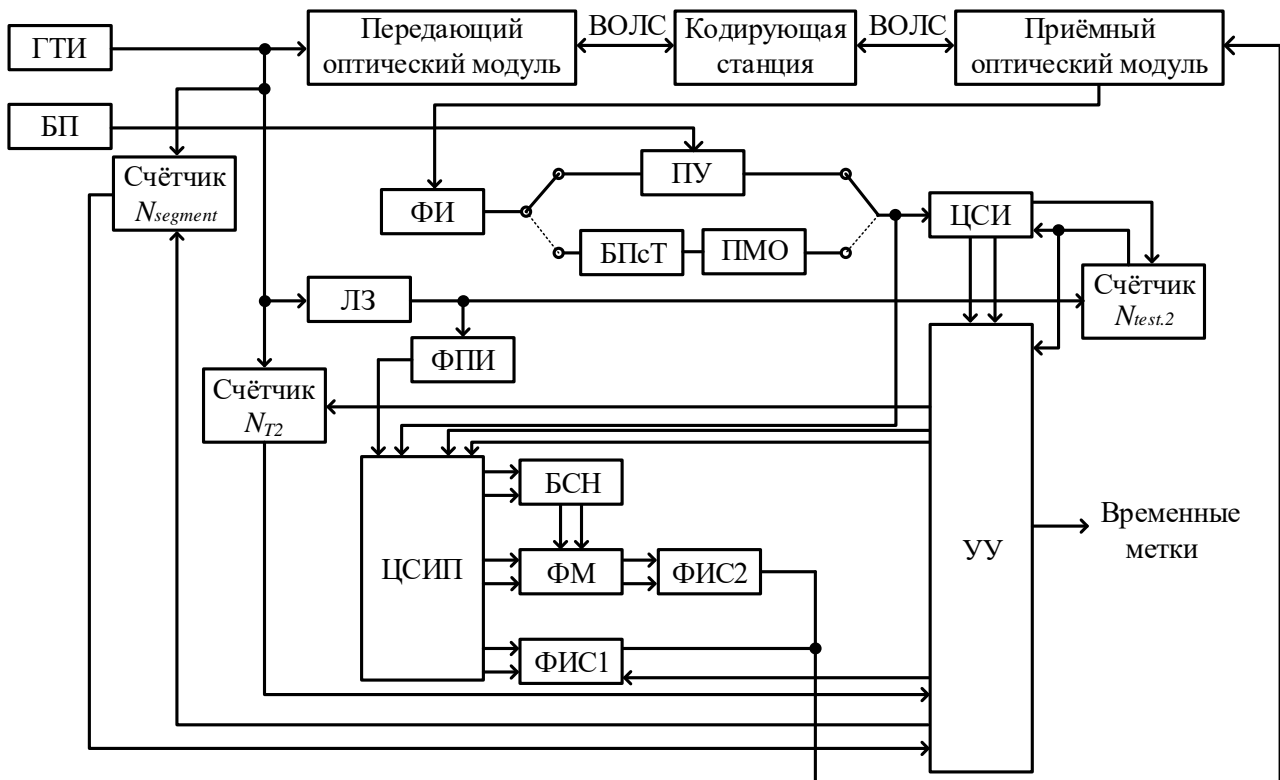


Рисунок 4.10 – Структура двухэтапного алгоритма оценки момента приёма синхроимпульса на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом в системе КРК

При обнаружении максимального суммарного отсчёта со смежной пары сегментов на этапе поиска на вход ЦСИ поступает сигнал. Также сигнал с выхода ПУ и ПМО поступает на вход ЦСИП, который регистрирует номер ближайшей временной метки от ФПИ. Формирователь импульсов стробирования (ФИС1) формирует стробирующий импульс по первому и последнему импульсам, полученным от ФПИ на этапе поиска. Зафиксированная метка на этапе поиска является точкой начала опроса фотодетектора (смежной пары сегментов). Для определения второй границы стробирования метка подаётся на вход блока сдвига номера (БСН), где сдвигается на две позиции вперёд, тем самым соответствуя длительности импульса стробирования. Полученные на этапе поиска номера временных меток (нижняя граница интервала с ЦСИП, верхняя – с БСН) поступают в формирователь меток (ФМ), являющийся блоком сравнения номеров меток от ЦСИ при каждом тестировании с ранее определёнными номерами меток. При достижении меткой от ЦСИ номера, соответствующего нижней или верхней границе временного интервала, полученного на этапе поиска, активируется формирователь импульсов стробирования (ФИС2) путём поступления на его вход соответствующего сигнала от ФМ. ФИС2 генерирует

стрибирующий импульс по полученным номерам граничных временных меток и посылает его в приёмный оптический модуль.

Блок УУ формирует двоичные коды результата синхронизации: «00» – поиск синхросигнала; «01» – тестирование; «10» – синхроимпульс обнаружен, синхронизация установлена; «11» – обрыв ВОЛС, отсутствие ФИ, ошибка. По завершении синхронизации блок УУ формирует временную метку завершения алгоритма с зафиксированным кодом результата.

Определим допустимые числа кадров и тестов.

Вероятность обнаружения синхроимпульса на этапе поиска в кадре может быть найдена по (4.2). Используя метод математической индукции, находим условную вероятность обнаружения синхроимпульса в j_T -м временном кадре

$$p_{D.2}\{j_T\} = (1 - p_{D1.2})^{j_T-1} \cdot p_{D1.2}. \quad (4.10)$$

Используя свойства геометрической прогрессии, безусловная вероятность обнаружения синхроимпульса на этапе поиска с числом кадров $N_{T.2}$ равна

$$P_{D.2} = \sum_{j_T=1}^{N_{T.2}} p_{D.2}\{j_T\} = 1 - (1 - p_{D1.2})^{N_{T.2}}. \quad (4.11)$$

Таким образом, для обеспечения заданной вероятности обнаружения $P_{D.2}$ при известной вероятности $p_{D1.2}$ потребуется анализ не менее $N_{T.2.min}$ кадров

$$N_{T.2} \geq N_{T.2.min} = \left\lceil \frac{\lg(1 - P_{D.2})}{\lg(1 - p_{D1.2})} \right\rceil. \quad (4.12)$$

Учитывая, что для принятия решения аппаратурой о результате поиска необходимо проанализировать все смежные пары сегментов во временном кадре, то время, затраченное на этапе поиска в текущем кадре, будет равно

$$t_{search.j_T} = T_s. \quad (4.13)$$

Среднее число кадров для успешного обнаружения на этапе поиска

$$\overline{N_{T.2}} = \sum_{j_T=1}^{N_{T.2}} j_T \cdot (1 - p_{D1.2})^{j_T-1} \cdot p_{D1.2}, \quad (4.14)$$

среднее время

$$\overline{T_{search.2}} = T_s \cdot \overline{N_{T.2}}. \quad (4.15)$$

Результаты расчёта характеристик этапа поиска в предлагаемом алгоритме представлены в таблице 4.1. Отметим, условная вероятность обнаружения на этапе поиска в первом кадре $p_{D1.2}$ может быть найдена по (4.2). Обеспечиваемые

вероятности обнаружения на этапах поиска и тестирования равны $P_{D.2} \geq 0,99$ и $P_{test.2} \geq 0,99$. Протяжённость ВОЛС составляет 20 км, что соответствует периоду следования $T_s = 195,76$ мкс. Следовательно, число сегментов и смежных пар сегментов равно $N_w = 652553$. При ориентации на отклонение в $K_{pD1}=1,1$ раза от предельной вероятности синхронизации $p_{D1.lim2}$ и частоте генерации ИТТ $f_{DCR} = 10$ Гц пороговый уровень равен $k_{th} = 1$. Отметим, по методике расчета порогового уровня реально достижимая вероятность ложного срабатывания при ориентации на $k_{th} = 1$ составляет $p_{th.b} = 6 \cdot 10^{-9}$.

Обеспечение вероятности успешного обнаружения на этапе поиска $P_{D.2} \geq 0,99$ достигается за счёт последовательного анализа смежных пар сегментов в течение допустимого числа кадров $N_{T.2}$. Полученные результаты указывают на значительное снижение числа кадров $N_{T.2}$ при увеличении среднего числа фотонов в синхроимпульсе \bar{n}_s . Так, при $\bar{n}_s = 1$ для достижения $P_{D.2} \geq 0,99$ потребуется 5 кадров, при $\bar{n}_s = 2 - 3$ кадра, а при $\bar{n}_s \geq 5$ – всего 1 кадр. В целом увеличение среднего числа фотонов в синхроимпульсе в 5 раз (с 1 до 5) позволяет снизить допустимое число кадров также в 5 раз (с 5 до 1). Значительное снижение числа кадров по мере роста \bar{n}_s обусловлено увеличением отношения среднего числа фотонов в синхроимпульсе к среднему числу шумовых импульсов за длительность пары сегментов $\bar{n}_s / (2\bar{n}_b)$, и, следовательно, повышением вероятности обнаружения синхроимпульса в кадре $p_{D1.2}$. Соответственно, с ростом среднего числа фотонов \bar{n}_s в связи со значительным снижением допустимого $N_{T.2}$ и среднего $\overline{N_{T.2}}$ чисел кадров уменьшается также и среднее время успешного поиска $\overline{T_{search.2}}$. Среднее время $\overline{T_{search.2}}$ достигает максимального значения при $\bar{n}_s = 1$ и составляет $\overline{T_{search.2}}=301,54$ мкс. Однако при увеличении $\bar{n}_s \geq 3$ скорость изменения среднего времени успешного поиска снижается и стремится к 0. Увеличение среднего числа фотонов в синхроимпульсе с 1 до 2 позволяет уменьшить среднее время успешного поиска на 25,5 % (301,54 против 224,61 мкс), при увеличении среднего числа фотонов с 2 до 3 – на 8,9 % (224,61 против 204,63 мкс), а при увеличении среднего числа фотонов с 3 до 4 различие составляет всего 2,6 % (204,63 против 199,27 мкс).

При переходе аппаратуры на этап тестирования повторный опрос фотодетектора производится в течение допустимого числа тестов $N_{test.2}$, пока не произойдет превышения суммарным отсчётом со смежной пары сегментов порогового уровня или не закончится допустимое число тестов. Длительность

стрибирующего импульса, как и в предыдущем алгоритме, определяется удвоенной длительностью синхроимпульса $\tau_{strob} = 2 \cdot \tau_s$, что соответствует длительности смежной пары сегментов. Следовательно, среднее число шумовых импульсов за длительность импульса стробирования будет равно $2 \cdot \bar{n}_b$.

Таблица 4.1 – Результаты расчёта параметров этапа поиска

\bar{n}_s	Среднее число фотонов в синхроимпульсе				
	1	2	3	4	5
$100p_{D1.2}$	63,07	86,36	94,96	98,14	99,31
$N_{T.2}$	5	3	2	2	1
$\overline{N_{T.2}}$	1,540	1,147	1,045	1,018	0,993
$\overline{T_{search.2}}$, мкс	301,54	224,61	204,63	199,27	194,42
\bar{n}_s	Среднее число фотонов в синхроимпульсе				
	6	7	8	9	10
$100p_{D1.2}$	99,75	99,91	99,97	99,99	100,00
$N_{T.2}$	1	1	1	1	1
$\overline{N_{T.2}}$	0,997	0,999	1,00	1,00	1,00
$\overline{T_{search.2}}$, мкс	195,26	195,58	195,69	195,73	195,75

Вероятность повторной регистрации синхроимпульса на этапе тестирования за 1-й тест может быть найдена по формуле

$$p_{test1.2} = p_{th.s} = \sum_{k_1=k_{th}}^{\infty} Pos(k_1, \bar{k}_s). \quad (4.16)$$

Условная вероятность повторной регистрации синхроимпульса при k_{test} -м тестировании $p_{test.2}\{k_{test}\} = (1 - p_{test1.2})^{k_{test}-1} p_{test1.2}$. Безусловная вероятность успешного тестирования при допустимом числе тестов $N_{test.2}$ равна

$$P_{test.2} = \sum_{k_{test}=1}^{N_{test.2}} p_{test.2}\{k_{test}\} = \frac{p_{test1.2}}{1 - p_{test1.2}} \sum_{k_{test}=1}^{N_{test.2}} (1 - p_{test1.2})^{k_{test}}. \quad (4.17)$$

Используя свойства геометрической прогрессии, находим

$$P_{test.2} = 1 - (1 - p_{test1.2})^{N_{test.2}}. \quad (4.18)$$

Для обеспечения заданной вероятности успешного тестирования $P_{test.2}$ при произвольной вероятности $p_{test1.2}$ потребуется не менее $N_{test.2.min}$ тестов

$$N_{test.2} \geq N_{test.2.min} = \left\lceil \frac{\lg(1 - P_{test.2})}{\lg(1 - p_{test1.2})} \right\rceil \quad (4.19)$$

Затраченное время в случае успешного тестирования при повторной регистрации в смежной паре сегментов в течение k_{test} -го теста равно

$$T_{test.2} = T_s \cdot k_{test}, \quad (4.20)$$

в противном случае, при отрицательном результате тестирования время равно

$$T_{test.2} = T_s \cdot N_{test.2}. \quad (4.21)$$

Среднее число тестов для успешного тестирования определяется формулой $\overline{N_{test.2}} = \sum_{k_{test}=1}^{N_{test.2}} k_{test} \cdot (1 - p_{test1.2})^{k_{test}-1} \cdot p_{test1.2}$. При этом среднее время тестирования будет равно

$$\overline{T_{test.2}} = T_s \cdot \overline{N_{test.2}}. \quad (4.22)$$

Результаты расчёта характеристик этапа тестирования в предлагаемом алгоритме представлены в таблице 4.2. Требуемая безусловная вероятность успешного тестирования составляет $P_{test.2} \geq 0,99$. Протяжённость ВОЛС составляет 20 км, что соответствует периоду следования $T_s = 195,76$ мкс. Следовательно, число сегментов и, соответственно, смежных пар сегментов равно $N_w = 652553$. При ориентации на отклонение в $K_{pD1}=1,1$ раза от предельной вероятности синхронизации $p_{D1.lim2}$ и частоте генерации ИТТ $f_{DCR} = 10$ Гц пороговый уровень равен $k_{th} = 1$, а вероятность ложного срабатывания $p_{th.b} = 6 \cdot 10^{-9}$.

Отметим, увеличение среднего числа фотонов в синхроимпульсе позволяет достичь вероятности успешного тестирования $P_{test.2} \geq 0,99$ при минимально допустимом числе тестов, и, следовательно, значительно уменьшить время тестирования. Так, при увеличении среднего числа фотонов в синхроимпульсе в 2 раза (с 1 до 2) среднее число тестов и среднее время успешного тестирования уменьшаются на 25 %, а при увеличении среднего числа фотонов в синхроимпульсе в 10 раз (с 1 до 10) различие составляет уже 35 %.

Резюме. Получены аналитические выражения для расчёта временных и вероятностных характеристик этапов поиска и тестирования предложенного алгоритма обнаружения на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом, в том числе для расчёта допустимого числа кадров и тестов при обеспечении требуемых вероятностей успешного поиска и тестирования соответственно. Результаты расчётов подтверждают значительное снижение допустимого и среднего чисел кадров и тестов и, следовательно, среднего времени успешного поиска и тестирования при увеличении среднего числа фотонов в синхроимпульсе. Так, например, при заданных исходных данных допустимое число тестов, среднее число тестов и среднее время успешного тестирования снижаются в 5; 1,5; 1,6 раза соответственно при увеличении среднего числа фотонов в синхроимпульсе в 5 раз (с 1 до 5).

Таблица 4.2 – Результаты расчёта параметров этапа тестирования

\bar{n}_s	Среднее число фотонов в синхроимпульсе				
	1	2	3	4	5
$100p_{test1.2}$	63,21	86,47	95,02	98,17	99,33
$N_{test.2}$	5	3	2	2	1
$\overline{N}_{test.2}$	1,538	1,146	1,045	1,018	0,993
$\overline{T}_{test.2}$, мкс	301,01	224,38	204,54	199,21	194,44
\bar{n}_s	Среднее число фотонов в синхроимпульсе				
	6	7	8	9	10
$100p_{test1.2}$	99,75	99,91	99,97	99,99	100,00
$N_{test.2}$	1	1	1	1	1
$\overline{N}_{test.2}$	0,998	0,999	1,00	1,00	1,00
$\overline{T}_{test.2}$, мкс	195,27	195,58	195,69	195,74	195,75

4.4 Оценка влияния линии коммутации

Аналитические выражения для оценки влияния дисперсионных и поляризационных свойств ВОЛС на параметры синхроимпульса определены в параграфах 3.7-3.8. При передаче синхроимпульсов на длине волны 1550 нм с учётом дисперсионных свойств ВОЛС длительности принимаемого импульса и импульса стробирования увеличиваются более чем в 65 раз (1 нс против 65,15 нс и 2 нс против 130,29 нс). Отклонение длины волны синхроимпульса на $\pm 6,4$ нм относительно длины волны 1550 нм приводит к отклонению длительностей принимаемого импульса и импульса стробирования на $\pm 2,3\%$.

Оценим влияние дисперсионных свойств линии связи на параметры аппаратуры синхронизации на примере проектирования аналоговой аппаратуры обнаружения синхросигнала на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом в волоконно-оптических системах КРК.

Без учёта дисперсионных свойств линии связи протяжённостью $L_{TF}=50$ км период следования синхроимпульсов составляет $T_s=489,4$ мкс при длительности синхроимпульса $\tau_w = \tau_s=1$ нс. Количество сегментов $N_w = T_s/\tau_s = 489\,400$. При частоте генерации ИТТ $\xi_{DCR}=50$ Гц среднее число шумовых импульсов \bar{n}_b за длительность сегмента $\tau_w = 1$ нс равно $\bar{n}_b = \xi_{DCR}\tau_w = 50 \cdot 10^{-9}$.

Рассчитаем пороговый уровень для обнаружения синхроимпульса на этапе тестирования. Пусть допустимо отклонение в $K_{pD1}=1,1$ раза от предельной вероятности обнаружения $p_{D1.lim2}$. Тогда согласно (3.14) предельно допустимая вероятность ложного срабатывания в шумовой паре составляет $p_{th.b.max} \approx 0,64/N_w \approx 1,3 \cdot 10^{-6}$. Ориентируясь на распределение Гаусса, находим, что для

обеспечения $p_{th.b.Gauss} = p_{th.b.max} \approx 1,3 \cdot 10^{-6}$ значение порога по (3.7)
 $k_{th.Gauss} = 2\bar{n}_b + \sqrt{2\bar{n}_b} \Phi^{-1}(1 - p_{th.b.Gauss}) = 1,5 \cdot 10^{-3}$. Округляем полученное
значение до ближайшего целого числа $k_{th.Gauss} = 1$.

По (3.9) рассчитывается реально достижимая вероятность ложного срабатывания $p_{th.b} = 1 - \sum_{k=0}^{k_{th.Gauss}-1} Pos(k, 2 \cdot \bar{n}_b) = 1 - exp(-2\bar{n}_b) \cong 10^{-7}$. Так как $p_{th.b}$ в 13 раз ниже $p_{th.b.max}$, то значение порога принимаем равным $k_{th} = 1$. Фиксируем вероятность ложного срабатывания на уровне $p_{th.b} = 10^{-7}$.

Зададим среднее число сигнальных фотонов $\bar{n}_s=2$ за длительность синхроимпульса $\tau_s = 1$ нс. Тогда среднее суммарное число фотонов и шумовых импульсов за время наблюдения пары сегментов составит $\bar{k}_s = \bar{n}_s + 2\bar{n}_b \cong 2$.

По (4.2) находим условную вероятность обнаружения в процессе анализа первого кадра $p_{D1.2} \cong 0,852$. Пусть требуется обеспечить вероятность успешного поиска $P_{D.2} \geq 0,99$. По (4.12) находим, что при $p_{D1.2} \cong 0,852$ потребуется не менее $N_{T.2} \geq N_{T.2.min} = 3$ кадров. Успешный поиск возможен с безусловной вероятностью, определяемой (4.11). При $N_{T.2} = 3$ находим $P_{D.2} = 1 - (1 - p_{D1.2})^{N_{T.2}} = 0,997$, что удовлетворяет условию $P_{D.2} \geq 0,99$.

Среднее число временных кадров для успешного поиска определяется (4.14) $\overline{N_{T.2}} = \sum_{j_T=1}^{N_{T.2}} j_T \cdot (1 - p_{D1.2})^{j_T-1} \cdot p_{D1.2} = 1,16$. Следовательно, среднее время успешного поиска $\overline{T_{search.2}} = T_s \cdot \overline{N_{T.2}} \cong 567,93$ мкс.

По (4.16) находим условную вероятность успешного тестирования во время 1-го теста $p_{test1.2} = p_{th.s} = 1 - \sum_{k=0}^{k=k_{th}-1} \frac{\bar{k}_s^k}{k!} \cdot exp(-\bar{k}_s) = 0,865$. Пусть требуется обеспечить вероятность успешного тестирования $P_{test.2} \geq 0,99$. По (4.19) находим, что потребуется не менее $N_{test.2} \geq N_{test.2.min} = 3$ тестов.

Успешное тестирование возможно с безусловной вероятностью, определяемой (4.18): $P_{test.2} = 1 - (1 - p_{test1.2})^{N_{test.2}} = 0,998$, что удовлетворяет условию $P_{test.2} \geq 0,99$.

Среднее число тестов для успешного тестирования определяется формулой $\overline{N_{test.2}} = \sum_{k_{test.2}=1}^{N_{test.2}} k_{test.2} \cdot (1 - p_{test1.2})^{k_{test.2}-1} \cdot p_{test1.2} = 1,146$. Среднее время успешного тестирования $\overline{T_{test.2}} = T_s \cdot \overline{N_{test.2}} \cong 229,2$ мкс.

При учёте дисперсионных свойств линии связи протяжённостью $L_{TF}=50$ км синхроимпульс размывается более чем 65 раз (1 против 65,15 нс). Период следования $T_s=489,4$ мкс во много раз превышает длительность

размытого синхроимпульса $T_s \gg \tau_{s.in}$, поэтому скорректируем количество сегментов в кадре без изменения периода следования $N_w = T_s/\tau_{s.in} = 7512$. При $\xi_{DCR}=50$ Гц среднее число шумовых импульсов \bar{n}_b за длительность сегмента $\tau_w = \tau_{s.in} = 65,15$ нс равно $\bar{n}_b = \xi_{DCR}\tau_w = 3,26 \cdot 10^{-6}$.

Рассчитаем пороговый уровень для обнаружения синхроимпульса на этапе тестирования. Пусть допустимо отклонение в $K_{pD1}=1,1$ раза от предельной вероятности обнаружения $p_{D1.lim2}$. Тогда согласно (3.14) вероятность ложного срабатывания в шумовой паре составляет $p_{th.b.max} \approx 0,64/N_w \approx 8,5 \cdot 10^{-5}$. Ориентируясь на распределение Гаусса, находим, что для обеспечения $p_{th.b.Gauss} = p_{th.b.max} \approx 8,5 \cdot 10^{-5}$ значение порога, рассчитанное по (3.7), равно $k_{th.Gauss} = 2 \cdot \bar{n}_b + \sqrt{2 \cdot \bar{n}_b} \cdot \Phi^{-1}(1 - p_{th.b.Gauss}) = 9,6 \cdot 10^{-3}$. Далее по методике выбора порогового уровня необходимо округлить до целого числа $k_{th.Gauss} = 1$.

По (3.9) рассчитывается вероятность ложного срабатывания $p_{th.b} = 1 - \sum_{k=0}^{k_{th.Gauss}-1} Pos(k, 2\bar{n}_b) \cong 6,5 \cdot 10^{-6}$. Так как $p_{th.b}$ почти в 13,1 раза ниже $p_{th.b.max}$, то принимаем $k_{th} = 1$. Фиксируем вероятность ложного срабатывания на уровне $p_{th.b} = 6,5 \cdot 10^{-6}$.

Зададим среднее число сигнальных фотонов $\bar{n}_s=2$ за длительность синхроимпульса $\tau_s = 65,15$ нс. Тогда среднее суммарное число фотонов и шумовых импульсов за время наблюдения пары соседних сегментов составит $\bar{k}_s = \bar{n}_s + 2 \cdot \bar{n}_b \cong 2$. По (4.2) находим условную вероятность обнаружения в первом кадре $p_{D1.2} = \sum_{k_1=1}^{\infty} \left\{ Pos(k_1, \bar{k}_s) \cdot \left[\sum_{k_2=0}^{k_1-1} Pos(k_2, \bar{k}_b) \right]^{N_w-1} \right\} \cong 0,852$.

Пусть требуется обеспечить вероятность успешного поиска $P_{D.2} \geq 0,99$. По (4.12) находим, что при $p_{D1.2} \cong 0,852$ потребуется не менее $N_{T.2} \geq 3$ кадров.

Успешный поиск при допущении $N_{T.2}=3$ кадров возможен с безусловной вероятностью, определяемой (4.11): $P_{D.2} = 1 - (1 - p_{D1.2})^{N_{T.2}} = 0,997$. Это удовлетворяет условию $P_{D.2} \geq 0,99$.

Среднее число временных кадров для успешного поиска определяется (4.14) $\bar{N}_{T.2} = \sum_{j_T=1}^{N_{T.2}} j_T \cdot (1 - p_{D1.2})^{j_T-1} \cdot p_{D1.2} = 1,16$. Следовательно, среднее время успешного поиска $\bar{T}_{search.2} = T_s \cdot \bar{N}_{T.2} \cong 567,93$ мкс.

По (4.16) находим условную вероятность успешного тестирования во время 1-го теста $p_{test1.2} = p_{th.s} = 1 - \sum_{k=0}^{k=k_{th}-1} \frac{\bar{k}_s^k}{k!} \cdot \exp(-\bar{k}_s) = 0,865$. Пусть требуется обеспечить вероятность успешного тестирования $P_{test.2} \geq 0,99$. По

(4.19) находим, что при $p_{test1.2} \cong 0,865$ потребуется $N_{test.2} \geq 3$ тестов.

Успешное тестирование при $N_{test.2}=3$ тестов возможно с безусловной вероятностью, определяемой (4.18): $P_{test.2} = 1 - (1 - p_{test1.2})^{N_{test.2}} = 0,998$, что удовлетворяет условию $P_{test.2} \geq 0,99$. Среднее число тестов $\overline{N_{test.2}} = \sum_{k_{test.2}=1}^{N_{test.2}} k_{test.2} (1 - p_{test1.2})^{k_{test.2}-1} p_{test1.2} = 1,146$ определяет среднее время успешного тестирования $\overline{T_{test.2}} = T_s \cdot \overline{N_{test.2}} \cong 229,2$ мкс.

Полученные результаты аналогичны предшествующему алгоритму. Размытие синхроимпульса не влияет на временные характеристики обнаружения (в данном случае при размытии синхроимпульса более чем в 65 раз). С другой стороны, значительно ухудшается предельно допустимая вероятность ложного срабатывания $p_{th.b.max}$ в шумовой паре (в 65,4 раза), что обусловлено увеличением длительности сегмента (65,15 против 1 нс), и, следовательно, увеличением среднего числа шумовых импульсов.

Резюме. Оценено влияние дисперсионных свойств линии связи на параметры алгоритма грубой оценки момента приёма синхроимпульса. Установлено, размытие синхроимпульса более чем в 65 раз вследствие учёта дисперсионных свойств линии связи не влияет на временные характеристики.

4.5 Выводы к главе 4

Синтезирован алгоритм грубой оценки момента приёма синхроимпульса на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом. Отличительной особенностью алгоритма является добавление этапа тестирования для отбраковки ошибочных решений на этапе поиска при обеспечении вероятности обнаружения не хуже заданного уровня. Предложена структура аппаратуры согласно синтезированному двухэтапному алгоритму.

Получены аналитические выражения для расчёта временных, вероятностных и энергетических характеристик, в том числе для экспресс-расчёта вероятности обнаружения синхроимпульса в кадре, предложенного алгоритма грубой оценки момента приёма синхроимпульса. Результаты теоретических расчётов указывают на незначительное влияние числа сегментов в кадре на вероятность обнаружения синхроимпульса. Так, при среднем числе фотонов в синхроимпульсе 14 и более различие в вероятности обнаружения не превышает 2 %. Необходимо отметить, при экспресс-расчёте вероятности обнаружения синхроимпульса отклонение не превышает 5,6 %, по сравнению с

расчётом по точным выражениям, что указывает на возможность применения упрощённых выражений для инженерных расчётов.

Получены аналитические выражения для расчёта временных и вероятностных характеристик этапов поиска и тестирования предложенного алгоритма обнаружения на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом, в том числе для расчёта допустимого числа кадров и тестов при обеспечении требуемых вероятностей успешного поиска и тестирования соответственно. Установлено, при увеличении среднего числа фотонов в синхроимпульсе средние числа кадров и тестов, а также среднее время успешного поиска и тестирования значительно снижаются. Например, при увеличении среднего числа фотонов в синхроимпульсе в 5 раз среднее число тестов для успешного тестирования и среднее время успешного тестирования уменьшаются в 1,5 и 1,5 раза соответственно, а допустимое число тестов в 5 раз.

Установлено, размытие синхроимпульса вследствие учёта дисперсионных свойств линии связи не оказывает влияния на временные характеристики даже при увеличении длительности синхроимпульса более чем в 65 раз. Однако увеличение длительности синхроимпульса влияет на вероятность ложного срабатывания, увеличивающейся пропорционально увеличению длительности синхроимпульса и, следовательно, сегмента и учитываемой при расчёте порогового уровня, используемого на этапе тестирования для подтверждения правильного обнаружения синхроимпульса на этапе поиска.

Результаты исследований отражены в статьях [45, 50, 53] и апробированы на научно-технических конференциях:

- International scientific conference radiation and scattering of electromagnetic waves. RSEMW 2019, 24-28 июня 2019, Дивноморское, Россия;

- IX Всероссийская научно-техническая конференция «Фундаментальные и прикладные аспекты компьютерных технологий и информационной безопасности», 10-15.04.2023, Таганрог.

5 СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ МОМЕНТА ПРИЁМА СИНХРОИМПУЛЬСА НА ОСНОВЕ ОТСЧЁТОВ СО СМЕЖНОЙ ПАРЫ ВРЕМЕННЫХ СЕГМЕНТОВ

5.1 Моделирование двухэтапного алгоритма грубой оценки момента приёма синхроимпульса на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем

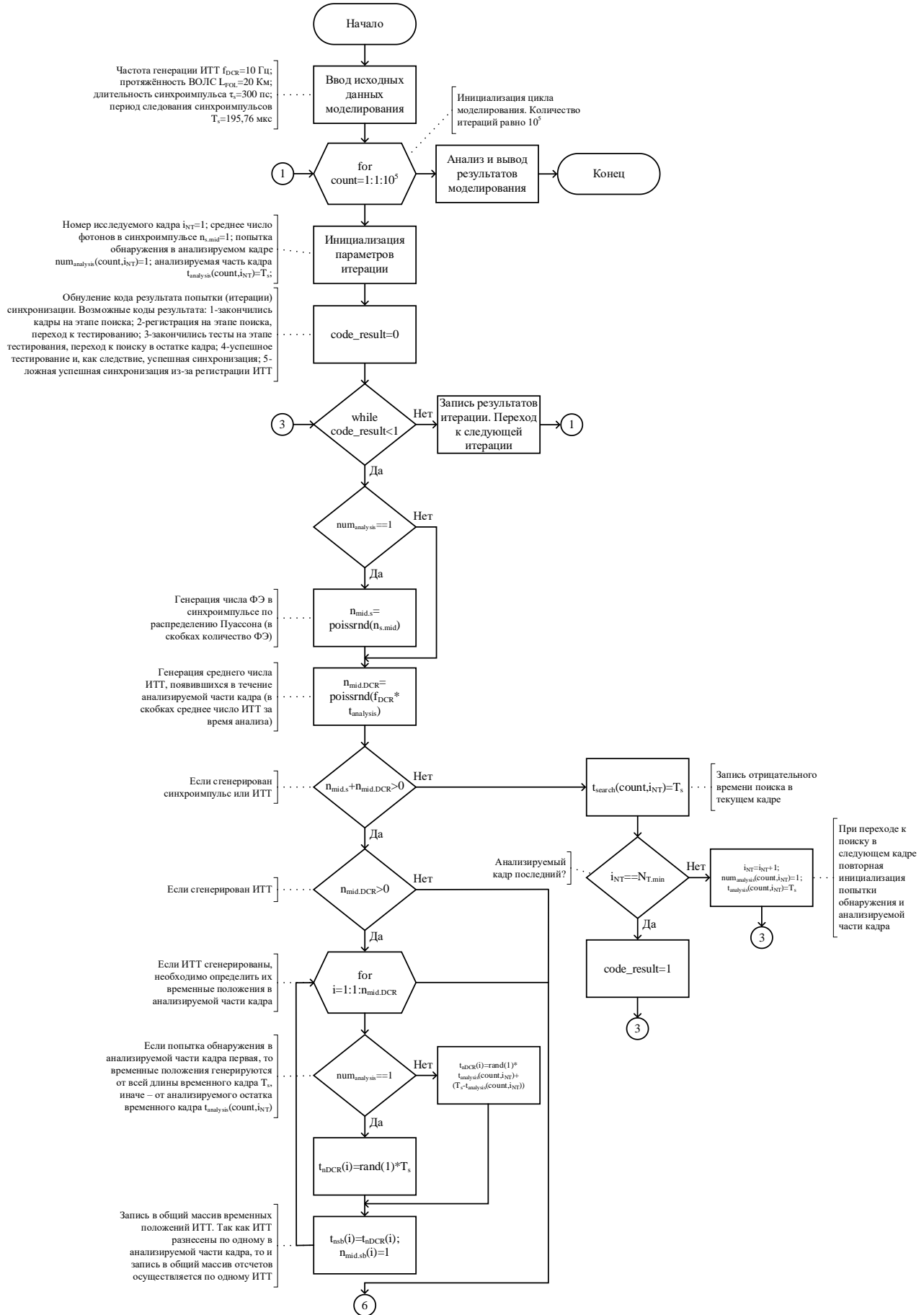
На рисунке 5.1 представлена блок-схема моделирования в среде Matlab предложенного алгоритма грубой оценки момента приёма синхроимпульса на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем, где $P_{m.test.s}$ – вероятность успешного тестирования; $P_{m.test.ЛТ}$ – вероятность ложного тестирования при анализе шумовой пары; $P_{m.test.s.N}$ – вероятность пропуска синхроимпульса на этапе тестирования; $P_{m.test.ЛТ.N}$ – вероятность подтверждения отсутствия синхроимпульса при анализе шумовой пары; Num_{test} – количество переходов к тестированию.

В таблице 5.1 представлены результаты моделирования двухэтапного алгоритма грубой оценки момента приёма синхроимпульса на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем согласно блок-схеме на рисунке 5.1. Период следования оптических синхроимпульсов $T_s=195,76$ мкс соответствует протяжённости ВОЛС примерно в 20 км. Длительность синхроимпульса равна $\tau_s=300$ пс, число сегментов в кадре $N_w=652\ 533$. Обеспечиваемые вероятности успешного поиска и тестирования равны $P_D=0,99$ и $P_{test}=0,99$. Отметим, приставка m в индексах параметров алгоритма характеризует результаты, полученные при помощи моделирования.

При ориентации на отклонение в $K_{pD1}=1,1$ раза от предельной вероятности обнаружения $p_{D1.lim2}$ и частоте генерации ИТТ $f_{DCR} = 10$ Гц пороговый уровень, рассчитанный по приведенной выше методике, равен $k_{th} = 1$. Достижимая вероятность ложного срабатывания при $k_{th} = 1$ составляет $p_{th.b} = 6 \cdot 10^{-9}$.

Для расчёта среднего времени грубой синхронизации и вероятностных характеристик проведено 100 000 итераций моделирования. Ограничение числа итераций связано со значительными временными затратами. Однако отметим, отклонение временных характеристик и средних чисел кадров и тестов при увеличении числа итераций до 200 000 составляет не более 0,58 %, а отличие вероятностных характеристик составляет не более 0,1 %, по сравнению с

результатами моделирования при числе итераций равно 100 000.



a

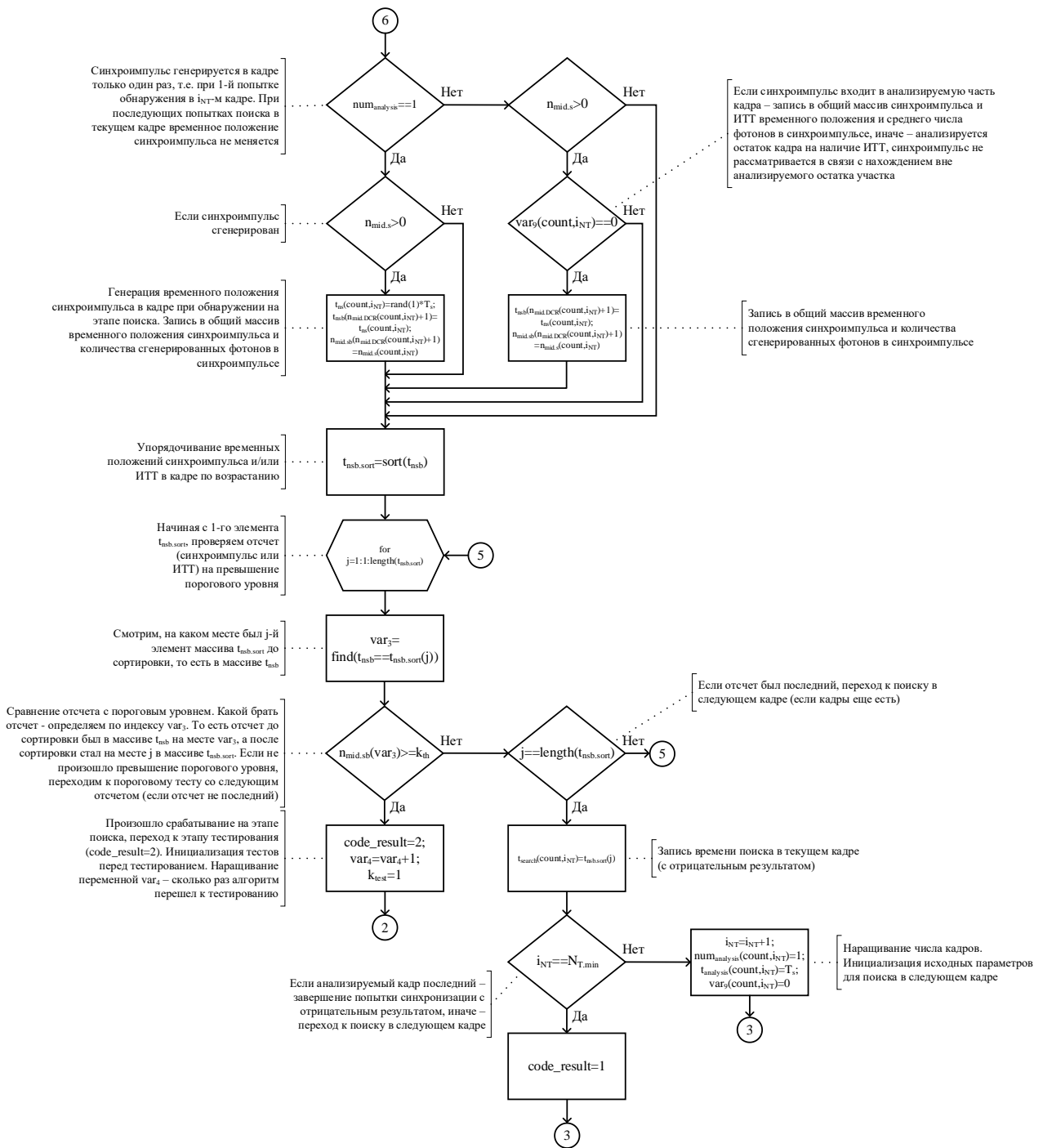


Таблица 5.1 – Результаты моделирования алгоритма грубой оценки момента приёма синхроимпульса на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем

\bar{n}_s	Среднее число сигнальных фотонов в синхроимпульсе									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
N_T	5	3	2	2	1	1	1	1	1	1
\bar{N}_T	1,540	1,148	1,046	1,019	0,991	0,996	0,997	0,998	0,998	0,998
$\bar{N}_{m,T}$	1,562	1,153	1,050	1,020	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00
$\left \frac{\bar{N}_{m,T} - N_T}{\bar{N}_{m,T}} \right , \%$	1,41	0,43	0,38	0,10	0,90	0,40	0,30	0,20	0,20	0,20
$\bar{T}_{search}, \text{ мкс}$	301,46	224,75	204,83	199,56	194,06	194,89	195,20	195,31	195,35	195,37
$\bar{T}_{m,search}, \text{ мкс}$	207,69	127,49	107,89	101,55	97,81	97,63	97,88	98,01	98,05	97,67
$\left \frac{\bar{T}_{m,search} - \bar{T}_{search}}{\bar{T}_{search}} \right , \text{ мкс}$	93,77	97,26	96,94	98,01	96,25	97,26	97,32	97,30	97,30	97,70
$\left \frac{\bar{T}_{m,search} - \bar{T}_{search}}{\bar{T}_{m,search}} \right , \%$	45,15	76,29	89,85	96,51	98,41	99,62	99,43	99,28	99,24	100,03
N_{test}	5	3	2	2	1	1	1	1	1	1
\bar{N}_{test}	1,538	1,146	1,045	1,018	0,993	0,998	0,999	1,00	1,00	1,00
$\bar{N}_{m,test}$	1,547	1,150	1,047	1,018	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00
$\left \frac{\bar{N}_{m,test} - N_{test}}{\bar{N}_{m,test}} \right , \%$	0,58	0,35	0,19	0,00	0,70	0,20	0,10	0,00	0,00	0,00
$\bar{T}_{test}, \text{ мкс}$	301,01	224,38	204,54	199,21	194,44	195,27	195,58	195,69	195,74	195,75
$\bar{T}_{m,test}, \text{ мкс}$	302,90	225,21	204,90	199,25	195,76	195,76	195,76	195,76	195,76	195,76
$\left \frac{\bar{T}_{m,test} - \bar{T}_{test}}{\bar{T}_{m,test}} \right , \%$	0,62	0,37	0,18	0,02	0,67	0,25	0,09	0,04	0,01	0,01
$P_{m,sync}, \%$	99,35	99,74	99,72	99,96	98,53	99,46	99,71	99,81	99,86	99,92
$\bar{T}_{m,sync}, \text{ мкс}$	513,20	354,43	313,96	302,05	293,89	293,71	294,11	294,10	294,21	293,78
Num_{test}	100396	100318	100274	100329	99540	99938	100118	100164	100196	100161
$P_{m,test.s}, \%$	99,06 (99449)	99,52 (99835)	99,55 (99821)	99,74 (100072)	99,09 (98631)	99,60 (99542)	99,69 (99807)	99,76 (99921)	99,77 (99968)	99,83 (99993)
$P_{m,test.ЛТ}, \%$	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
$P_{m,test.s.N}, \%$	0,65 (654)	0,24 (244)	0,23 (234)	0,03 (33)	0,73 (724)	0,23 (230)	0,09 (90)	0,04 (44)	0,01 (11)	0,00 (4)
$P_{m,test.ЛТ.N}, \%$	0,29 (293)	0,24 (239)	0,22 (219)	0,22 (224)	0,19 (185)	0,17 (166)	0,22 (221)	0,20 (199)	0,22 (217)	0,16 (164)
$P_{m,search}, \%$	99,71	99,76	99,78	99,78	99,81	99,83	99,78	99,80	99,78	99,84

Результаты моделирования указывают на достижение вероятности успешной синхронизации (грубой оценки момента приёма синхроимпульса) $P_{m,sync} \geq 98,53 \%$. Отметим обеспечение требуемой вероятности успешного тестирования $P_{m,test.s} \geq 0,99$. Вероятность успешного поиска $P_{m,search}$ при моделировании также удовлетворяет заданному уровню $P_{m,search} \geq 0,99$.

Отклонение от теоретических расчётов средних чисел кадров и тестов при поиске и тестировании и среднего времени успешного тестирования при моделировании не превышает 1,41 %, что указывает на правильность аналитических выражений и возможность их применения.

Несмотря на незначительное отклонение среднего числа кадров для успешного поиска при моделировании от теоретических расчётов среднее время успешного поиска $\bar{T}_{m,search}$ по результатам моделирования в разы меньше среднего времени успешного поиска \bar{T}_{search} , рассчитанного по аналитическим

выражениям. Отличие обусловлено тем, что при теоретических расчётах среднее время успешного поиска $\overline{T_{search}}$ определялось путём произведения среднего числа кадров для успешного поиска $\overline{N_T}$ на период следования T_s . Это значение является предельным (худшим) средним временем успешного поиска. При моделировании временное положение синхроимпульса в кадре – случайная величина с непрерывным равномерным распределением по кадру. Фактическое временное положение синхроимпульса в кадре всегда меньше значения периода следования синхроимпульсов T_s , а среднее временное положение синхроимпульса в кадре как правило составляет $T_s/2$ (математическое ожидание при равномерном распределении случайной величины). Данное утверждение подтверждается разницей среднего времени успешного поиска при моделировании и теоретических расчётах $|\overline{T_{m.search}} - \overline{T_{search}}|$, отклонение которой от половины периода следования $T_s/2$ не превышает 4,2 %. Таким образом, моделирование показывает лучший результат в части среднего времени успешного поиска, по сравнению с теоретическими расчётами.

Резюме. Составлена блок-схема предложенного двухэтапного алгоритма грубой оценки момента приёма синхроимпульса на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем, согласно которой проведено моделирование в среде Matlab. Незначительное отклонение (не более 1,41 %) средних чисел кадров и тестов, полученных при моделировании, от теоретических расчётов, а также обеспечение требуемых вероятностей поиска и тестирования указывают на справедливость аналитических выражений и возможность их применения.

5.2 Моделирование двухэтапного алгоритма грубой оценки момента приёма синхроимпульса на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом

На рисунке 5.2 представлена блок-схема моделирования в среде Matlab предложенного двухэтапного алгоритма грубой оценки момента приёма синхроимпульса на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом, где $P_{m.test.s.2}$ – вероятность успешного тестирования при анализе синхроимпульса; $P_{m.test.ЛТ.2}$ – вероятность ложного тестирования при анализе шумовой пары (ложная тревога на этапе поиска); $P_{m.test.s.N.2}$ – вероятность пропуска синхроимпульса на этапе тестирования; $P_{m.test.ЛТ.N.2}$ –

вероятность подтверждения отсутствия синхроимпульса при анализе шумовой пары; Num_{test} – количество раз перехода к тестированию за все итерации моделирования.

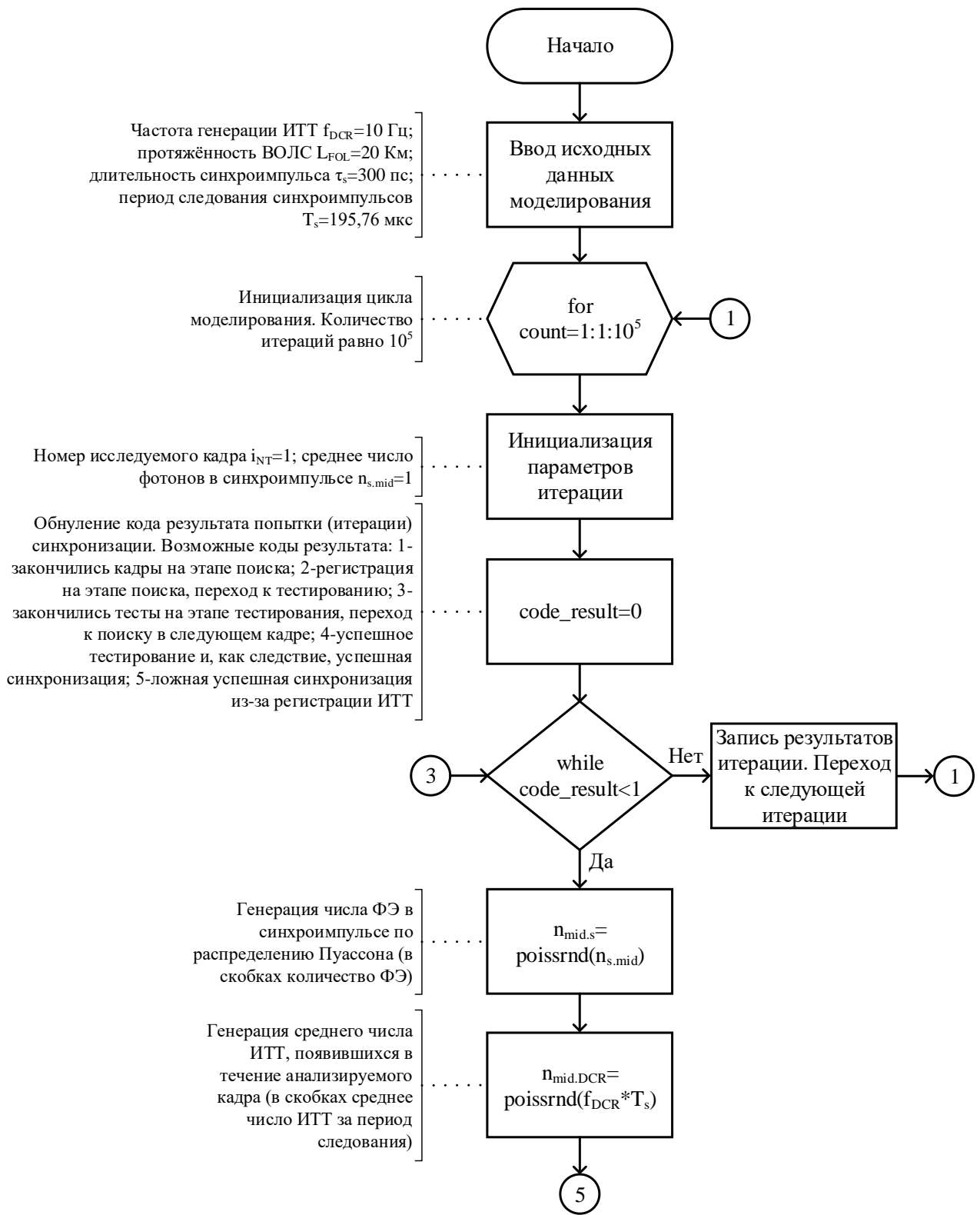
В таблице 5.2 представлены результаты моделирования двухэтапного алгоритма грубой оценки момента приёма синхроимпульса на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом. Период следования оптических синхроимпульсов $T_s=195,76$ мкс соответствует протяжённости ВОЛС в 20 км. Длительность синхроимпульса равна $\tau_s=300$ пс. Число сегментов во временном кадре равно $N_w=652\ 533$. Обеспечиваемые вероятности успешного поиска и тестирования равны $P_D=0,99$ и $P_{test}=0,99$.

При частоте генерации ИТТ $f_{DCR} = 10$ Гц и ориентации на отклонение в $K_{pD1}=1,1$ раза от предельной вероятности обнаружения $p_{D1.lim2}$ пороговый уровень на этапе тестирования равен $k_{th} = 1$. Вероятность ложного срабатывания составляет $p_{th.b} = 6 \cdot 10^{-9}$.

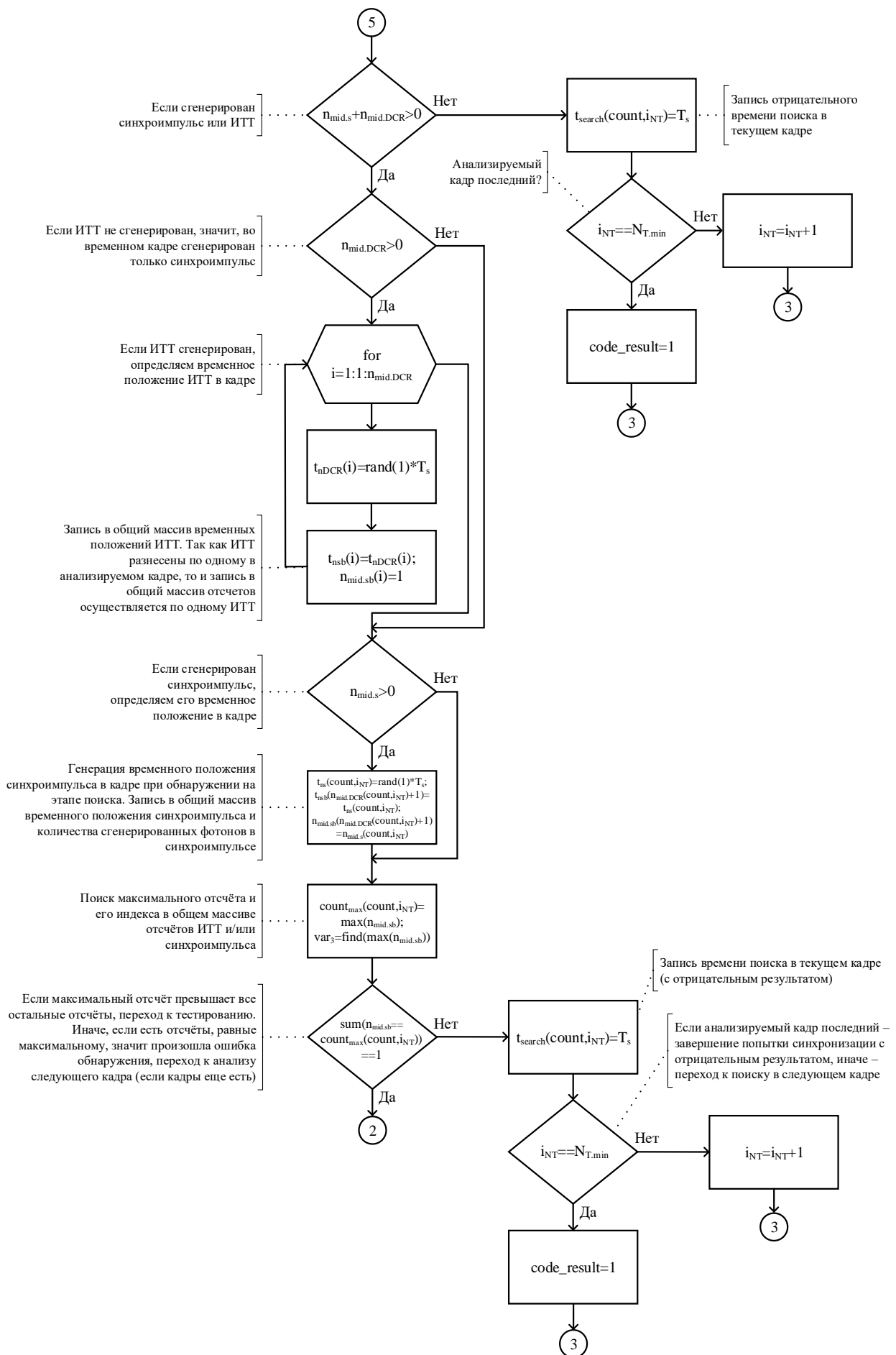
Для получения статистических данных проведено 100 000 итераций. Отклонение временных характеристик и средних чисел кадров и тестов при увеличении числа итераций моделирования до 200 000 составляет не более 0,36 %, а отличие вероятностных характеристик составляет не более 0,04 %, по сравнению с результатами моделирования при числе итераций равном 100 000.

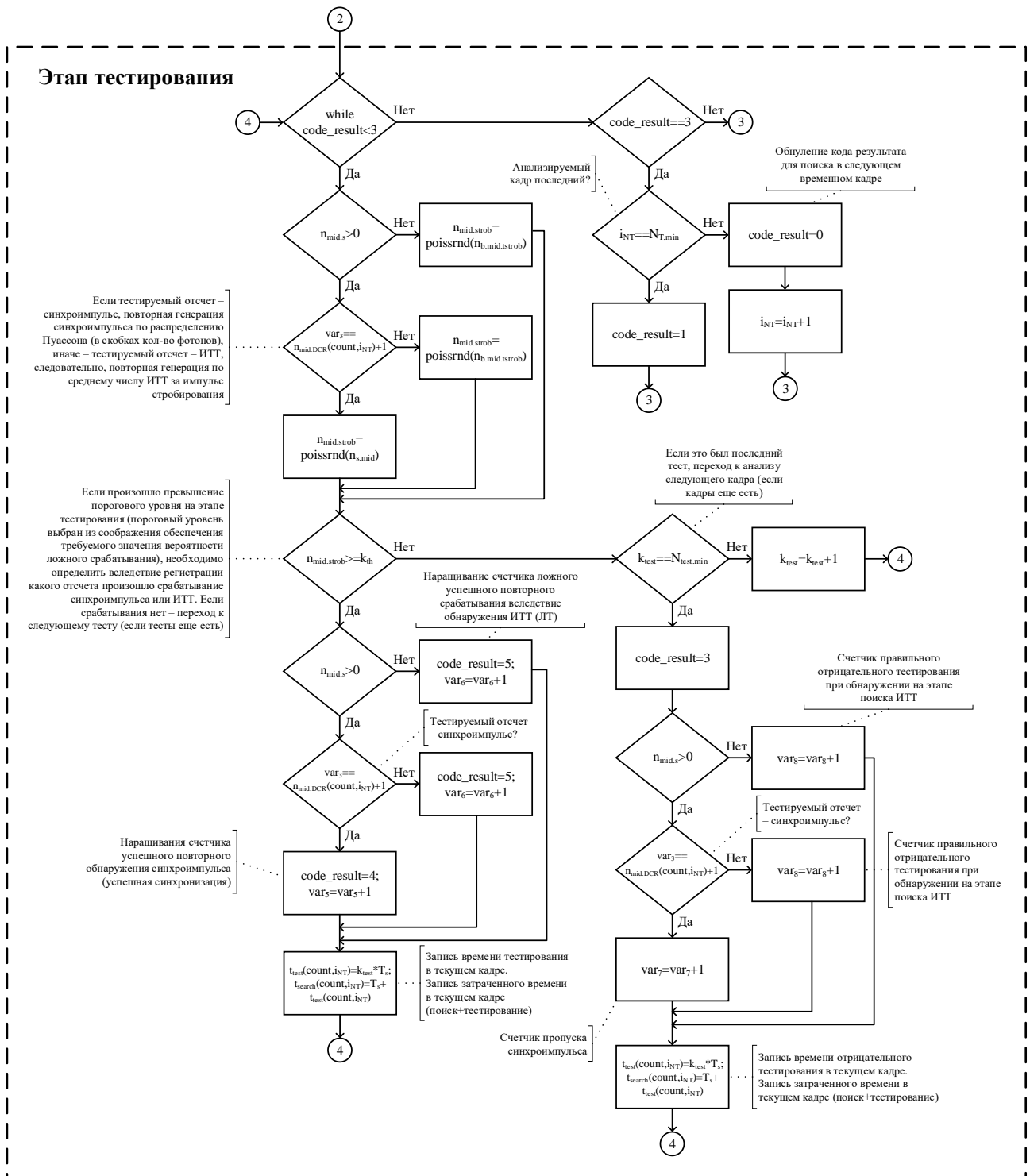
Результаты моделирования двухэтапного алгоритма обнаружения синхроимпульса на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным отсчётом указывают на достижение вероятности успешной синхронизации (грубой оценки момента приёма синхроимпульса) $P_{m.sync.2} \geq 0,9848$.

Анализируя вероятностные характеристики этапа тестирования, отметим обеспечение требуемого уровня вероятности повторного успешного обнаружения $P_{m.test.s.2} \geq 0,99$. Вероятность успешного поиска $P_{m.search.2}$ при моделировании предложенного алгоритма также удовлетворяет заданному уровню $P_{m.search.2} \geq 0,99$.



a





В

Рисунок 5.2 – Блок-схема моделирования алгоритма грубой оценки момента приёма синхронимпульса на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом (этап поиска (а, б); этап тестирования (в))

Отклонение средних чисел кадров и тестов при поиске и тестировании и среднего времени успешного поиска и тестирования при моделировании от теоретических расчётов не превышает 1,16 %, что указывает на правильность полученных ранее аналитических выражений и возможность их применения.

Таблица 5.2 – Результаты моделирования двухэтапного алгоритма грубой оценки момента приёма синхроимпульса на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом

\bar{n}_s	Среднее число сигнальных ОФИ за длительность синхроимпульса									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$N_{T.2}$	5	3	2	2	1	1	1	1	1	1
$\bar{N}_{T.2}$	1,540	1,147	1,045	1,018	0,993	0,997	0,999	1,00	1,00	1,00
$\bar{N}_{m.T.2}$	1,558	1,156	1,052	1,020	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00
$\left \frac{\bar{N}_{m.T.2} - \bar{N}_{T.2}}{\bar{N}_{m.T.2}} \right , \%$	1,16	0,78	0,67	0,20	0,70	0,30	0,10	0,00	0,00	0,00
$\bar{T}_{search.2}, \text{ мкс}$	301,54	224,61	204,63	199,27	194,42	195,26	195,58	195,69	195,73	195,75
$\bar{T}_{m.search.2}, \text{ мкс}$	305,07	226,29	205,86	199,67	195,76	195,76	195,76	195,76	195,76	195,76
$\left \frac{\bar{T}_{m.search.2} - \bar{T}_{search.2}}{\bar{T}_{m.search.2}} \right , \%$	1,16	0,74	0,60	0,20	0,68	0,26	0,09	0,04	0,02	0,01
$N_{test.2}$	5	3	2	2	1	1	1	1	1	1
$\bar{N}_{test.2}$	1,538	1,146	1,045	1,018	0,993	0,998	0,999	1,00	1,00	1,00
$\bar{N}_{m.test.2}$	1,549	1,150	1,049	1,018	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00
$\left \frac{\bar{N}_{m.test.2} - \bar{N}_{test.2}}{\bar{N}_{m.test.2}} \right , \%$	0,71	0,35	0,38	0,00	0,70	0,20	0,10	0,00	0,00	0,00
$\bar{T}_{test.2}, \text{ мкс}$	301,01	224,38	204,54	199,21	194,44	195,27	195,58	195,69	195,74	195,75
$\bar{T}_{m.test.2}, \text{ мкс}$	303,20	225,06	205,26	199,36	195,76	195,76	195,76	195,76	195,76	195,76
$\left \frac{\bar{T}_{m.test.2} - \bar{T}_{test.2}}{\bar{T}_{m.test.2}} \right , \%$	0,72	0,30	0,35	0,08	0,67	0,25	0,09	0,04	0,01	0,01
$P_{m.sync.2}, \%$	99,26	99,74	99,74	99,96	98,48	99,31	99,62	99,76	99,79	99,79
$\bar{T}_{m.sync.2}, \text{ мкс}$	616,19	453,69	412,60	399,93	391,52	391,52	391,52	391,52	391,52	391,52
$Num_{test.2}$	100109	100162	100152	100204	99360	99745	99899	99969	99988	99994
$P_{m.test.s.2}, \%$	99,15 (99258)	99,58 (99744)	99,59 (99737)	99,76 (99961)	99,12 (98481)	99,56 (99307)	99,72 (99620)	99,79 (99764)	99,80 (99789)	99,80 (99791)
$P_{m.test.IT.2}, \%$	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
$P_{m.test.s.N.2}, \%$	0,65 (649)	0,26 (261)	0,24 (245)	0,04 (39)	0,68 (677)	0,24 (237)	0,08 (83)	0,03 (30)	0,01 (12)	0,00 (2)
$P_{m.test.IT.N.2}, \%$	0,20 (202)	0,16 (157)	0,17 (170)	0,20 (204)	0,20 (202)	0,20 (201)	0,20 (196)	0,18 (175)	0,19 (187)	0,20 (201)
$P_{m.search.2}, \%$	99,80	99,84	99,83	99,80	99,80	99,80	99,80	99,82	99,81	99,80

Резюме. Составлена блок-схема предложенного двухэтапного алгоритма грубой оценки момента приёма синхроимпульса на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом, согласно которой проведено

моделирование в среде Matlab. Незначительное отклонение (не более 1,16 %) средних чисел кадров и тестов при моделировании от теоретических расчётов, а также обеспечение требуемых вероятностей поиска и тестирования указывают на справедливость аналитических выражений и возможность их применения.

5.3 Сравнительный анализ алгоритмов оценки момента приёма синхроимпульса в системе квантового распределения ключа на основе отсчётов со смежной пары временных сегментов

Моделирование алгоритмов грубой оценки момента приёма синхроимпульса в системе КРК на основе отсчётов со смежной пары сегментов позволяет провести сравнительный анализ алгоритмов грубой оценки момента приёма синхроимпульса на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем и грубой оценки момента приёма синхроимпульса на основе выбора пары сегментов с максимальным отсчётом.

Отметим, отличительная особенность алгоритма грубой оценки момента приёма синхроимпульса на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом заключается в этапе поиска, в котором аппаратура последовательно анализирует кадр, запоминая отсчёты с каждой смежной пары сегментов, и далее выделяет максимальный суммарный отсчёт, превышающий остальные отсчёты в кадре, в противовес первому алгоритму на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем, этап поиска которого состоит в последовательном анализе смежных пар сегментов и сравнения их суммарного отсчёта с пороговым уровнем.

Результаты моделирования указывают на достижение требуемых вероятностей успешного поиска и тестирования, превышающих 0,99. В целом, вероятность успешной синхронизации составляет более 0,9853 % и 0,9848 для алгоритма на основе порогового теста и алгоритма на основе поиска максимального суммарного отсчёта соответственно.

Анализ таблиц 5.1 и 5.2 показывает значительное отклонение среднего времени успешного поиска, несмотря на незначительное отклонение средних чисел временных кадров для успешного поиска (не более 0,26 %). Так, при переходе от алгоритма на основе порогового теста к алгоритму на основе поиска максимального суммарного отсчёта среднее время успешного поиска увеличивается в 1,47; 1,77; 1,91; 1,97; 2,00 раза при $\bar{n}_s=1; 2; 3; 4; 5...10$ соответственно. Увеличение времени на успешный поиск в алгоритме на основе

поиска максимального отсчёта обусловлено обязательным анализом всех смежных пар сегментов в кадре, несмотря на наличие срабатывания, перед принятием решения об обнаружении синхроимпульса на этапе поиска, в отличие от алгоритма на основе порогового теста, отличающегося переходом к этапу тестирования при первом срабатывании (превышении порогового уровня).

Этап тестирования же у предложенных алгоритмов аналогичен и заключается в проверке отсчёта, обнаруженного на этапе поиска, путём сравнения его с пороговым уровнем, обеспечивающим вероятность ложного срабатывания не хуже заданного значения. Поэтому отклонение среднего числа тестов и среднего времени при успешном тестировании незначительно и составляет не более 0,19 % и 0,18 % соответственно. Следовательно, среднее время успешной синхронизации (грубой оценки момента приёма синхроимпульса), складывающееся из среднего времени успешного поиска и тестирования, при переходе от алгоритма на основе порогового теста к алгоритму на основе поиска максимального суммарного отсчёта увеличивается в 1,20; 1,28; 1,31; 1,32; 1,33 раза при $\bar{n}_s=1; 2; 3; 4; 5 \dots 10$ соответственно.

Таким образом, алгоритм грубой оценки момента приёма синхроимпульса на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем обеспечивает выигрыш по времени успешной синхронизации более чем в 1,2 раза, в том числе обеспечиваемый выигрыш по времени успешного поиска составляет более чем в 1,47 раза, доходя до 2-х раз при увеличении среднего числа фотонов в синхроимпульсе $\bar{n}_s \geq 5$, по сравнению со вторым разработанным алгоритмом грубой оценки момента приёма синхроимпульса на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом.

Резюме. Сравнительный анализ моделирования алгоритмов грубой оценки момента приёма синхроимпульса в системе квантового распределения ключа на основе отсчётов со смежной пары временных сегментов показал выигрыш во времени поиска и, следовательно, времени успешной синхронизации алгоритма грубой оценки момента приёма синхроимпульса на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем (до 2 и 1,33 раз соответственно), по сравнению со вторым алгоритмом грубой оценки момента приёма синхроимпульса на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом. В целом, вероятность успешной синхронизации превышает 0,9853 и 0,9848 для алгоритма на основе порогового теста и алгоритма на основе поиска максимального суммарного отсчёта.

5.4 Выводы к главе 5

Разработаны блок-схемы разработанных алгоритмов грубой оценки момента приёма синхроимпульса в системе КРК на основе отсчётов со смежной пары временных сегментов, отличительной особенностью которых является включение этапа тестирования, позволяющего производить отбраковку ошибочных решений на этапе поиска.

Проведено моделирование алгоритмов грубой оценки момента приёма синхроимпульса в системе КРК на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем и на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным отсчётом в среде Matlab. Сравнение результатов моделирования с теоретическими расчётами показывает незначительное отклонение на 1,41 и 1,16 % для алгоритмов на основе порогового теста и на основе поиска максимального суммарного отсчёта, что указывает на правильность аналитических выражений и возможность их применения.

Результаты моделирования указывают на достижение требуемых вероятностей успешного поиска и успешного тестирования более 0,99. В целом вероятность успешной синхронизации превышает 0,9853 и 0,9848 для алгоритма на основе порогового теста и алгоритма на основе поиска максимального суммарного отсчёта соответственно.

Отмечен выигрыш по времени поиска и успешной синхронизации алгоритма на основе порогового теста по сравнению с алгоритмом на основе поиска максимального суммарного отсчёта. Выигрыш превышает 1,47 и 1,2 раза для времени успешного поиска и успешной синхронизации соответственно. При увеличении среднего числа фотонов в синхроимпульсе выигрыш возрастает и достигает 2 и 1,33 раз при среднем числе фотонов в синхроимпульсе 5 и более.

Результаты исследований отражены в статье [108] и апробированы на VIII Всероссийской научно-технической конференции «Фундаментальные и прикладные аспекты компьютерных технологий и информационной безопасности», 4-9.04.2022, Таганрог.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе диссертационных исследований достигнута поставленная цель – уменьшение времени синхронизации при обеспечении вероятности обнаружения синхронизации не хуже заданного уровня за счёт внедрения оптимального алгоритма оценки момента приёма синхроимпульса станций автокомпенсационной системы КРК на основе отсчётов со смежной пары временных сегментов с добавлением этапа тестирования.

Разработаны двухэтапные алгоритмы оценки момента приёма синхроимпульса на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем и на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом в автокомпенсационной системе КРК с использованием многофотонных синхроимпульсов, отличающиеся отбраковкой ошибочных решений на этапе поиска и обеспечивающие вероятность успешного обнаружения не хуже заданного уровня. Моделированием разработанных двухэтапных алгоритмов грубой оценки момента приёма синхроимпульса на основе отсчётов со смежной пары временных сегментов установлено, что вероятности успешного завершения этапов поиска и тестирования превышают 0,99. Предложены структуры аппаратуры согласно синтезированным двухэтапным алгоритмам оценки момента приёма.

Даны рекомендации по выбору распределения вероятностей для аппроксимации статистики сигнала. Аппроксимация плотности распределения вероятностей сигнала законом Гаусса предполагает выбор порогового уровня на 3...4 пункта ниже реально требуемого уровня, рассчитанного при ориентации на дискретное распределение вероятностей Пуассона. Предложена методика выбора порогового уровня для достижения заданной вероятности ложного срабатывания в паре шумовых временных сегментов.

Полученные аналитические выражения позволяют рассчитывать временные, вероятностные и энергетические характеристики двухэтапных алгоритмов грубой оценки момента приёма синхросигнала на основе отсчётов со смежной пары временных сегментов с учётом свойств среды распространения. При увеличении среднего числа фотонов в синхроимпульсе в 5 раз (с 1 до 5) среднее время успешного тестирования уменьшается в 1,5 раза при снижении допустимого числа кадров в 5 раз. Установлено снижение среднего времени успешного поиска синхроимпульса и синхронизации при применении

двухэтапного алгоритма оценки момента приёма синхроимпульса на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем по сравнению с алгоритмом на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом. Так, при среднем числе фотонов в синхроимпульсе 5 различие составляет 2 и 1,33 раза для времени успешного поиска синхроимпульса и успешной синхронизации соответственно. Предложены выражения для экспресс-расчёта вероятности обнаружения синхроимпульса, причём отклонение результатов экспресс-расчёта от расчётов по точным выражениям не превышает 5,6 %. Анализ влияния дисперсионных свойств среды распространения показывает, что при передаче синхроимпульсов на длине волны 1550 нм длительность принимаемого синхроимпульса увеличивается более чем в 65 раз при протяжённости линии связи 50 км, пропорционально ухудшая вероятность ложного срабатывания в шумовой паре (в 65,4 раза).

Таким образом, на основе проведенного сравнительного анализа разработанных двухэтапных алгоритмов на основе отсчётов со смежной пары сегментов сформулированы рекомендации по их применению: при ориентации на быстроедействие целесообразно использовать алгоритм на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем, позволяющий, кроме того, достичь лучших показателей вероятности успешной синхронизации по сравнению с алгоритмом на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом при одних и тех же условиях.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Румянцев, К. Е. Системы квантового распределения ключа: учебное пособие. – Ростов-на-Дону: Южный федеральный университет, 2011. – 264 с.
2. Румянцев, К. Е. Квантовые технологии в телекоммуникационных системах: учебник / К. Е. Румянцев; Южный федеральный университет. - Ростов-на-Дону; Таганрог: Издательство Южного федерального университета, 2021. - 346 с. ISBN 978-5-9275-3857-7
3. Gisin, N. Quantum cryptography / N. Gisin, G. Ribordy, W. Tittel, H. Zbinden // *Reviews of Modern Physics*. – 2002. – Vol. 74, № 1. – P. 145-195.
4. 25 Компаний В Области Квантовой Криптографии И Шифрования [2022] : [сайт]. – URL: <https://thequantuminsider.com/2021/01/11/25-companies-building-the-quantum-cryptography-communications-markets/> (дата обращения: 16.12.2023). – Текст: электронный.
5. Global «Quantum Cryptography Market» Research Report 2022-2028. By Players, Regions, Product Types and Applications. The Express Wire Published. August 22, 2022. <https://www.digitaljournal.com/pr/quantum-cryptography-market-size-2022-top-companies-id-quantique-seurennet-quintessence-labs-magiq-technologies-long-term-planned-business-strategy-up-to-2028-new-report-spread-across-89-p#ixzz8M8QOxVnI>
6. QPN 5505. User's manual. MagiQ Technologies, Inc / MagiQ Technologies, Inc. – 2004. – 62 p.
7. Clavis³⁰⁰ Quantum Cryptography Platform: [сайт]. – URL: https://marketing.idquantique.com/acton/attachment/11868/f-42e4a1b3-46a2-4f2f-8fcd-ba9118954c3a/1/-/-/-/-/Clavis300_QKD_Brochure.pdf (дата обращения: 12.10.2021). – Текст: электронный.
8. Майстренко, В. А. Временная синхронизация модема N-OFDM сигналов и оценка пик-фактора / В. А. Майстренко, В. В. Майстренко, И. А. Батырев, А. А. Любченко, Е. Ю. Копытов // *Динамика систем, механизмов и машин*. – 2018. – Том 6, № 4. – С. 121–129. – DOI: 10.25206/2310-9793-2018-6-4-121-129.
9. Батырев И. А. Методы синхронизации OFDM-сигнала по циклическому префиксу // *Техника радиосвязи: научн.-техн. сб. Омск*, –2018. – Вып. № 1 (36). – С. 90–102.
10. Шахтарин, Б. И. Воздействие помех на системы синхронизации / Б. И. Шахтарин, Ю. А. Сидоркина, В. В. Сизых. – М. : Горячая линия – Телеком, 2016.

– 268 с.

11. Гольдштейн Б.С. Сигнализация в сетях связи. Том 1. (4-е издание) – СПб.: БХВ – Санкт-Петербург, 2014 – 448 с. ISBN 5-8206-0116-5.

12. Шевкопляс Б. В. Синхронизация в телекоммуникационных системах. Записная книжка. Учебное пособие. – М.: Радиософт, 2012. – 368 с.

13. Шахтарин Б. И., Сизых В. В., Сидоркина Ю. А., Андрианов И. М., Калашников К. С. Синхронизация в радиосвязи и радионавигации: Учебник. – М.: Горячая линия – Телеком, 2011. – 278 с.

14. Фомин, А. И. Синхронизация цифровых радиосистем передачи информации. – М. : САЙНС-ПРЕСС, 2008. – 80 с.

15. Берлин, А. Н. Коммутация в системах и сетях связи / А.Н. Берлин. – М. : Эко-Трендз, 2006. – 344 с.

16. Давыдкин, П.Н. Тактовая сетевая синхронизация / П. Н. Давыдкин, А. В. Колтунов; под общ. ред. М. Н. Колтунова. – М. : Эко-Трендз. – 2004. – 205 с.

17. Сухман С. М., Берман А. В., Шевкопляс Б. В. Синхронизация в телекоммуникационных системах. Анализ инженерных решений. – М.: Эко-Трендз, 2003. – 272 с.

18. Шахгильдян, В. В. Системы фазовой синхронизации с элементами дискретизации / под общ. ред. В. В. Шахгильдяна. – 1989. – 320 с.

19. Тихонов, В. И. Статистическая радиотехника 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.

20. Леонов, Г. А. Критерий захвата в системах синхронизации с запаздыванием / Г. А. Леонов, В. Б. Смирнов // Электросвязь. – 1983. – № 9, С. 52 – 55.

21. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга 2: в 3-х т. М.: Советское радио, 1975. Т.2. 391 с.

22. Мартынов, Е. М. Синхронизация в системах передачи дискретных сообщений / Е. М. Мартынов. – М. : Связь, 1972. – 216 с.

23. Витерби, Э. Д. Принципы когерентной связи. – М.: Сов. радио. – 1970. – 392 с.

24. Стиффлер, Дж. Теория синхронной связи. – М.: Связь. – 1975. – 488 с.

25. Lindsey, W. C. Synchronization Systems in Communication and Control: монография. – Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey. – 1972. – 695 p.

26. Boccaletti, S., Pisarchik, A. N., Del Genio, C. I. & Amann, A. Synchronization: From Coupled Systems to Complex Networks – Cambridge

University Press, 2018.

27. Спилкер, Дж. Цифровая спутниковая связь / Дж. Спилкер; под общ. ред. В. В. Маркова. – М.: Связь, 1979. – 592 с.

28. Линдсей, В. Системы синхронизации в связи и управлении: пер. с англ. / В. Линдсей. – М.: Сов. радио, 1978. – 598 с.

29. Lindsey W. C., Simon M. K. Telecommunication Systems Engineering. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1973.

30. McIntyre C., Peters W., Chi C., Wischnia H. Optical Components and Technology in Laser Space Communication Systems. – «Proc. IEEE», October 1970, v. 58-10, 1491.

31. Thompson W. T. Passive Control of Satellite Vehicles., in Guidance and Control of Aerospace Vehicles (C. T. Leondes, ed.), McGraw-Hill Book Co., New York, 1964.

32. Гальярди, Р. М., Ш., Карп. Оптическая связь. – М.: Связь. – 1978. – 424 с.

33. Румянцев, К. Е. Двухэтапный временной алгоритм синхронизации в системе квантового распределения ключа с автоматической компенсацией поляризационных искажений / К. Е. Румянцев, Е. А. Рудинский // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2017. – №5 (190). – С. 75-89.

34. Разработка алгоритма синхронизации станций автокомпенсационной волоконно-оптической системы квантового распределения ключа на однофотонном лавинном фотодиоде с разбиением временного кадра на интервалы. Миронов Яков Константинович. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. 2023. 175 с.

35. Экспериментальное исследование систем квантового распределения ключей в режиме установления связи при изменении условий распространения и обработки фотонов. Рудинский Евгений Андреевич. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. 2018.

36. Алгоритмы синхронизации фотонными импульсами приёмо-передающей и кодирующей станций автокомпенсационной волоконно-оптической системы квантового распределения ключа с фазовым кодированием состояний фотонов с повышенной защищённостью от несанкционированного доступа. Плёткин Антон Павлович. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. 2016. 202 стр.

37. Gisin, N. Polarization Mode Dispersion in Long and Short Single Mode

Fibers / N. Gisin, J. P. von der Weid and J. P. Pellaux // J. Lightwave Tech. 9. – 1991. – № 7. – P. 821-827.

38. Steve Yao. Polarization in Fiber Systems: Squeezing out More Bandwidth / Steve Yao // The Photonics Handbook, Laurin Publishing. – 2003.

39. Румянцев, К. Е. Перспективы применения квантового распределения ключа по протоколу B92 / К.Е. Румянцев, Х.Х. Шакир // Сборник докладов XXIII пленума ФУМО ВО ИБ и Всероссийской научной конференции «Фундаментальные проблемы информационной безопасности в условиях цифровой трансформации» (Инфобезопасность -2019). – 2019. – С. 121-128.

40. Совершенствование системы квантового распределения ключа по протоколу B92 с фазовым кодированием состояний фотонов. Шакир Хайдер Хуссейн Шакир. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. 2022. 203 с.

41. ADL-100 - программируемая оптическая линия задержки: [сайт]. – URL: <http://sphotronics.ru/catalog/opticheskie-linii-zaderzhki-s-elektricheskoy-podstroykoy/adl-100/> (дата обращения: 12.10.2021). – Текст: электронный.

42. Townsend, Paul D. Secure Optical Communications Systems Using Quantum Cryptography / Paul D. Townsend, C. Marand, S.J.D. Phoenix, K.J. Blow and S.M. Barnett // Philosophical Transactions: of the Royal Society London, Series A (Mathematical, Physical and Engineering Sciences). – 1996. – Vol. 354, № 1708. – P. 805-817.

43. Миронов, Я. К. Вероятностные характеристики порогового алгоритма обнаружения синхроимпульсов в системе квантового распределения ключа на основе информации со смежной пары временных сегментов / Я. К. Миронов, П. Д. Миронова, К. Е. Румянцев // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2020. – № 4 (214). – С. 221-229.

44. Румянцев, К. Е. Оценка влияния функциональных элементов на параметры системы квантового распределения ключа на основе протокола B92 / К. Е. Румянцев, П. Д. Миронова, Шакир Хайдер Хуссейн // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2022. – № 4. – С. 63-77.

45. Румянцев, К. Е. Вероятностные характеристики алгоритма обнаружения синхросигналов на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом / К. Е. Румянцев, П. Д. Миронова // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2023. – № 3. – С. 96-107.

46. Линенко, П. Д. Разбиение временного кадра на интервалы в системе

квантового распределения ключа / П. Д. Линенко, Я. К. Миронов, К. Е. Румянцев // Сборник статей V Всероссийской научно-технической конференции молодых ученых, аспирантов, магистрантов и студентов «Фундаментальные и прикладные аспекты компьютерных технологий и информационной безопасности». – 2019. – С. 82-84.

47. Линенко, П. Д. Ограничения на скорость формирования ключа в системе квантового распределения ключа по протоколу B92 / П. Д. Линенко, К. Е. Румянцев, Х. Х. Шакир // Сборник статей V Всероссийской научно-технической конференции молодых ученых, аспирантов, магистрантов и студентов «Фундаментальные и прикладные аспекты компьютерных технологий и информационной безопасности». – 2019. – С. 78-81.

48. Миронов, Я. К. Исследование характеристик алгоритма синхронизации системы квантового распределения ключа на основе сравнения числа отсчетов со смежной пары временных окон с пороговым уровнем / Я. К. Миронов, П. Д. Миронова, К. Е. Румянцев // Сборник докладов II Всероссийской научной конференции (с приглашением зарубежных ученых). – 2020. – С. 219-226.

49. Миронова, П. Д. Алгоритм обнаружения синхросигнала в системе квантового распределения ключа на основе сравнения суммы отсчетов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем / П. Д. Миронова // Материалы I Всероссийской научно-практической конференции. – 2021. – С. 91-94.

50. Миронова, П. Д. Алгоритм обнаружения синхросигналов на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом / П. Д. Миронова // Фундаментальные и прикладные аспекты компьютерных технологий и информационной безопасности : IX Всероссийская научно-техническая конференция : сборник статей Всероссийской научно-технической конференции, 10-15 апреля 2023. – Таганрог, 2023. – С. 52-53.

51. Миронов, Я. К. Вероятностные характеристики порогового алгоритма обнаружения синхроимпульсов в системе квантового распределения ключа на основе информации со смежной пары временных сегментов / Я. К. Миронов, П. Д. Миронова, К. Е. Румянцев // Материалы Всероссийской научно-технической конференции с международным участием имени профессора О.Н. Пьявченко «КомТех-2020». – 2020. – С. 54-61.

52. Albogachieva, L. A. The single-photon model of search of pulse signals for telecommunication systems / L. A. Albogachieva, K. Y. Rummyantsev, P. D. Linenko // International Journal of Engineering and Technology (UAE). – 2018. – Volume 7,

Issue 3.13 Special Issue 13. – P. 17-21.

53. Rumyantsev, K. E. Evaluation of the Influence of the Dispersion Properties of a Fiber-Optic Line on the Efficiency of an Algorithm for Single-Photon Synchronization of Quantum Key Distribution System / K. E. Rumyantsev, P. D. Linenko, H. H. -Sh. Shakir // Conference Proceedings - Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves, RSEMW 2019. – 2019. – P. 392-395.

54. Mironov, Y. K. Methodology for calculating the average time of entry into synchronism of stations of the system of quantum key distribution with sequential polling of fiber-optic line sections with decreasing length by the graphic-analytical method / Y. K. Mironov, P. D. Mironova, K. E. Rumyantsev // E3S Web of Conferences. – 2020. – Vol. 224. – P. 1-9.

55. Mironov, Y. Characteristics of a two-stage synchronization algorithm in the system of quantum key distribution with dividing a fiber-optic line into sections with decreasing length / Y. Mironov, P. Mironova, K. Rumyantsev // ACM International Conference Proceeding Series. – 2020. – P. 1-5.

56. Continuous and discrete Quantum Key Distribution (QKD): [сайт]. – URL: <https://www.luxquanta.com/continuous-and-discrete-quantum-key-distribution-qkd-r-10-en> (дата обращения: 10.05.2023). – Текст: электронный.

57. Subcarrier wave continuous-variable quantum key distribution with Gaussian modulation: composable security analysis. R.K. Goncharov, A.D. Kiselev, E.O. Samsonov, V.I. Egorov. Computer Optics, 2023, Vol. 47(3) DOI: 10.18287/2412-6179-CO-1225

58. Merolla J-M, Mazurenko YT, Goedgebuer J-P, Duraffourg L, Porte H, Rhodes WT. Quantum cryptographic device using single-photon phase modulation. Physical Review A 1999; 60(3): 1899. DOI: 10.1103/PhysRevA.60.1899.

59. Merolla J-M, Mazurenko Y, Goedgebuer J-P, Rhodes WT. Single-photon interference in sidebands of phasemodulated light for quantum cryptography. Phys Rev Lett 1999; 82(8): 1656. DOI: 10.1103/PhysRevLett.82.1656.

60. Oleg I. Bannik, E. S. Moiseev. Plug&Play subcarrier wave quantum key distribution with deep modulation. Optics Express. Vol. 29, Issue 23. pp. 38858-38869 (2021) <https://doi.org/10.1364/OE.441619>.

61. Bennett, C. Quantum cryptography: Public key distribution and coin tossing [Text] / C. Bennett, G. Brassard // Proceedings of IEEE international conference on computers, systems and signal processing. Bangalore. India. – New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1984. – P. 175–179.

62. Bennett, C. Quantum cryptography using any two non-orthogonal states [Text] / C. Bennett // Physical Review Letters. – 1992. – Vol. 68. – P. 3121–3124.
63. Huttner, B. Quantum cryptography with coherent states [Text] / B. Huttner, N Imoto., N. Gisin, T. Mor // Physical Review A. – 1995. – Vol. 51. – P. 1863–1869.
64. Bruss, D. Optimal eavesdropping in quantum cryptography with six states [Text] / D. Bruss // Physical Review Letters. – 1998. – Vol. 81. – P. 3018.
65. Goldenberg, L. Quantum cryptography based on orthogonal states [Text] / L. Goldenberg, L. Vaidman // Physical Review Letters. – 1995. – Vol. 75. – P. 1239–1243.
66. Koashi, M. Quantum cryptography based on split transmission of one-bit information in two steps [Text] / M. Koashi, N. Imoto // Physical Review Letters. – 1997. – Vol. 79. – P. 2383.
67. Scarani, V. Quantum cryptography protocols robust against photon number splitting attacks for weak laser pulses implementation [Text] / V. Scarani, A. Acin, G. Ribordy, N. Gisin. – 2002. – arXiv: Quant-ph/0211131.
68. Ekert, A. K. Quantum cryptography based on Bell's theorem [Text] / A. K. Ekert // Physical Review Letters. – 1991. – Vol. 67. – P. 661–663.
69. QRate: [сайт]. – URL: <https://goqrate.com/company/> (дата обращения: 2.10.2022). – Текст: электронный.
70. СМАРТС-Кванттелеком: [сайт]. – URL: <https://quanttelecom.ru/> (дата обращения: 2.10.2022). – Текст: электронный.
71. MagiQ: [сайт]. – URL: <https://www.magiqtech.com/> (дата обращения: 2.10.2022). – Текст: электронный.
72. ID Quantique: [сайт]. – URL: <https://www.idquantique.com/> (дата обращения: 2.10.2022). – Текст: электронный.
73. Clavis XG QKD System: [сайт]. – URL: https://marketing.idquantique.com/acton/attachment/11868/f-0b529250-51d1-49ea-8882-0f8ccba042e4/1/-/-/-/-/Clavis%20XG%20QKD%20System_Brochure.pdf (дата обращения: 12.10.2021). – Текст: электронный.
74. Cerberis XG QKD System: [сайт]. – URL: https://marketing.idquantique.com/acton/attachment/11868/f-2e621d25-e414-4772-a482-b1b272c24c11/1/-/-/-/-/Cerberis%20XG%20QKD%20System_Brochure.pdf (дата обращения: 12.10.2021). – Текст: электронный.
75. XGR Series – QKD Platform: [сайт]. – URL: <https://marketing.idquantique.com/acton/attachment/11868/f-5f50c28e-bac2-40a7->

[bc5a-30971c980753/1/-/-/-/XGR%20Series_Brochure.pdf](https://www.xgr.com/series/bc5a-30971c980753/1/-/-/-/XGR%20Series_Brochure.pdf) (дата обращения: 12.10.2021). – Текст: электронный.

76. Clavis³ QKD Platform https://lenlasers.ru/upload/iblock/ad3/Clavis3-QKD-Platform-R_D_Brochure.pdf (дата обращения: 12.10.2021). – Текст: электронный.

77. QRate QKD312 - высокоскоростное квантовое распределение ключей <https://goqrate.com/projects/qrate-qkd312-vysokoskorostnoe-kvantovoe-raspredelenie-klyuchey/> (дата обращения: 12.10.2021). – Текст: электронный.

78. Система квантового распределения ключей на боковых частотах <https://quanttelecom.ru/?product=sistema-kvantovogo-raspredeleniya-klyuchey-na-bokovyh-chastotah> (дата обращения: 12.10.2021). – Текст: электронный.

79. Hwang W.-Y. Quantum key distribution with high loss: toward global secure communication // *Physical Review Letters*. – 2003. – Vol. 91, no. 5. – P. 057901.

80. Lo H.-K., Ma X., Chen K. Decoy state quantum key distribution // *Physical review letters*. – 2005. – Vol. 94, no. 23. – P. 230504.

81. Practical decoy state for quantum key distribution / X. Ma [et al.] // *Physical Review A*. – 2005. – Vol. 72, no. 1. – P. 012326.

82. Security of quantum key distribution with imperfect devices / D. Gottesman [et al.] // *International Symposium on Information Theory, 2004. ISIT 2004. Proceedings. IEEE*. – 2004. – P. 136.

83. Frohlich, B. Long-distance quantum key distribution secure against coherent attacks / B. Frohlich, M. Lucamarini, J. F. Dynes, L. C. Comandar, W. W.-S. Tam, A. Pilews, A. W. Sharpe, Z. Yuan, A. J. Shields // *Optica*. – 2017. – № 4 (1). – P. 163-167.

84. Romyantsev, K. E. Single-photon Synchronization Mode of Quantum Key Distribution System / K. E. Romyantsev, A. P. Pijonkin // *2016 International Conference on Computational Techniques in Information and Communication Technologies (ICCTICT)*. – 2016. – P. 1-6.

85. Курочкин, В. Л. Экспериментальные исследования в области квантовой криптографии / В. Л. Курочкин // *Фотоника*. – 2012. – Т. 5. – С. 54-66.

86. Salvail, L. Security of trusted repeater quantum key distribution networks / L. Salvail et al. // *Journal of Computer Security*. – 2010. – № 18 (1). – P. 61-87.

87. Patel, K.A. Coexistence of high-bit-rate quantum key distribution and data on optical fiber / K. A. Patel et al. // *Physical Review X*. – 2012. – № 2 (4). – P. 1-8.

88. Миронов, Я. К. Вероятность обнаружения сигнального окна в алгоритме поиска фотонного импульса с разбиением временного интервала на временные окна / Я. К. Миронов, П. Д. Миронова // *VI Всероссийская научно-*

техническая конференция молодых ученых, аспирантов, магистрантов и студентов "Фундаментальные и прикладные аспекты компьютерных технологий и информационной безопасности" : сборник статей Всероссийской научно-технической конференции, 06-12 апреля 2020 г. – Таганрог, 2020. – С. 135-138.

89. Mironov, Y. K. Single-Photon Algorithm for Synchronizing the System of Quantum Key Distribution with Polling Sections of a Fiber-Optic Line / Y. K. Mironov, K. E. Romyantsev // Communications in Computer and Information Science. – 2020. – Т. 1206. – P. 87-97. – DOI: https://doi.org/10.1007/978-981-15-4451-4_8.

90. Rudinsky, E. Graph-analytical method for estimating single-photon synchronization parameters of an auto-compensation quantum key distribution system / E. Rudinsky, K. Romyantsev // 2018 Fifth International Conference on Parallel, Distributed and Grid Computing (PDGC'18). – 2018. – P. 765-769.

91. Plenkin, A. Comparative analysis of single-photon synchronization algorithms in the quantum key distribution system / A. Plenkin, K. Romyantsev, E. Rudinsky // 2017 IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'17). – 2017.

92. Румянцев, К. Е. Синхронизация в системе квантового распределения ключа с автоматической компенсацией поляризационных искажений / К. Е. Румянцев // Телекоммуникации. – 2017. – № 2. – С. 32-40.

93. Румянцев, К. Е. Двухэтапный временной алгоритм синхронизации в системе квантового распределения ключа с автоматической компенсацией поляризационных искажений / К. Е. Румянцев, Е. А. Рудинский // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2017. – №5 (190). – С. 75-89.

94. Румянцев, К. Е. Синхронизация системы квантового распределения ключа при использовании фотонных импульсов для повышения защищённости / К. Е. Румянцев, А. П. Плёнкин // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2014. – № 8. – С. 81-96.

95. Румянцев, К. Е. Синхронизация системы квантового распределения ключа в режиме однофотонной регистрации импульсов для повышения защищённости / К. Е. Румянцев, А. П. Плёнкин // Радиотехника. – 2015. – № 2. – С. 125-134.

96. Румянцев, К. Е. Повышение эффективности алгоритма вхождения в синхронизм системы квантового распределения ключей / К. Е. Румянцев, А. П. Плёнкин // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2015. – № 8 (169). – С. 6-19.

97. Rudinsky, E. Time synchronization method in quantum key distribution system with automatic compensation of polarization distortions / E. Rudinsky, K.

Rumyansev // 2017 2nd International Conference on Multimedia and Image Processing (ICMIP'17). – 2017. – С. 346-349.

98. Rumyantsev K. E. Synchronization Algorithm of Quantum Key Distribution System with Protection From Unauthorized Access / K. E. Rumyantsev, A. P. Pljonkin // Proceeding of the IEEE Photonics Society Workshop on Recent Advances in Photonics (IEEE WRAP 2015). – Paper № 1570214579.

99. Pljonkin, A. Preliminary Stage Synchronization Algorithm of Auto-compensation Quantum Key Distribution System with an Unauthorized Access Security / A. Pljonkin, K. Rumyantsev // Proceeding of the 15th International Conference on Electronics, Information, and Communication 2016 (ICEIC 2016). – 2016. – Paper № 1570220423.

100. Rumyantsev, K. E. Single-photon Synchronization Mode of Quantum Key Distribution System / K. E. Rumyantsev, A. P. Pljonkin // 2016 International Conference on Computational Techniques in Information and Communication Technologies (ICCTICT). – 2016. – P. 1-6.

101. Rumyantsev, K. E. Synchronization Safety Problem in Quantum Key Distribution System / K. E. Rumyantsev, A. P. Pljonkin // Proceedings of the International Conference on Electronics, Information, and Communication (ICEIC'17). – 2017.

102. Rumyansev, K. Parameters of the two-stage synchronization algorithm for the quantum key distribution system / K. Rumyansev, E. Rudinsky // Proceedings of the 10th International Conference on Security of Information and Networks (SIN'17). – 2017. – С. 140-147.

103. Миронова, П. Д. Алгоритм обнаружения синхросигнала в системе квантового распределения ключа на основе сравнения суммы отсчетов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем / П. Д. Миронова // Современные компьютерные технологии: материалы II научно-методической конференции НПП. – Таганрог, 2021. – С. 46-49.

104. Плёнкин, А. П. Исследование режима вхождения в синхронизм при использовании фотонных импульсов системы квантового распределения ключа / А. П. Плёнкин // Физико-математические методы и информационные технологии в естествознании, технике и гуманитарных науках: сборник материалов международного научного е-симпозиума. – 2015. – С. 101-113.

105. Румянцев, К. Е. Исследование подсистемы синхронизации системы квантового распределения ключа QPN 5505 / К. Е. Румянцев, Е. А. Рудинский //

Информатизация и связь. – 2018. – № 4. – С. 12-17.

106. Young et al. United States Patent. Patent No.: US 7,450,718 B2. Date of Patent: Nov. 11, 2008. One-way synchronization of a two-way QKD system. Jonathan Young, Newburyport, MA (US); Michael J. Lagasse, Nahant, MA (US).

107. Townsend. United States Patent. Patent No.: US 6,529,601 B1. Date of Patent: Mar. 4, 2003. Method and apparatus for polarization-insensitive quantum cryptography. Paul D. Townsend, Ipswich (GB).

108. Миронова, П. Д. Алгоритм синхронизации станций системы квантового распределения ключа на основе порогового теста для отсчетов со смежной пары временных сегментов с учетом дисперсионных и поляризационных свойств ВОЛС / П. Д. Миронова // *Фундаментальные и прикладные аспекты компьютерных технологий и информационной безопасности : VIII Всероссийская научно-техническая конференция : сборник статей Всероссийской научно-технической конференции, 4-9 апреля 2022.* – Таганрог, 2022. – С. 22-25.

109. Румянцев К.Е. Защита процесса синхронизации в системе квантового распределения ключа с автоматической компенсацией поляризационных искажений // *Телекоммуникации.* – 2017. – № 3. – Р. 36 – 44. <https://elibrary.ru/item.asp?id=28860318>

110. Положинцев, Б. И. Теория вероятностей и математическая статистика. Введение в математическую статистику: Учебное пособие. – СПб.: 2016.– 95 с.

111. Румянцев, К. Е. Ограничения на дальность двухэтапной синхронизации в автокомпенсационной системе квантового распределения ключа / К.Е. Румянцев, Х.Х. Шакир // *Телекоммуникации.* –2019. –№12. –С.2-10.

112. Gisin, N., et al. Definition of polarization mode dispersion and first results of the COST 241 round-robin measurements // *Pure Appl. Opt.* – 1995. – № 4. – Р. 511-522.

113. Миронова, П. Д. Синхронизация станций системы квантового распределения ключа на основе порогового теста для отсчетов со смежной пары временных сегментов / П. Д. Миронова // *Фундаментальные и прикладные аспекты компьютерных технологий и информационной безопасности : VII Всероссийская научно-техническая конференция : сборник статей Всероссийской научно-технической конференции, 5-11 апреля 2021.* – Таганрог, 2021. – С. 107-109.

114. Mironov, Y. K. Study of the characteristics of the synchronization

algorithm for a quantum key distribution system based on comparing the number of samples from an adjacent pair of time windows with a threshold level / Y. K. Mironov, P. D. Mironova, K. E. Rummyantsev // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2021. – Vol. 1069. – P. 012011 (p. 1-8.). – DOI 10.1088/1757-899X/1069/1/012011.

115. Миронова, П. Д. Сравнительный анализ алгоритмов обнаружения синхросигналов станций автокомпенсационной волоконно-оптической системы квантового распределения ключа на основе информации со смежной пары временных сегментов с учётом дисперсионных свойств среды распространения. Выпускная квалификационная работа. – 2023. – 25 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ А. СЕРТИФИКАТЫ



МИНИСТЕРСТВО НАУКИ
И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ



ДИПЛОМ

вручается

Миражовой И.Д.

за лучший доклад
в I Всероссийской научно-практической
конференции «Digital Era»

Проректор
по науке и инновациям
ФГБОУ ВО «Чеченский
государственный университет»
М.Р. Нахаев



26 марта 2021 г. - Грозный

СЕРТИФИКАТ

участника конференции

VII Всероссийской научно-технической конференции
«Фундаментальные и прикладные аспекты компьютерных
технологий и информационной безопасности»

МИРОНОВА ПОЛИНА ДЕМЬЯНОВНА

Руководитель: Румянцев Константин Евгеньевич

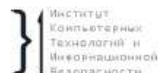
Секция: Информационная безопасность
телекоммуникационных систем

Директор ИКТИБ



Г.Е. Веселов

рег. № 705.15.01–52/370



ИРТСУ
ИНСТИТУТ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ
СИСТЕМ И УПРАВЛЕНИЯ

Сертификат участника

КомТех-2020

Всероссийская научно-техническая конференция с международным участием
имени профессора О.Н. Пьявченко
“Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении”

Сертификат выдан

Мироновой Полине Демьяновне

за представление доклада на секционном заседании конференции КомТех-2020
г. Таганрог, июнь 2020 года

Председатель Оргкомитета
конференции
Директор Института
радиотехнических систем и
управления



А.С. Болдырев

ПРИЛОЖЕНИЕ Б. АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ

УТВЕРЖДАЮ
Директор Института
компьютерных технологий
и информационной безопасности



Г. Е. Веселов

«20» сентября 2023 г.

Акт о внедрении результатов диссертационной работы аспиранта кафедры информационной безопасности телекоммуникационных систем Мироновой Полины Демьяновны

Результаты диссертационных исследований, посвящённые разработке двухэтапных алгоритмов оценки момента приёма синхроимпульса в автокомпенсационной системе квантового распределения ключа (КРК) на основе анализа суммы отсчётов со смежной пары временных сегментов, связаны с научным направлением кафедры информационной безопасности телекоммуникационных систем.

В отчётной документации и в выполнении плановых показателей по научной работе кафедры информационной безопасности телекоммуникационных систем института компьютерных технологий и информационной безопасности отражены публикации и участие в научных конференциях соискателя Мироновой Полины Демьяновны, где нашли отражение следующие её наиболее существенные научные результаты:

- двухэтапный алгоритм грубой оценки момента приёма синхросигнала на основе сравнения суммы отсчётов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем в системе КРК с добавлением этапа тестирования, обеспечивающий вероятность синхронизации не хуже заданного уровня;

- двухэтапный алгоритм грубой оценки момента приёма синхросигнала на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом в системе КРК с добавлением этапа тестирования, обеспечивающий вероятность синхронизации не хуже заданного уровня;

- аналитические выражения для расчёта временных, вероятностных и энергетических характеристик двухэтапных алгоритмов грубой оценки момента приёма синхросигнала на основе отсчётов со смежной пары временных сегментов с учётом свойств среды распространения.

По результатам исследований опубликовано 17 научных работ. Из них в перечне рецензируемых научных изданиях, рекомендованных ВАК Минобрнауки России для публикации материалов диссертаций на соискание ученых степеней кандидата и доктора технических наук, опубликовано 3 статьи:

- Миронов, Я. К. Вероятностные характеристики порогового алгоритма обнаружения синхроимпульсов в системе квантового распределения ключа на основе информации со смежной пары временных сегментов / Я. К. Миронов, П.

Д. Миронова, К. Е. Румянцев // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2020. – №4 (214). – С. 221-229.

- Румянцев, К. Е. Оценка влияния функциональных элементов на параметры системы квантового распределения ключа на основе протокола B92 / К. Е. Румянцев, П. Д. Миронова, Шакир Хайдер Хуссейн // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2022. – № 4. – С. 63-77.

- Румянцев, К. Е. Вероятностные характеристики алгоритма обнаружения синхросигналов на основе выбора смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом / К. Е. Румянцев, П. Д. Миронова // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2023. – № 3. – С. 96-107.

В реферируемых изданиях, учитываемых в РИНЦ, опубликованы:

- Линенко, П. Д. Разбиение временного кадра на интервалы в системе квантового распределения ключа / П. Д. Линенко, Я. К. Миронов, К. Е. Румянцев // V Всероссийская научно-техническая конференция молодых ученых, аспирантов, магистрантов и студентов «Фундаментальные и прикладные аспекты компьютерных технологий и информационной безопасности»: сборник статей Всероссийской научно-технической конференции, 01-07 апреля 2019 г. – Таганрог, 2019. – С. 82-84.

- Линенко, П. Д. Ограничения на скорость формирования ключа в системе квантового распределения ключа по протоколу B92 / П. Д. Линенко, К. Е. Румянцев, Х. Х. Шакир // V Всероссийская научно-техническая конференция молодых ученых, аспирантов, магистрантов и студентов «Фундаментальные и прикладные аспекты компьютерных технологий и информационной безопасности»: сборник статей Всероссийской научно-технической конференции, 01-07 апреля 2019 г. – Таганрог, 2019. – С. 78-81. -

- Миронов, Я. К. Исследование характеристик алгоритма синхронизации системы квантового распределения ключа на основе сравнения числа отсчетов со смежной пары временных окон с пороговым уровнем / Я. К. Миронов, П. Д. Миронова, К. Е. Румянцев // Фундаментальные проблемы информационной безопасности в условиях цифровой трансформации : сборник докладов II Всероссийской научной конференции (с приглашением зарубежных ученых), Ставрополь, Россия Ноябрь 30, 2020. – Ставрополь : СКФУ, 2020. – С. 219-226.

- Миронова, П. Д. Алгоритм обнаружения синхросигнала в системе квантового распределения ключа на основе сравнения суммы отсчетов со смежной пары сегментов с пороговым уровнем / П. Д. Миронова // Digital Era : материалы I Всероссийской научно-практической конференции. – Грозный: Чеченский государственный университет, 2021. – С. 91-94. – DOI: 10.36684/38-2021-1-91-94.

- Миронов, Я. К. Вероятностные характеристики порогового алгоритма обнаружения синхроимпульсов в системе квантового распределения ключа на основе информации со смежной пары временных сегментов / Я. К. Миронов, П. Д. Миронова, К. Е. Румянцев // Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении : материалы Всероссийской научно-технической конференции с международным участием имени профессора О. Н.

Пьявченко «КомТех-2020» : в двух томах. Т. 1. – Ростов-на-Дону ; Таганрог : Издательство Южного федерального университета, 2020. – С. 54-61.

Публикации в изданиях Scopus:

- Albogachieva, L. A. The single-photon model of search of pulse signals for telecommunication systems / L. A. Albogachieva, K. Y. Romyantsev, P. D. Linenko // International Journal of Engineering and Technology (UAE). – 2018. – Volume 7, Issue 3.13 Special Issue 13. – P. 17-21. -

- Romyantsev, K. E. Evaluation of the Influence of the Dispersion Properties of a Fiber-Optic Line on the Efficiency of an Algorithm for Single-Photon Synchronization of Quantum Key Distribution System / K. E. Romyantsev, P. D. Linenko, H. H. -Sh. Shakir // Conference Proceedings - Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves, RSEMW 2019. – 2019. – P. 392-395.

- Mironov, Y. K. Methodology for calculating the average time of entry into synchronism of stations of the system of quantum key distribution with sequential polling of fiber-optic line sections with decreasing length by the graphic-analytical method / Y. K. Mironov, P. D. Mironova, K. E. Romyantsev // E3S Web of Conferences. – 2020. – Vol. 224. – P. 01032 (p. 1-9). – DOI: 10.1051/e3sconf/202022401032.

- Mironov, Y. Characteristics of a two-stage synchronization algorithm in the system of quantum key distribution with dividing a fiber-optic line into sections with decreasing length / Y. Mironov, P. Mironova, K. Romyantsev // ACM International Conference Proceeding Series. – 2020. – P. 3433596 (p. 1-5). – DOI: 10.1145/3433174.3433595.

Результаты диссертационных исследований апробированы на международных и всероссийских научно-технических конференциях:

- ICCMIT 2018. International Conference on Communication, Management and Information Technology. University of Politecnica de Madrid, Madrid, Spain. Conference Date: April 2-4, 2018;

- International Scientific Conference Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves RSEMW 2019, 24-28 июня 2019, Дивноморское, Краснодарский край, Россия;

- 13th International Conference on Security of Information and Networks (SIN 2020), 4-7 November 2020, Istanbul, Turkey;

- Всероссийская научно-техническая конференция с международным участием имени профессора Пьявченко О.Н. «Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении» (КомТех 2020), 3-5 июня 2020, ЮФУ ИРТСУ, Ростовская обл. г. Таганрог;


- II Всероссийская научная конференция (с приглашением зарубежных ученых) «Фундаментальные проблемы информационной безопасности в условиях цифровой трансформации» 2-nd Scientific Conference on Fundamental Information Security Problems in terms of the Digital Transformation (FISP-2020), 30 ноября 2020, Россия, г. Ставрополь;

- I Всероссийская Научно-Практическая Конференция «Digital Era», 26 марта 2021, г. Грозный;

- V-IX Всероссийские научно-технические конференции молодых ученых, аспирантов, магистрантов и студентов «Фундаментальные и прикладные аспекты компьютерных технологий и информационной безопасности», 1-7.04.2019, 612.04.2020, 5-11.04.2021, 4-9.04.2022, 10-15.04.2023. Таганрог.

Практическая ценность работы заключается в снижении среднего времени поиска синхроимпульса благодаря применению двухэтапного алгоритма оценки момента приёма синхроимпульса на основе поиска смежной пары сегментов с максимальным суммарным отсчётом, по сравнению с алгоритмом аналогом.

Зав. кафедрой ИБТКС
д.т.н., профессор


«20» сентября 2023 г.

К. Е. Румянцев

Доцент кафедры ИБТКС, к.т.н., доцент
«20» сентября 2023 г.



А. В. Горбунов

Доцент кафедры ИБТКС, к.т.н., доцент
«20» сентября 2023 г.



А. П. Плёнкин



УТВЕРЖДАЮ
Директор Института
компьютерных технологий
и информационной безопасности

Г. Е. Веселов

«29» марта 2023 г.

**Акт внедрения результатов диссертационной работы
Мироновой Полины Демьяновны
в учебный процесс кафедры ИБТКС**

Результаты разработки алгоритмов обнаружения синхросигнала в подсистеме синхронизации приёмопередающей и кодирующей станций системы квантового распределения ключа (КРК) внедрены в учебный процесс на основании решения кафедры информационной безопасности телекоммуникационных систем (протокол № 18 от 29 марта 2023 года), конкретно в программу повышения квалификации «Квантовые коммуникации», реализуемую в Институте компьютерных технологий и информационной безопасности на основе приказа об утверждении дополнительной образовательной программы № 298 от 27 февраля 2023 г.

В программе дополнительного профессионального образования «Квантовые коммуникации» дан анализ существующих решений аппаратуры синхронизации станций автокомпенсационных систем КРК с указанием их достоинств и недостатков. Представленные алгоритмы обнаружения синхросигнала, исследованные в диссертационной работе, позволяют слушателям количественно оценить влияния среднего числа сигнальных фотонов в синхроимпульсе, среднего числа импульсов темнового тока (ИТТ), числа временных сегментов в кадре на вероятностные характеристики предлагаемых алгоритмов.

Слушатели по программе повышения квалификации получают информацию, которая позволит им выбирать аппаратуру для выделения синхросигналов непосредственно из информационного потока, не искажая модуляцию последнего и не оказывая вредного воздействия на принятие решения декодирующим устройством.

Методика построения модели аппаратуры и выбор критерия оптимальности являются предпосылками успешного решения задачи по оценке момента приёма синхросигнала.

Зав. кафедрой ИБТКС
д.т.н., профессор

К. Е. Румянцев