

На правах рукописи

**Ву Ши Дао**

**ОБНАРУЖЕНИЕ И СИНХРОНИЗАЦИЯ СЛАБЫХ ПО  
МОЩНОСТИ ПЕРИОДИЧЕСКИХ ШУМОПОДОБНЫХ  
СИГНАЛОВ**

Специальность 2.2.13 –

«Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения»

**АВТОРЕФЕРАТ**

диссертации на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Москва — 2025

Работа выполнена в Ордена Трудового Красного Знамени федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Московский технический университет связи и информатики» (МТУСИ).

Научный руководитель: **Горгадзе Светлана Феликсовна** – д.т.н., профессор.

Официальные оппоненты: **Михайлов Владимир Юрьевич** – д.т.н., доцент, профессор кафедры 402 «Радиосистемы и комплексы управления, передачи информации и информационная безопасность» ФГБОУ ВО «Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)»).

**Лисничук Александр Александрович** – д.т.н., доцент, профессор кафедры «Радиоуправление и связь» ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина».

Ведущая организация: Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования **«Национальный исследовательский университет «Московский институт электронной техники» (ФГАОУ ВО НИУ МИЭТ)**.

Защита диссертации состоится 15 мая 2025 г. в 15:00 часов на заседании диссертационного совета по защите докторских и кандидатских диссертаций 55.2.002.01 при Ордена Трудового Красного Знамени федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Московский технический университет связи и информатики» (МТУСИ) по адресу: 111024, г. Москва, ул. Авиамоторная, д. 8а, ауд. А-211.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке и на сайте МТУСИ: (<https://dis.mtuci.ru/upload/srd/dis-vushidao/dis-VuShiDao.pdf>).

Автореферат разослан «\_\_\_» \_\_\_\_\_ 2025 г.

Ученый секретарь диссертационного совета 55.2.002.01, д.т.н., доцент

М.В. Терешонок

## ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

**Актуальность темы исследования.** Задача обнаружения и оценки параметров несущих частот и задержек по времени одного слабого по мощности шумоподобного сложного сигнала (СлС), нескольких его копий, рассогласованных по частоте и задержке по времени, либо разных по структуре шумоподобных сигналов, является актуальной для целого ряда радиосистем, поскольку на основе ее решения может производиться синхронизация по времени и частоте в каналах передачи информации, позиционирования в системах радионавигации, суммирования сигналов при их многолучевом распространении или излучении разнесенными ретрансляторами, выявления всех наземных станций, использующих спутниковую группировку, с целью контроля частотного ресурса и т.д.

Обнаружение (поиск) слабых шумоподобных сигналов обычно производится при длительном накоплении их энергии в приемнике, поскольку отношение сигнал/шум на его входе по мощности может составлять (-10...-40) дБ, причем при неизвестных частоте и задержке по времени принимаемых СлС первоначальное ее накопление производится с помощью набора корреляторов (Кор) или согласованных фильтров (СФ), на выходе которых формируются двумерные корреляционные функции (ДАКФ) принимаемых СлС или их фрагментов. В дальнейшем слабыми будем считать СлС отношение сигнала/шум по мощности на входе приемника для которых находится в вышеуказанном диапазоне значений. Но необходимо подчеркнуть, что имеются существенные ограничения на длительность времени накопления энергии СлС в таких устройствах в случае необходимости обработки СлС с большими базами при значительной ширине области неопределенности по частоте, вызванные в основном техническими сложностями их изготовления. В результате длительность времени обнаружения таких СлС может составлять несколько десятков секунд или даже минут при последовательной перестройке устройств обнаружения по частоте.

Во многих случаях Кор или СФ рассматриваются только как устройства, использующиеся с целью повышения достоверности работы последующего последетекторного энергетического обнаружителя СлС, в котором накапливается энергия необходимого количества (до нескольких десятков или даже сотен) фрагментов СлС. Данное обстоятельство приводит к существенному снижению точности оценки параметров этих сигналов в устройстве их обнаружения, а также эффективности различения их рассогласованных копий, определяющейся в основном размерами проекции(ий) основного пика(ов) ДАКФ СлС на плоскость частота-время, то есть характеристиками первого блока накопления энергии СлС, включающего набор Кор или СФ. Последующий энергетический накопитель позволит лишь обеспечить точность оценки параметров СлС, соответствующую размерам этой проекции, с требуемой достоверностью.

Повышение эффективности устройств обнаружения СлС связывают с развитием цифровых алгоритмов их обработки, которые сводятся к выполнению операции дискретной свертки псевдослучайной последовательности (ПСП), на основе которой он сформирован или, в конечном итоге – операции векторно-матричного перемножения. Ограничение на длину ПСП, свертка которой может быть выполнена в таком устройстве, связано только с высокой вычислительной сложностью соответствующего алгоритма, поскольку проблема нестабильности тактовых генераторов ПСП решается при повторной дискретизации входного СлС со сдвигом по времени на половину длительности его элементарного импульса, а нестабильность его несущей частоты и ее доплеровский сдвиг приводят лишь к необходимости многократных повторных вычислений дискретной свертки ПСП.

Более точная оценка параметров СлС для работы квазикогерентного приемника может быть произведена в устройствах слежения за изменением этих параметров в системах фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и устройствах автоматической подстройки времени (АПВ). То есть обнаружение СлС может использоваться с целью вывода устройств слежения за параметрами уже обнаруженных сигналов на рабочие участки дискриминационных характеристик этих устройств слежения.

**Цель работы:** Повысить эффективность цифровых алгоритмов обнаружения слабых по мощности шумоподобных СлС, а также анализ совместной работы соответствующих устройств с петлевыми схемами слежения за изменением параметров сигналов при заданной точности их конечной оценки при многоэтапной параллельно-последовательной процедуре обнаружения и синхронизации, а также выработка единого критерия качества синхронизации для радиосистемы.

**Научная задача** заключается в комплексном рассмотрении и оптимизации процедуры совместного обнаружения и оценки параметров совокупностей слабых по мощности шумоподобных сигналов, по критериям длительности времени правильной оценки их несущих частот и задержек по времени с заранее заданными погрешностями и вероятностями.

Задача, сформулированная выше, включает совокупность подзадач, решение которых составляет содержание данной работы:

1. Обоснование выбора  $M$ -подобных ПСП для формирования СлС, приводящихся к специальным ортогональным функциям, в системах которых можно построить быстрые алгоритмы векторно-матричного перемножения на основе быстрого преобразования Уолша-Адамара;

2. Исследование вариантов построения матриц-циркулянтов  $M$ -последовательностей (МП) на основе мультипликативных групп расширенного поля Галуа по модулю неприводимого примитивного полинома, а также вариантов приведения этих матриц к полной или усеченной матрице Адамара с целью разработки ускоренных алгоритмов синхронизации МП при обработке шумоподобных сложных сигналов;

3. Исследование способа построения матриц-циркулянтов ПСП Голда и взаимосвязи их структуры с изоморфными мультипликативными группами полей Галуа, а также способов приведения матриц-циркулянтов этих ПСП к функциям Уолша с целью разработки быстрого способа синхронизации ПСП Голда при обработке шумоподобных СлС;

4. Рассмотрение и исследование эффективности многоэтапной параллельно-последовательной процедуры оценки параметров частоты и задержки по времени совокупности шумоподобных СлС при совместной работе устройств их ускоренного обнаружения и слежения за их параметрами на основе двухпетлевых схем;

5. Разработка методики расчета ДАКФ СлС на частотно-временной плоскости, соответствующей области их определения, при учете возможности формирования СлС на основе ПСП разных типов, а также исследование параметров функций распределения боковых пиков ДАКФ, являющихся случайными величинами при неизвестных частоте и задержке СлС по времени; анализ вероятностных характеристик обнаружения совокупности СлС, рассогласованных по частоте и задержке по времени.

**Методология и методы исследования.** Применительно к задачам 1-3 исследования базировались на применении теории полей Галуа и их мультипликативных групп, а также методах быстрых спектральных преобразований в системах полных и усеченных ортогональных дискретных функций Уолша-Адамара. Так же применялись методы компьютерного моделирования при построении матриц-циркулянтов  $M$ -подобных последовательностей. При решении задач 4 и 5 использовались аналитические исследования с привлечением методов

статистической радиотехники и теории шумоподобных СлС, а также компьютерное моделирование.

**Предмет исследования:** цифровые алгоритмы ускоренного векторно-матричного перемножения применительно к задаче обнаружения совокупности шумоподобных сигналов; многоэтапная параллельно-последовательная процедура обнаружения и синхронизации шумоподобных сигналов с использованием цифровых устройств синхронизации ПСП и аналоговых петлевых схем.

**Объект исследования:** алгоритмы и устройства обнаружения и синхронизации слабых по мощности шумоподобных сигналов.

**Степень разработанности.** Значительные успехи в области использования быстрых спектральных преобразований в базисе функций Виленкина-Крестенсона и, в частности, Уолша-Адамара при обработке дискретных сигналов были достигнуты в работах Лосева В.В., Дворникова В.Д., Ve'eny Y., Leung K., Snyders J., Li P., Смольянинова В.М., Назарова Л.Е., Финка Л.М. В работах Лосева В.В и Дворникова В.Д., впервые предложены групповые дискретные мультипликативные сигналы, выявлена их связь с групповыми кодами и показано, что в основе оптимального правила их распознавания лежит спектральный анализ, при реализации которого можно использовать быстрые спектральные преобразования. В работах Смольянинова В.М., Ve'eny Y., Кузнецова В.С. развиты методы использования этих преобразований в теории помехоустойчивого кодирования. Применительно к задаче декодирования  $p$ -ичных кодов максимальной длины использование быстрых спектральных преобразований в дискретном базисе функций Виленкина-Крестенсона рассматривалось в работах Смольянинова В.М. а непосредственно для синхронизации ПСП - в работах Лосева В.В., Maral G. Так же в работах Лосева В.В. указывается на взаимосвязь задач поиска (синхронизации) СлС при их обработке в приемнике, и декодирования блоковых кодов, построенных на основе циклических сдвигов их слов.

При быстром декодировании кода на основе быстрых спектральных преобразований необходимо знать способ преобразования его слов к дискретным функциям Виленкина-Крестенсона, или, при использовании двоичных кодов, – к функциям Уолша. В случае решения задачи синхронизации кода любой его циклический сдвиг должен преобразовываться к этим функциям. Но ранее не выявлено многообразие вариантов преобразования циклических сдвигов МП к дискретным функциям Уолша, вызванное как разнообразием мультипликативных групп расширенного поля Галуа, так и использованием их циклических сдвигов при таком приведении. Знание о таком многообразии делает алгоритм синхронизации МП более гибким, и позволяет снизить его вычислительную сложность в определенных ситуациях, на которые указывается в данной диссертации. Кроме того, при решении задачи синхронизации ПСП с большими периодами повторения важное значение приобретает способ выявления соответствия номеров строк матрицы Уолша-Адамара и начальных блоков циклических сдвигов МП, то есть в матричной интерпретации данной задачи - строкам матрицы-циркулянта МП, которая может быть построена разными способами, что не рассматривается в работах вышеперечисленных авторов.

Проблема быстрой синхронизации шумоподобных СлС, формируемых на основе ПСП Голда, используемых в настоящее время во многих радиосистемах, включая спутниковые радионавигационные, не решена. В работах Михайлова В.Ю. и Мазепы Р.Б., посвященных данной проблеме, рассматриваются ПСП Голда, формируемые при помощи двоичного подкласса последовательностей Гордона-Милса-Велча (ГМВ-последовательности), которые не существуют при  $N = 2^m - 1$ , где  $m = 5,7,11,13,17, \dots$ . Учитывая, что отсутствуют ПСП Голда для  $m = 8,12,16$ , можно сделать вывод, что метод синхронизации ПСП Голда, предложенный в этих

работах, может быть применим к ПСП лишь четырех длин, используемым в практических приложениях в настоящее время - 511, 1023, 16283, 32567. Основной проблемой данного подхода, используемого также и в более ранних работах Лосева, В.В., но лишь применительно к ГМВ-последовательностям, является увеличение уровня боковых пиков периодических автокорреляционных функций (ПАКФ) коротких ПСП, к которым преобразуется исходная более длинная ПСП, по отношению к неизменному по величине центральному пику ПАКФ.

В работах Лосева В.В., Дворникова В.Д., посвященных разработке методов поиска (синхронизации) дискретных сигналов на основе быстрых методов декодирования кодов, рассматриваются не отдельные ПСП Голда, а коды Голда, образованные на основе двух предпочтительных МП, когда слова кода представляют собой разные по структуре ПСП. Очевидно, что решенная задача не имеет прямого отношения к проблеме синхронизации СлС по времени, поскольку необходимо рассматривать блочный код, образованный циклическими сдвигами одной и той же ПСП Голда. Но, очевидно, в этих работах не удалось установить взаимосвязь между структурой матрицы-циркулянта ПСП Голда и изоморфными мультипликативными группами полей Галуа, на основе которых построены предпочтительные МП, образующие его. Это объясняется тем, что обычно указывается лишь на одну структуру исходных матриц-циркулянтов МП, не позволяющую выявить такую взаимосвязь.

**Практическая значимость.** Предложенный подход к разработке устройств обнаружения и синхронизации слабых по мощности периодических шумоподобных сложных сигналов позволил:

1. Использовать алгоритмы быстрых спектральных преобразований непосредственно в аппаратуре обработки шумоподобных СлС при вычислении их двумерных корреляционных функций, что при возможности преобразования отсчетов исходных СлС к полному базису функций Уолша-Адамара позволяет снизить вычислительную сложность цифровых алгоритмов обнаружения СлС в приблизительно в 50...630 раз при длинах используемых ПСП от 511 до 8191, по сравнению с традиционным методом вычислений;

2. В случае, если циклические сдвиги применяемых типов ПСП не приводятся к полной системе Уолша-Адамара, использовать алгоритм их преобразования к неполной ортогональной системе функций Радемахера, что позволяет обеспечить выигрыш по вычислительной сложности алгоритма примерно в 3-8 раз при длинах (периодах) ПСП, указанных в предыдущем пункте, по сравнению с простым векторно-матричным перемножением;

3. Оптимизировать длительность времени обнаружения и синхронизации СлС при подборе числа этапов многоэтапной параллельно-последовательной процедуры их поиска, реализуемой с использованием совместно работающих устройств их ускоренного обнаружения и слежения за их параметрами; в диссертации показано, что в спутниковой радиосистеме длительность времени вхождения в синхронизм по слабым шумоподобным СлС при совместном использовании разработанных цифровых устройств ускоренного их обнаружения и аналоговых петлевых схем слежения за их частотами и задержками по времени можно сократить на практике приблизительно до 0.2 с; в случае использования последовательного корреляционного алгоритма эта длительность времени при таких же исходных условиях будет составлять несколько десятков секунд.

**Теоретическая значимость** обосновывается новыми результатами, полученными в области использования теории ускоренного декодирования циклических двоичных блочных кодов максимальной длины, а также циклических кодов, производных от них, на основе быстрого преобразования Уолша-Адамара для синхронизации периодических ПСП.

**Основные положения, выносимые на защиту.**

1. Упорядоченная матрица-циркулянт любой МП длины  $N$ , в которой каждая последующая строка сдвинута циклически на один символ, по сравнению с предыдущей строкой, может быть

сформирована на основе единственной мультипликативной группы расширенного поля Галуа, построенного по модулю неприводимого примитивного полинома, использовавшегося для формирования этой МП; структура данной мультипликативной группы позволяет выявить соответствие номеров строк матрицы функций Уолша, в которую можно преобразовать вышеупомянутую матрицу-циркулянт, и матрицы Уолша-Адамара;

2. Любой циклический сдвиг МП может быть приведен к любой строке матрицы Уолша-Адамара без нулевого символа при их нумерации от нуля в зависимости от выбора первообразного элемента единственной мультипликативной группы расширенного поля Галуа, построенного на основе неприводимого примитивного полинома, использовавшегося при формировании исходной МП; показано, что при заданном первообразном элементе соответствие строк вышеупомянутых матриц является взаимно однозначным;

3. Установлено, что любая МП может быть преобразована к последовательности Радемахера; по ее номеру в системе Радемахера соответствующей размерности можно определить начальный блок преобразованной МП;

4. Любая ПСП Голда может быть приведена к любому аналогу функций Радемахера путем перестановки ее элементов по возрастанию значений суммы максимальных мультипликативных групп двух предпочтительных неприводимых примитивных полиномов, на основании которых она построена;

5. При синхронизации слабых по мощности периодических шумоподобных сигналов в спутниковой радиосистеме на основе использования цифровых устройств быстрой синхронизации ПСП и аналоговых следящих схем можно сократить длительность ее времени до десятых долей секунды;

6. Значения боковых пиков квадратов двумерных корреляционных функций шумоподобных сложных сигналов являются случайными величинами, распределенными по гауссовскому закону, а модули боковых пиков – по закону Релея-Райса.

#### **Научная новизна.**

1. Показано, что дискретный сигнал, при формировании которого используется М-подобная последовательность, может быть преобразован к любой функции Уолша при перестановке его символов по возрастанию значений элементов мультипликативной группы расширенного поля Галуа, построенного по модулю неприводимого примитивного полинома, использовавшегося при формировании исходной ПСП, или по возрастанию значений некоторой конфигурации таких групп разных полей Галуа; установлено, что на основе вариантов сопровождающих матриц исходного полинома можно построить как минимум четыре мультипликативных группы.

2. Способ преобразования МП или ПСП Уолша на основе выбранной мультипликативной группы расширенного поля Галуа или суммы мультипликативных групп разных полей, а также выбор первообразного элемента группы, с которого начинается перестановка элементов исходной ПСП, позволяет однозначно определить начальный блок преобразованной МП или циклический сдвиг ПСП Голда с использованием быстрого спектрального преобразования Уолша-Адамара.

3. Любая МП или ПСП Голда может быть приведена к любой из меандровых функций Радемахера соответствующей размерности или к ее аналогу; подоптимальный алгоритм идентификации полученной последовательности Радемахера может быть основан на использовании набора цифровых или аналоговых фильтров, число которых равно  $\log_2(N)$ , где  $N$  – длина ПСП.

**Достоверность полученных результатов** подтверждается

- апробацией результатов работы на Международных научных конференциях и публикациями в рецензируемых научных изданиях, относящихся к списку ВАК;
- соотнесением результатов, полученных на основе теоретических исследований, и результатов компьютерного моделирования.

**Апробация результатов.** Результаты работы были представлены автором при его личном участии на

- международной научно-технической конференции (МНТК) «Технологии информационного общества» г. Москва, Россия, в 2022, 2023 и 2024 годах;
- МНТК «2024 Systems of signal synchronization, generating and processing in telecommunications» (SYNCHROINFO 2024), г. Выборг, Россия, 2024 г.

**Публикации.** Основные результаты диссертации изложены в 11 печатных изданиях, 2 из которых размещены в журналах, рекомендованных ВАК. Получены 2 свидетельства о государственной регистрации программы для ЭВМ.

**Личный вклад** состоит в проведении теоретических исследований и разработке программного кода для компьютерного моделирования. Все результаты получены автором самостоятельно.

**Объем и структура работы.** Диссертация состоит из введения, четырех глав и заключения. Ее объем составляет 193 страницы с 46 рисунками и 10 таблицами. Список литературы содержит 72 наименования.

**Соответствие паспорту специальности.** Проведенное автором исследование соответствует п. 1. "Исследование процессов и явлений в радиотехнике, позволяющих повысить эффективность радиотехнических устройств и систем", п. 3. "Разработка и исследование радиотехнических устройств и систем, обеспечивающих улучшение характеристик точности, быстродействия и помехоустойчивости.", п. 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", п. 6. "Разработка и исследование методов и алгоритмов обработки сигналов и информации в радиотехнических устройствах и системах различного назначения, включая системы телевидения и передачи информации, при наличии помех с целью повышения помехоустойчивости", п. 10. "Разработка и исследование методов и устройств передачи, приема, обработки, отображения, регистрации, хранения и распространения информации, включая беспроводные, космические, эфирные, кабельные и мобильные системы передачи информации" паспорта специальности 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.

## ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

**Во введении** обоснована актуальность темы исследования, приведена историческая перспектива разработанности темы, сформулирована цель работы и связанная с ней научная задача; определен круг частных задач и методов их решения, указаны практическая, теоретическая значимость работы и ее научная новизна; сформулированы положения, выносимые на защиту.

**В первом** разделе рассматривается алгоритм совместного обнаружения и оценки параметров совокупности шумоподобных сложных сигналов в соответствии с критерием максимального правдоподобия на фоне белого гауссовского шума и взаимосвязь этого алгоритма с задачей перемножения матрицы и вектора больших размерностей в случае обнаружения слабых по мощности сигналов. Обосновывается целесообразность использования М-подобных



последовательностей для формирования СлС с целью использования быстрых спектральных преобразований для реализации матричного перемножения.

Показно, что при оптимальном совместном обнаружении и оценке параметров одиночного СлС по критерию максимального правдоподобия на фоне белого гауссовского шума необходимо в приемнике вычислить его ДАКФ, которая без учета влияния шумовой помехи описывается формулой:

$$\dot{\chi}(\tau, \Delta f, \Delta \varphi) = \frac{1}{E_{1T_{\text{нак}}}} \int_0^{T_{\text{нак}}} \dot{S}(t) \dot{S}^*(t - \tau) e^{j(2\pi \Delta f t + \Delta \varphi)} dt, \quad (1)$$

где  $\tau$  – неизвестная задержка по времени принимаемого СлС относительно опорного СлС;  $\Delta f$  и  $\Delta \varphi$  – разница между несущими частотами и начальными фазами этих частот у вышеуказанных СлС соответственно;  $E_{1T_{\text{нак}}}$  – энергия принимаемого СлС, накапливаемая в приемнике в течение времени  $T_{\text{нак}}$ ;  $\dot{S}(t)$  – комплексная огибающая принимаемого СлС,  $*$  – обозначение операции комплексного сопряжения. (В формуле (1) опущено обозначение опорного СлС и безразмерный коэффициент пропорциональности).

Способ вычисления ДАКФ в приемнике иллюстрируется на рисунке 1. Действительная часть ДАКФ формируется в точке 1 схемы, ее мнимая часть – в точке 2, модуль ДАКФ  $|\dot{\chi}(\tau, \Delta f, \Delta \varphi)|$ , не зависящий от значения  $\Delta \varphi$ , – в точке 3.

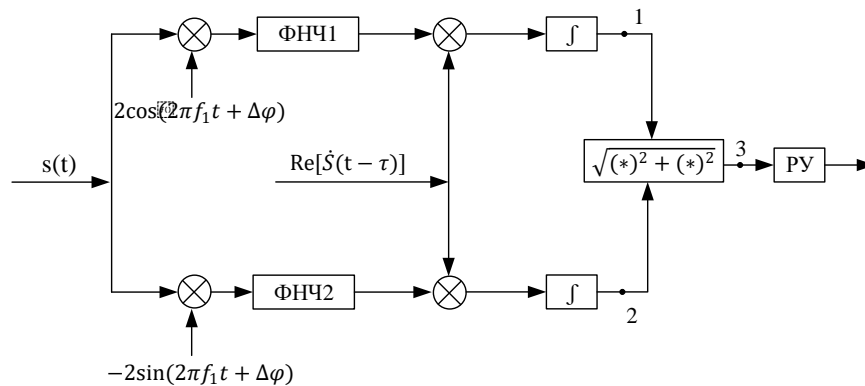


Рисунок 1 – Схема обнаружителя СлС с неизвестной частотой и задержкой по времени на фоне аддитивного белого гауссовского шума, где  $s(t)$  – принимаемый СлС, ФНЧ – фильтр нижних частот, РУ – решающее устройство.

Вид  $|\dot{\chi}(\tau, \Delta f, \Delta \varphi)| = |\dot{\chi}(\tau, \Delta f)|$  при формировании СлС на основе МП с  $N_3 = 1023$  в случае прямоугольной формы элементарного импульса СлС показан на рисунке 2. При этом диапазоны изменения параметров  $\tau$  и  $\Delta f$  соответствуют ширине интервала области неопределенности принимаемого СлС по времени  $T_s$  и частоте  $F$  соответственно, где  $T_s$  – длительность (период повторения) сигнала;  $F$  – ширина области неопределенности по частоте. Внутри каждого из этих интервалов существуют неразличимые значения любого из этих параметров с точки зрения его оценки. Число различимых дискретных значений параметра  $\tau$  определяется как  $n_b = T_s / \Delta \tau$ , а число различимых значений параметра  $\Delta f$  – как  $n_c = F / \Delta f_{\text{и}}$ , где  $\Delta \tau, \Delta f_{\text{и}}$  – периоды дискретизации СлС по времени и частоте. Выбранные периоды дискретизации в два раза больше, чем периоды, соответствующие теореме Котельникова. При этом  $\tau = zT_3$  ( $z = -n_b, \dots, -1, 0, 1, \dots, n_b$ ) – сдвиг ПСП опорного СлС относительно ПСП принимаемого СлС,  $T_3$  – длительность элементарного импульса СлС,  $\Delta f = \frac{\gamma}{T_s}$  ( $\gamma = -n_c, \dots, -1, 0, 1, \dots, n_c$ ) – сдвиг несущей частоты опорного СлС относительно частоты принимаемого СлС. Если ПСП принимаемого СлС сдвигается влево относительно ПСП опорного СлС, то  $z$  принимает отрицательные значения, в противном случае – положительные значения. Соответственно возможны сдвиги несущей частоты принимаемого СлС

в сторону значений, меньших или больших частоты опорного СлС. Начало системы координат на этом рисунке соответствует совпадающим значениям времени задержки и частоты принимаемого СлС и опорного СлС. Таким образом, на рисунке 2 приводится дискретная функция  $|\dot{\chi}(zT_3, \frac{\gamma}{T_s})|$  от безразмерных  $z$  и  $\gamma$ , значения которой соединены непрерывными линиями, соответствующими виду функции  $|\dot{\chi}(\tau, \Delta f)|$  между соседними точками дискретной функции, соответствующими ей. Так же на этом рисунке приведены сечения ДАКФ по оси времени  $|\dot{\chi}(zT_3, 0)|$  и по оси частот  $|\dot{\chi}(0, \frac{\gamma}{T_s})|$ . Первые нулевые значения  $|\dot{\chi}(zT_3, 0)|$  достигаются при  $z = \pm 1$ , в результате чего ширина сечения основного пика ДАКФ по времени составляет  $2T_3 = 2/f_T$ , откуда следует, что точность оценки времени задержки СлС увеличивается при увеличении ширины его спектра, где  $f_T = 1/T_3$  – тактовая частота СлС. Вместе с тем, ширина сечения ДАКФ оси частот определяется значениями  $\gamma = \pm 1$ , при которых  $|\dot{\chi}(0, \frac{\gamma}{T_s})| = 0$ , поэтому ширина ДАКФ по оси частот составит  $2/T_s$ , причем в данном случае  $T_s = T_{\text{нак}} = T_3 N$ , где  $N$  – число элементарных импульсов СлС, энергия которых накапливается в приемнике.

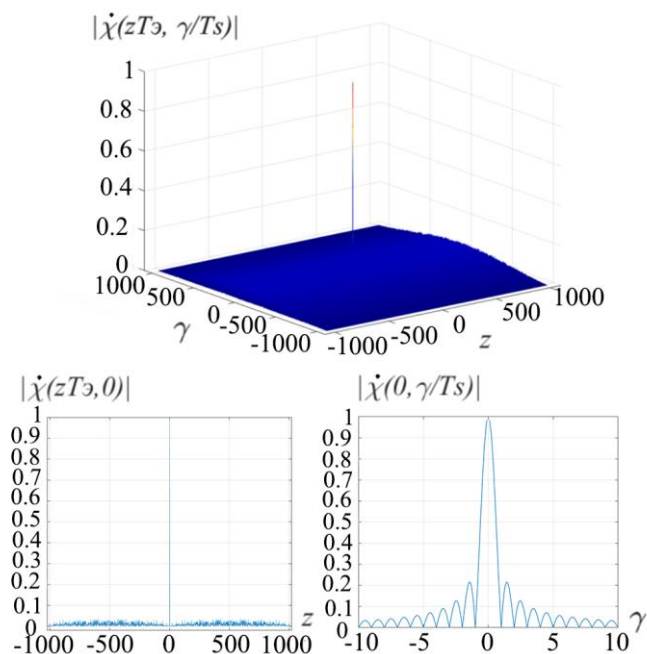


Рисунок 2 – Типичный вид модуля ДАКФ СлС при  $N_s = 1023$  и его сечений по времени и частоте.

Таким образом, с увеличением  $N$  растет и точность оценки частоты СлС. Обычно считается, что если  $\Delta f > 1/3T_{\text{нак}}$ , то вероятность обнаружения СлС мала, поскольку в этом случае уровень полезного сигнала на входе РУ, соответствующего значению ДКФ, существенно меньше его максимально возможного значения. То есть, при больших значениях  $\Delta f$  длительное накопление энергии СлС в данном устройстве не имеет смысла, но при относительно малых  $T_{\text{нак}}$  накопленной энергии может быть недостаточно для обнаружения СлС в требуемой достоверностью. Поэтому необходима перестройка опорной частоты квадратурного приемника с шагом  $1/3T_{\text{нак}}$  в области неопределенности принимаемого СлС по частоте с повторным вычислением ДАКФ.

При обнаружении  $P$  аддитивных копий одного и того же СлС, рассогласованных по частоте и задержке по времени, следует выбрать значение  $T_{\text{нак}}$  таким, чтобы в пределах любой полосы частот  $[f_1 - 1/3T_{\text{нак}}, f_1 + 1/3T_{\text{нак}}]$ ,  $[f_2 - 1/3T_{\text{нак}}, f_2 + 1/3T_{\text{нак}}]$ , ...,  $[f_P - 1/3T_{\text{нак}}, f_P + 1/3T_{\text{нак}}]$

имелась только одна копия принимаемого СлС с неизвестной задержкой по времени, либо совокупность СлС с одинаковыми несущими частотами и разными задержками по времени, где  $f_1, \dots, f_P$  – несущие частоты рассогласованных копий СлС. В этом случае нелинейное преобразование при вычислении  $|\dot{\chi}(0, \Delta f)|$  не приведет к появлению существенных взаимных помех между копиями одного и того же СлС, поскольку в каждый момент времени нелинейному преобразованию подвергается лишь один СлС, и взаимные помехи минимизируются при выборе значения  $T_{\text{нак}}$ . На рисунке 3 приводится вид ДАКФ группового СлС при  $P = 3$ .

Цифровая обработка СлС в устройстве их обнаружения предполагает выделение его комплексной огибающей с последующей ее дискретизацией по времени с тактовой частотой  $f_T = 1/2T_3$ , то есть на каждый элементарный импульс СлС приходится два отсчета, сдвинутых друг относительно друга по времени на  $T_3/2$ . Но две группы отсчетов сигнала, каждая из которых получена при дискретизации по времени через интервалы длительностью  $T_3$ , должны обрабатываться отдельно – каждая в своем цифровом устройстве, а решение об обнаружении СлС должно приниматься по максимальным откликам двух устройств.

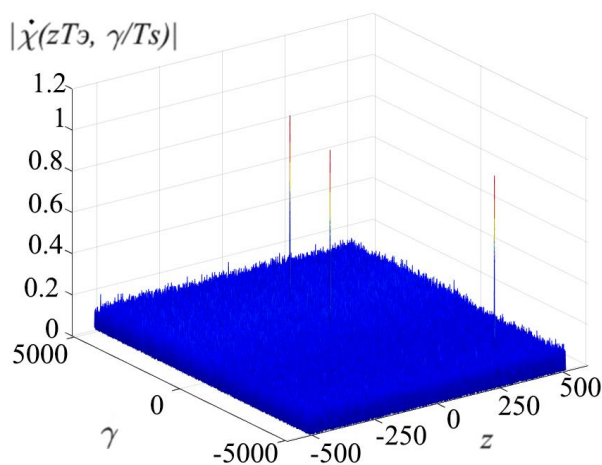


Рисунок 3 – Модуль ДАКФ трех копий СлС, сдвинутых друг относительно друга по частоте и задержке по времени с  $N_3 = 511$

Цифровой алгоритм совместного обнаружения и оценки параметров совокупности СлС: с выходов ФНЧ синфазного и квадратурного каналов приемника, приведенного на рисунке 1, используются аналого-цифровые преобразователи (АЦП) с целью получения дискретных отсчетов функций  $Re[\dot{S}(t)e^{j(2\pi\Delta ft + \Delta\varphi)}] = \cos\Delta\varphi Re[\dot{S}(t)e^{j2\pi\Delta ft}]$  и  $Im[\dot{S}(t)e^{j(2\pi\Delta ft + \Delta\varphi)}] = \sin\Delta\varphi Im[\dot{S}(t)e^{j2\pi\Delta ft}]$  при частоте дискретизации  $f_T = 1/T_3$ . В результате формируются дискретные периодические сигналы  $\mathbf{X}_1$  и  $\mathbf{X}_2$ . После повторной дискретизации с той же тактовой частотой, но со сдвигом по времени на  $T_3/2$ , получают дискретные сигналы  $\mathbf{X}_3, \mathbf{X}_4$ . Далее необходимо вычислить четыре дискретные свертки, которые в матричной интерпретации описываются как:  $\mathfrak{F}_{\text{ц}(1,-1)}\mathbf{X}_{1N}, \mathfrak{F}_{\text{ц}(1,-1)}\mathbf{X}_{2N}, \mathfrak{F}_{\text{ц}(1,-1)}\mathbf{X}_{3N}, \mathfrak{F}_{\text{ц}(1,-1)}\mathbf{X}_{4N}$ , где  $\mathfrak{F}_{\text{ц}(1,-1)}$  – матрица-циркулянт ПСП, использовавшейся при формировании СлС размерности  $N \times N$  в алфавите (1,-1), а  $\mathbf{X}_{1N}, \mathbf{X}_{2N}, \mathbf{X}_{3N}, \mathbf{X}_{4N}$  – векторы, являющиеся отрезками дискретных функций  $\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \mathbf{X}_3, \mathbf{X}_4$  длины  $N$  соответственно. В РУ принимается решение о числе обнаруженных СлС и сдвигах по времени их ПСП относительно ее условно нулевого циклического сдвига после вычисления  $\sqrt{(\mathfrak{F}_{\text{ц}(1,-1)}\mathbf{X}_{1N})^2 + (\mathfrak{F}_{\text{ц}(1,-1)}\mathbf{X}_{2N})^2}$  и  $\sqrt{(\mathfrak{F}_{\text{ц}(1,-1)}\mathbf{X}_{3N})^2 + (\mathfrak{F}_{\text{ц}(1,-1)}\mathbf{X}_{4N})^2}$ . Несущие частоты всех обнаруженных СлС будут находиться в частотном диапазоне  $[f_1 - 1/3T_{\text{нак}}, f_1 + 1/3T_{\text{нак}}]$ ,

$T_{\text{нак}} = NT_3$ , где  $f_1$  – несущая частота опорного СлС, использовавшаяся при выделении комплексной огибающей (см. рисунок 1). Затем необходимо изменить опорную частоту квадратурного приемника на  $1/3T_{\text{нак}}$  и повторить вычисления, описанные выше. Для обнаружения всех копий СлС, рассогласованных по частоте и задержке по времени, необходимо либо последовательно перестраивать опорную частоту квадратурного приемника с шагом  $1/3T_{\text{нак}}$ , либо параллельно формировать опорные частоты с тем же шагом, перекрывая область неопределенности СлС по частоте при параллельном вычислении сверток.

При использовании двоичных ПСП быстрое перемножение ее матрицы-циркулянта на вектор можно реализовать с использованием быстрого преобразования Адамара (БПА), но ПСП, используемые для формирования СлС, могут приводиться к ограниченному набору строк матрицы Уолша-Адамара, поэтому важные значения могут иметь быстрые преобразования в усеченном базисе Уолша-Адамара.

**В втором** разделе рассматривается взаимосвязь задачи синхронизации МП и ПСП Голда с синхронизацией периодического СлС по времени при его обнаружении в приемнике. С целью разработки ускоренных алгоритмов синхронизации ПСП при обнаружении-различении СлС с неизвестными параметрами разрабатываются и исследуются варианты построения матриц-циркулянтов (МЦ) ПСП на основе мультипликативных групп расширенного поля Галуа по модулю неприводимого примитивного полинома, а также варианты приведения этих матриц к полной или усеченной матрице Адамара, либо ее аналогам.

Любая МП с элементами (0,1), сформированная на основе неприводимого примитивного полинома  $f_m(x)$ , может быть представлена в виде вектора-строки  $l_i^n \mathfrak{F}_i = [x_{i,k}, k = 0, \dots, N-1]$ , где  $i = 0, \dots, m-1$  – номер циклического сдвига МП на  $l_i \in \{0, 1, \dots, N-1\}$  символов относительно МП  ${}_0^n \mathfrak{F}_0$  с условно нулевым циклическим сдвигом,  $N = 2^m - 1$  – длина (период) МП,  $m$  – порядок  $f_m(x)$ ,  $n$  – номер выбранного способа упорядочения МП по их циклическим сдвигам. Тогда  $m$  циклических сдвигов МП на  $l_i$ , можно представить в виде матрицы:

$$\mathfrak{F}_{m,n} = \begin{bmatrix} {}_0^n \mathfrak{F}_0 \\ l_1^n \mathfrak{F}_1 \\ \dots \\ l_{m-1}^n \mathfrak{F}_{m-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{0,0} & x_{1,0} & \dots & x_{m-1,0} \\ x_{0,1} & x_{1,1} & \dots & x_{m-1,1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{0,N-1} & x_{1,N-1} & \dots & x_{m-1,N-1} \end{bmatrix} = [\alpha^0 \quad \alpha^1 \quad \dots \quad \alpha^{N-1}], \quad \alpha^k = \mathbf{H}_n \alpha^{k-1}, \quad (2)$$

где  $\mathbf{H}_n$  – сопровождающая матрица полинома  $f_m(x)$ ;  $n = 1, \dots, 4$  – номер варианта его сопровождающей матрицы;  $\alpha^k = [x_{i,k}, i = 0, \dots, m-1]^T$  – столбцы, образующие мультипликативную группу расширенного поля Галуа  $GF(2^m)$ , построенного по модулю  $f_m(x)$ ,  $k = 0, \dots, (N-1)$  – номер элемента группы. В диссертации рассматриваются только два варианта сопровождающих матриц любого неприводимого примитивного полинома:

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & a_0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & a_1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & a_{m-2} \\ 0 & 0 & \dots & 1 & a_{m-1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ a_0 & a_1 & \dots & a_{m-2} & a_{m-1} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

МЦ МП  $\mathfrak{F}_{m,n,c}$  с элементами (0,1), содержащую ее циклические сдвиги на  $l_0, l_1, \dots, l_{m-1}$  символов, а также все остальные сдвиги, не совпадающие с ними, сформируем в соответствии с правилом:

$$\mathfrak{F}_{m,n,c} = \begin{bmatrix} \mathfrak{F}_{m,n} \\ \mathbf{H}_n^m \mathfrak{F}_{m,n} \\ \mathbf{H}_n^{2m} \mathfrak{F}_{m,n} \\ \dots \\ \mathbf{H}_n^{C(N)m} \mathfrak{F}_{m,n} \end{bmatrix}, \quad C(N) = \left( \frac{A(N)}{m} \right) - 1, \quad (4)$$

где  $A(N)$  – число, максимально близкое к  $N$ , делящееся нацело на  $m$  и удовлетворяющее неравенству  $A(N) > N$ . Таким образом,  $\frac{A(N)}{m}$  – это общее число блоков в  $\mathfrak{F}_{m,n,c}$ , содержащих матрицу  $\mathfrak{F}_{m,n}$  или ее преобразование вида  $\mathbf{H}_n^x \mathfrak{F}_{m,n}$ . При  $n = 2$  в  $\mathfrak{F}_{m,2,c}$  в каждом последующем столбце (и строке) МП сдвинута циклически на один символ, по сравнению с предыдущим столбцом (и строкой), поэтому в диссертации  $\mathfrak{F}_{m,2,c}$  названы упорядоченными МЦ МП. В упорядоченных МЦ строки и столбцы с одинаковыми номерами совпадают. В результате этого начальный блок МП  $\mathbf{b}_i = [x_{i,k}, k = 0, \dots, m - 1]$ , находящейся в  $i$ -ой строке упорядоченной МЦ определяется следующим выражением:

$$\mathbf{H}_2^i \alpha^0 = \mathbf{b}_i, \quad (5)$$

После перестановки столбцов при  $\mathfrak{F}_{m,2}$  любым выборе  $\alpha^0$  по возрастанию значений элементов мультипликативной группы поля Галуа  $[\alpha^k]_{10}$ , сформированной на основе  $\mathbf{H}_2$ , получим матрицу  $\mathbf{R}_{ma}$ , строки которой образуют функции Радемахера без элемента с номером ноль. Тогда при таком же преобразовании  $\mathfrak{F}_{m,2,c}$  преобразуется в расширенную матрицу функций Уолша, описываемую следующим выражением:

$$\mathbf{W}_{m,p(1,0)} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{ma} \\ \mathbf{H}_2^m \mathbf{R}_{ma} \\ \mathbf{H}_2^{2m} \mathbf{R}_{ma} \\ \dots \\ \mathbf{H}_2^{C(N)m} \mathbf{R}_{ma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_m \mathbf{R}_{ma} \\ \mathbf{H}_2^m \mathbf{R}_{ma} \\ \mathbf{H}_2^{2m} \mathbf{R}_{ma} \\ \dots \\ \mathbf{H}_2^{C(N)m} \mathbf{R}_{ma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_m \\ \mathbf{H}_2^m \\ \mathbf{H}_2^{2m} \\ \dots \\ \mathbf{H}_2^{C(N)m} \end{bmatrix} \mathbf{R}_{ma}, \quad (6)$$

где  $\mathbf{I}_m$  – единичная матрица размером  $m \times m$ .

Сохранив в матрице  $\mathbf{W}_{m,p(1,0)}$  лишь  $N$  первых строк, можно записать матрицу, состоящую из функций Уолша без нулевого символа при их нумерации от нуля в следующем виде:

$$\mathbf{W}_{m(1,0)} = \mathfrak{F}_{m,1}^T \mathbf{R}_{ma} = \begin{bmatrix} x_{0,0} & x_{1,0} & \dots & x_{m-1,0} \\ x_{0,1} & x_{1,1} & \dots & x_{m-1,1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{0,N-1} & x_{1,N-1} & \dots & x_{m-1,N-1} \end{bmatrix} \mathbf{R}_{ma}, \quad (7)$$

причем все строки матрицы  $\mathfrak{F}_{m,1}^T$  – это элементы мультипликативной группы поля Галуа, построенной на основе матрицы  $\mathbf{H}_1$  с первообразным элементом  $\alpha^0_{\mathbf{H}_1} = [x_{0,0} \ x_{1,0} \ \dots \ x_{m-1,0}]^T = [1 \ 0 \ \dots \ 0 \ 0]^T$ .

Для преобразования любого циклического сдвига МП в функцию Уолша без нулевого символа при их нумерации с нуля надо переставить ее элементарные символы по возрастанию значений элементов мультипликативной группы поля Галуа, построенной на основе сопровождающей матрицы полинома вида  $\mathbf{H}_2$ . При этом важное значение имеет выбор первообразного элемента группы  $\alpha^0_{\mathbf{H}_2}$ , в зависимости от которого данный циклический сдвиг может быть преобразован к любой строке матрицы  $\mathbf{W}_{m(1,0)}$ . Но при заданном  $\alpha^0_{\mathbf{H}_2}$  соответствие между циклическими сдвигами преобразуемой МП и строками матрицы  $\mathbf{W}_{m(1,0)}$  будет взаимно однозначным, то есть МП с абсолютным циклическим сдвигом  $\mathbf{b}$  будет преобразована в последовательность Уолша без нулевого символа при их нумерации с нуля, находящуюся в  $i$ -ой строке матрицы  $\mathbf{W}_{m(1,0)}$ , где  $i$  можно найти, решив уравнение:  $\mathbf{H}_2^i \alpha^0_{\mathbf{H}_2} = \mathbf{b}$ . При этом в строках матрицы

$$\mathbf{W}_{m(1,0)} = \begin{bmatrix} x_{0,0} \mathbf{r}_{0a} \oplus x_{1,0} \mathbf{r}_{1a} \oplus \dots \oplus x_{m-1,0} \mathbf{r}_{(m-1)a} \\ x_{0,1} \mathbf{r}_{0a} \oplus x_{1,1} \mathbf{r}_{1a} \oplus \dots \oplus x_{m-1,1} \mathbf{r}_{(m-1)a} \\ \dots \\ x_{0,N-1} \mathbf{r}_{0a} \oplus x_{1,N-1} \mathbf{r}_{1a} \oplus \dots \oplus x_{m-1,N-1} \mathbf{r}_{(m-1)a} \end{bmatrix}, \quad (8)$$

аналоги функций Радемахера складываются по модулю 2 с весовыми коэффициентами, представляющими собой символы элементов мультипликативной группы поля, построенной на основе сопровождающей матрицы полинома  $\mathbf{H}_1$  с первообразным элементом  $\alpha^0_{\mathbf{H}_1} = [1\ 0 \dots 0\ 0]^T$ . (В (8)  $\oplus$  - обозначение операции суммирования по модулю 2). Таким образом, в  $i$ -ой строке матрицы  $\mathbf{W}_{m(1,0)}$  будет находиться функция Уолша без нулевого символа при их нумерации с нуля, полученная путем суммирования аналогов функций Радемахера с весовыми коэффициентами, равными значениям символов вектора  $\mathbf{x} = \mathbf{H}_1^i \alpha^0_{\mathbf{H}_1}$ . Таким образом, любая  $i$ -я строка матрицы (8)

$$\mathbf{w}_{i(1,0)} = x_{0,i} \mathbf{r}_{0a} \oplus x_{1,i} \mathbf{r}_{1a} \oplus \dots \oplus x_{m-1,i} \mathbf{r}_{(m-1)a}, \quad (9)$$

является функцией Уолша без нулевого символа при их нумерации с нуля, где

$$\begin{bmatrix} x_{0,i} \\ x_{1,i} \\ \dots \\ x_{m-1,i} \end{bmatrix} = \mathbf{H}_1^i \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Произведя замену символов МП в  $\mathfrak{S}_{m,n,\mathbb{Z}}$  по правилу  $0 \rightarrow 1, 1 \rightarrow -1$ , получим:

$$\mathbf{W}_{m(1,-1)} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_0^{x_{0,0}} \cdot \mathbf{r}_1^{x_{1,0}} \cdot \dots \cdot \mathbf{r}_{(m-1)}^{x_{m-1,0}} \\ \mathbf{r}_0^{x_{0,1}} \cdot \mathbf{r}_1^{x_{1,1}} \cdot \dots \cdot \mathbf{r}_{(m-1)}^{x_{m-1,1}} \\ \dots \\ \mathbf{r}_0^{x_{0,N-1}} \cdot \mathbf{r}_1^{x_{1,N-1}} \cdot \dots \cdot \mathbf{r}_{(m-1)}^{x_{m-1,N-1}} \end{bmatrix}, \quad (11)$$

где  $\mathbf{r}_0, \dots, \mathbf{r}_{(m-1)}$  – функции Радемахера с элементами (1,-1) без нулевого символа при их нумерации с нуля. При этом  $i$ -я строка матрицы  $\mathbf{W}_{m(1,-1)}$  задается как

$$\mathbf{w}_{i(1,-1)} = \mathbf{r}_0^{x_{0,i}} \cdot \mathbf{r}_1^{x_{1,i}} \cdot \dots \cdot \mathbf{r}_{(m-1)}^{x_{m-1,i}}, \quad i = 0, \dots, N-1, \quad (12)$$

где степени функций Радемахера по-прежнему рассчитываются по формуле (10).

Дополнив матрицу функций Уолша (11) нулевой строкой при их нумерации с нуля и крайним левым столбцом, состоящими из единиц, получим полный набор ортогональных базисных функций Уолша, способ упорядочения которых в этой матрице (кроме нулевой строки, состоящей лишь из единиц) определяется последовательностью элементов мультипликативной группы поля Галуа по модулю неприводимого примитивного полинома  $f_m(x)$  с коэффициентами  $a_0, a_1, \dots, a_{m-2}, a_{m-1}$  и его сопровождающей матрицей вида  $\mathbf{H}_1$  при первообразном элементе  $\alpha^0_{\mathbf{H}_1} = [1\ 0 \dots 0\ 0]^T$ .

Рассмотрим матрицу  $\mathbf{W}_{m(1,-1)}^T$ . Она состоит из строк, в которых циклические сдвиги МП упорядочены по номеру строки, то есть каждая МП начинается с блока из  $m$  символов, соответствующих двоичному представлению номера строки, в которой она находится в матрице  $\mathbf{W}_{m(1,-1)}^T$ , а по столбцам этой матрицы располагаются функции Уолша, упорядоченные по элементам мультипликативной группы поля Галуа, соответствующей матрице  $\mathbf{H}_1$ . Поэтому перестановка столбцов этой матрицы по возрастанию значений элементов мультипликативной группы поля Галуа, построенной на основе сопровождающей матрицы ее полинома вида  $\mathbf{H}_1$  при первообразном элементе  $\alpha^0_{\mathbf{H}_1} = [1\ 0 \dots 0\ 0]^T$ , приводит эту матрицу к матрице Адамара без нулевых столбца и строки при их нумерации с нуля. В каждой  $i$ -ой строке этой матрицы находится функция Уолша без нулевого символа при их нумерации с нуля

$$\mathbf{w}_{i(1,-1)\text{Ад}} = \mathbf{r}_0^{h_{0,i}} \cdot \mathbf{r}_1^{h_{1,i}} \cdot \dots \cdot \mathbf{r}_{(m-1)}^{h_{m-1,i}}, \quad i = 0, \dots, N-1, \quad (13)$$

где  $h_{0,i}, h_{1,i}, \dots, h_{m-1,i}$  – значения разрядов двоичного представления номера строки  $j$  ( $h_{m-1,i}$  – младший разряд).

МЦ последовательностей Голда были получены при суммировании по модулю два матриц  $\mathfrak{F}_{m,2,\text{ц}}$  двух так называемых предпочтительных МП. Тогда МЦ всего набора последовательностей Голда, соответствующих этим двум предпочтительным МП, кроме них самих, можно описать как:

$$\mathfrak{F}_{m,2,\text{ц},g}(z) = \alpha^0_{1H_2} \mathfrak{F}_{m,2,\text{ц}}^1 \oplus \alpha^{0+z}_{2H_2} \mathfrak{F}_{m,2,\text{ц}}^2 = \begin{bmatrix} \mathfrak{F}_{m,2}^1 \oplus \mathfrak{F}_{m,2}^2 \\ H_{21}^m \mathfrak{F}_{m,2}^1 \oplus H_{22}^m \mathfrak{F}_{m,2}^2 \\ H_{21}^{2m} \mathfrak{F}_{m,2}^1 \oplus H_{22}^{2m} \mathfrak{F}_{m,2}^2 \\ \dots \\ H_{21}^{C(N)m} \mathfrak{F}_{m,2}^1 \oplus H_{22}^{C(N)m} \mathfrak{F}_{m,2}^2 \end{bmatrix}, z = 0, \dots, N-1, \quad (14)$$

где  $\alpha^0_{1H_2}$  и  $\alpha^0_{2H_2}$  – первообразные элементы мультипликативных групп предпочтительных полиномов,  $\mathfrak{F}_{m,2}^1$  – матрица из  $m$  циклических сдвигов первой предпочтительной МП, построенная на основе сопровождающей матрицы  $H_{21}$  ее неприводимого примитивного полинома,  $\mathfrak{F}_{m,2}^2$  – соответствующая матрица для второй предпочтительной МП, построенная на основе сопровождающей матрицы  $H_{22}$  ее неприводимого примитивного полинома. В индексах обозначений сопровождающих матриц  $H_{21}$  и  $H_{22}$  первый символ 2 указывает на то, что рассматриваются матрицы вида  $H_2$ , а второй символ 1 или 2 – на отношение матрицы к первому или второму предпочтительному полиному. Очевидно, что столбцы первых  $m$  строк матрицы (14) представляют собой суммы степеней первообразных элементов двух мультипликативных групп, то есть

$$\mathfrak{F}_{m,2}^1 \oplus \mathfrak{F}_{m,2}^2 = \alpha^k_{1H_2} + \alpha^k_{2H_2}, k = 0, \dots, N-1, \quad (15)$$

и значения  $[\alpha^k_{1H_2} + \alpha^k_{2H_2}]_{10}$  могут совпадать для разных  $k$ . Кроме того, в (14) возможно появление элементов, состоящих лишь из нулей, то есть сумма изоморфных максимальных мультипликативных групп двух разных полей Галуа не образует мультипликативную группу.

Преобразовав символы  $\alpha^k_{1H_2} + \alpha^k_{2H_2}$  по правилу  $0 \rightarrow 1, 1 \rightarrow -1$  и переставив столбцы (14) по возрастанию  $[\alpha^k_{1H_2} + \alpha^k_{2H_2}]_{10}$ , одновременно суммируя одинаковые их значения и заменяя отсутствующие элементы нулями, получим функции, у которых имеются символы, отличные от 1 или -1, а также символы с нулевыми значениями. Но первые  $m$  строк полученной матрицы-циркулянта последовательности Голда, преобразованные по вышеописанному правилу, являются аналогами функций Радемахера, то есть их символы совпадают с соответствующими символами функций Радемахера по знаку. Но остальные строки исходной матрицы-циркулянта не приводятся к аналогам функций Уолша без нулевого символа при их нумерации с нуля. Но они могут приведены к аналогам функций Радемахера при выборе соответствующих первообразных элементов мультипликативных групп. То есть выбрав  $\alpha^0_{1H_2}$  и  $\alpha^0_{2H_2}$  и переставив столбцы матрицы-циркулянта кода Голда по возрастанию  $[\alpha^k_{1H_2} + \alpha^k_{2H_2}]_{10}$ , преобразуем первые ее  $m$  строк к матрице аналогов функций Радемахера. Но если столбцы этой матрицы переставлять начиная с элемента  $\alpha^m_{1H_2} + \alpha^m_{2H_2}$ , то к аналогам функций Радемахера преобразуются вторые  $m$  строк матрицы-циркулянта кода Голда. При перестановке начиная с  $\alpha^{2m}_{1H_2} + \alpha^{2m}_{2H_2}$  преобразуем следующие  $m$  строк и т.д. Ускоренная синхронизация ПСП Голда может быть произведена при использовании быстрого преобразования в усеченном базисе Уолша-Адамара, состоящем только из функций Радемахера, который был разработан в диссертации. Выигрыш в числе элементарных арифметических операций  $I(m)$  разработанного алгоритма синхронизации ПСП Голда, по сравнению с традиционным корреляционным алгоритмом, иллюстрируется на рисунке 4,  $m$  – порядок полиномов.

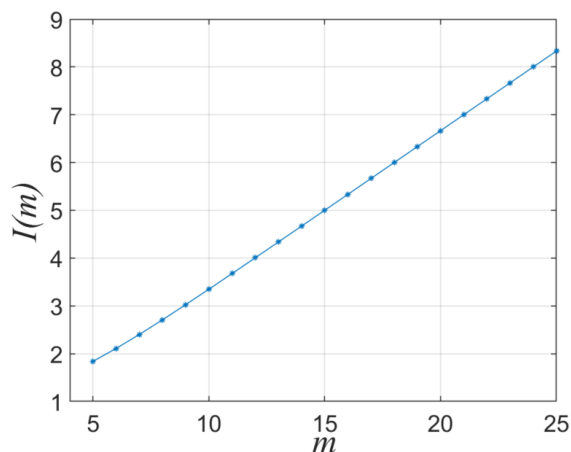


Рисунок 4 – Выигрыш в числе элементарных арифметических операций при ускоренном перемножении матрицы функций Радемахера и вектора, по сравнению с простым перемножением.

На основе многочисленных примеров в диссертации показано, что вышеописанные преобразования ПСП Голда позволяют быстро вычислить ее периодическую автокорреляционную функцию (ПАКФ), являющуюся сечением ДАКФ по времени. Во втором разделе диссертации разработана также универсальная структурная схема устройства синхронизации МП и ПСП Голда, а также схемы генерирования мультипликативных групп полей Галуа, необходимые для реализации необходимых алгоритмов перестановки элементарных символов синхронизируемых ПСП с целью преобразования их в функции Уолша или их аналоги.

**В третьем** разделе рассматривается совместная работа устройств обнаружения (поиска) слабых шумоподобных сигналов и устройств слежения за изменением их параметров при заданной точности конечной оценки этих параметров с формированием копий принимаемых сигналов в квазикогерентном приемнике при многоэтапной параллельно-последовательной процедуре обнаружения и синхронизации, а также вырабатывается критерий качества синхронизации и производится его анализ на примере спутниковой радиосистемы.

Информация о грубых значениях параметров всех СлС, обнаруженных в устройстве ускоренного обнаружения (УОСлС), вводится в устройство выделения квазикогерентных опорных СлС (УВКОСлС) с помощью схемы захвата (СЗ) (см. рисунок 5). В УВКОСлС производится более точная оценка и слежение за задержками по времени и несущими частотами всех обнаруженных в УОСлС сигналов с помощью пар ФАПЧ и АПВ с перекрёсными связями, каждая из которых которая по одному обнаруженному СлС. Для идентификации режима слежения в соответствующих устройствах используется схема подтверждения (СхП). Она инициирует процедуру обнаружения СлС заново в случае, если он был обнаружен в УОСлС, но не произошел его захват в УВКОСлС, либо если произошел срыв слежения за его параметрами. На рисунке 5 показано также устройство обработки информационных сигналов (УОИС) когерентного типа, так как по результатам работы канала синхронизации (КС) могут формироваться когерентные опорные информационные сигналы (ИНФ).



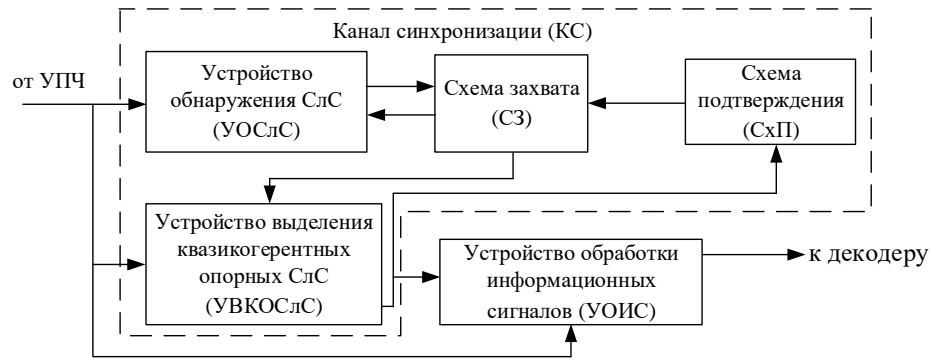


Рисунок 5 – Обобщенная схема приемника совокупности шумоподобных СлС

С учетом вышесказанного, полагая, что в приемнике вычисляется цифровая свертка опорного и принимаемого СлС, представим УОСлС для одного СлС (то есть УОСлС1) в виде, показанном на рисунке 6 а). Из анализа этого рисунка следует, что генератор опорной частоты (ГОЧ1) формирует гармонический сигнал частоты  $f_{оп1} = f_1 + \Delta f_1$ , а на выходе ФНЧ1 (рисунок 6 а)) формируется функция  $Re[\dot{S}(t)\exp(j2\pi\Delta f t + \Delta\varphi)]$ , на выходе ФНЧ2 – функция  $Im[\dot{S}(t)\exp(j2\pi\Delta f t + \Delta\varphi)]$ , где  $\Delta f$  – разница между  $f_{оп1}$  и несущей частотой входного СлС  $s(t)$ , а  $\Delta\varphi$  – случайный сдвиг фазы между сигналами этих частот. Далее производится дискретизация этих сигналов по времени с помощью АЦП с тактовой частотой  $f_T = 1/T_3$ , вырабатываемой тактовым генератором (ТГ). Но согласно теореме Котельникова, частота дискретизации данного сигнала по времени должна быть в два раза больше  $f_T$ . В данном случае повышение этой частоты обеспечивается повторной дискретизацией этого же сигнала, но со сдвигом по времени на  $T_3/2$ . Затем вычисляются дискретные свертки отсчетов синфазной и квадратурной составляющих принимаемого СлС и опорной ПСП, на основе которой он сформирован, в устройствах свертки ПСП (УСПСП). При этом УСПСП1-УСПСП4 – это одно и то же устройство, вычисляющее дискретную свертку синфазной (УСПСП1 и УСПСП3) и квадратурной (УСПСП2 и УСПСП4) составляющих комплексной огибающей входного СлС с опорной ПСП, но в УСПСП3 и УСПСП4 отсчеты входного СлС сдвинуты на  $T_3/2$  относительно его отсчетов в УСПСП1 и УСПСП2.

Необходимо учитывать, что  $f_T$  не может быть точно равна тактовой частоте принимаемого СлС из-за нестабильностей ТГ как на приемной, так и на передающей стороне, что неминуемо приведет к так называемому проскальзыванию, когда соседние отсчеты СлС в любом АЦП будут приходиться на один и тот же его элементарный импульс, либо один импульс будет пропущен. Но очевидно, что благодаря повторной дискретизации принимаемого СлС со сдвигом по времени на  $T_3/2$  проскальзывание не может произойти в АЦП1 и АЦП2 одновременно с таким же событием в АЦП3 и АЦП4. Таким образом, проблема проскальзывания из-за нестабильности ТГ частично решается повторной дискретизацией принимаемого СлС. Но длительность СлС, энергия которого может накапливаться в УСПСП  $T_{нак}$ , ограничивается длительностью промежутка времени между соседними проскальзываниями. Очевидно, это время будет соответствовать длине ПСП, равной  $\delta^{-1}$ , где  $\delta$  – максимальное относительное отклонение частоты ТГ от ее номинального значения. Тогда длина ПСП, обрабатываемая в устройстве свертки, теоретически может составлять несколько сотен тысяч, поскольку  $\delta$  в современных радиосистемах обычно не менее  $10^{-5} \dots 10^{-6}$ . Таким образом, казалось бы, можно выбрать значение  $T_{нак}$  таким, чтобы обеспечить отношение сигнал/шум на выходе УСПСП достаточным для обнаружения СлС с любыми заданными значениями вероятности правильного обнаружения  $p_{обн}$  и ложной тревоги  $p_{лт}$ . Но в действительности, если рассогласование по частоте сигнала с выхода ГОЧ1 и принимаемого СлС больше, чем  $1/3T_{нак}$ , то он не будет обнаружен из-за отсутствия сигнала на выходе устройства

цифровой свертки. Значение  $T_{\text{нак}}$  ограничивается также требованиями к сложности или длительности времени ее вычисления.

Если энергии СлС длительностью  $T_{\text{нак}}$  не достаточно для его обнаружения с заданными  $p_{\text{обн}}$  и  $p_{\text{лт}}$ , можно использовать цифровое последетекторное накопление энергии некоторого числа СлС с этой длительностью в энергетическом цифровом накопителе (НЦ), показанном на рисунке б а), где в решающем устройстве (РУ1) принимается решение о превышении сигналом порогового уровня, то есть происходит дополнительное квантование сигнала на два уровня. Затем с помощью набора счетчиков (Сч) подсчитывается число превышений порогового уровня РУ1 в течение некоторого промежутка времени, соответствующего числу накапливаемых СлС длительностью  $T_{\text{нак}}$ . При этом число Сч равно длине ПСП  $N$ , соответствующей  $T_{\text{нак}}$ , а разрядность каждого из них определяется числом импульсов СлС с длительностью  $T_{\text{нак}}$ , энергию которых необходимо накопить. Таким образом, рассматривается два варианта накопления энергии СлС – с помощью вычисления его свертки и некогерентное накопление с помощью цифрового энергетического накопителя. Эффективность последнего варианта объясняется существенным увеличением отношения сигнал/шум на входе РУ1, по сравнению со входом приемника, из-за использования цифровой свертки принимаемого СлС. Отметим, что НЦ не позволяет повысить точность оценки параметров принимаемого СлС, а лишь улучшить вероятностные характеристики его обнаружения.

Рассмотрим возможность обнаружения  $P$  аддитивных копий одного и того же СлС, рассогласованных по частоте и задержке. При этом будем учитывать, что ширина сечения ДАКФ СлС по частоте составляет  $1/T_{\text{нак}}$ , в результате чего можно обеспечить эффективное накопление энергии только тех СлС, разность несущих частот которых и  $f_{\text{оп1}}$ , то есть  $\Delta f$ , не больше  $1/3T_{\text{нак}}$ .

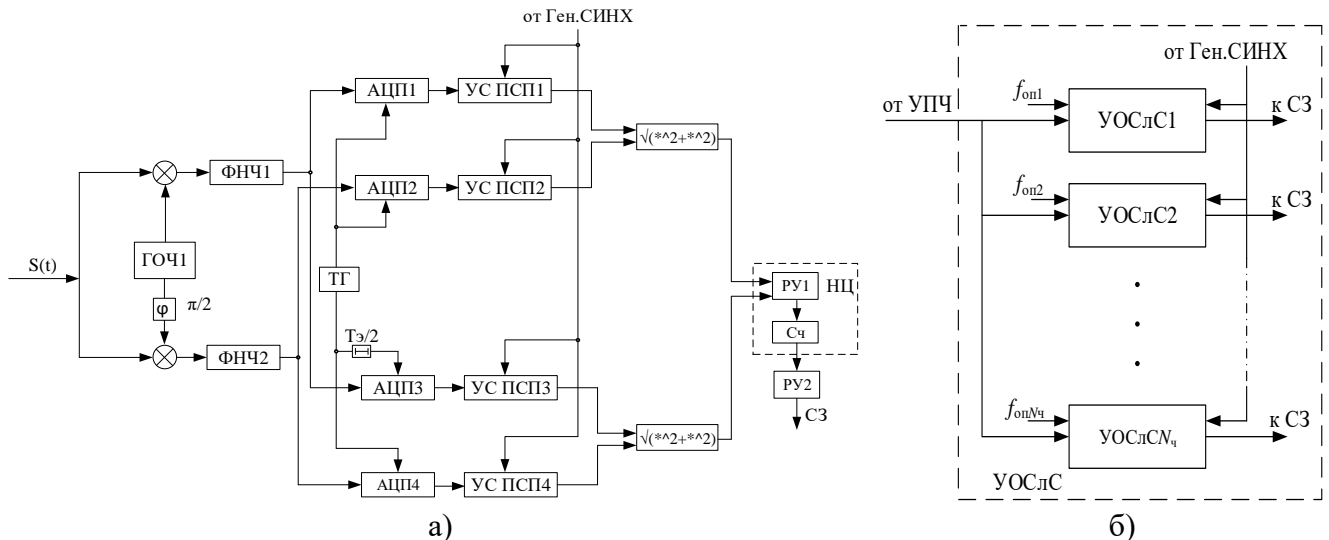


Рисунок 6 – Функциональная схема УОСлС а) и структурная схема УОСлС, предназначенных для обнаружения совокупности СлС, рассогласованных по частоте и временной задержке б)

В конечном итоге следует выбрать значение  $T_{\text{нак}}$  таким, чтобы в пределах полосы частот  $[f_{\text{оп1}} - 1/3T_{\text{нак}}, f_{\text{оп1}} + 1/3T_{\text{нак}}]$  имелась только одна копия принимаемого СлС с неизвестной задержкой по времени, либо совокупность СлС с одинаковыми несущими частотами и разными задержками по времени. В этом случае нелинейное преобразование при вычислении квадратного корня из суммы квадратов синфазной и квадратурной составляющих результирующего сигнала не приводит к появлению существенных взаимных помех между копиями одного и того же СлС, поскольку фактически в каждый момент времени данному преобразованию подвергается лишь один СлС, а взаимные помехи между копиями минимизируются при выборе значения  $T_{\text{нак}}$ . Для

обнаружения всех копий СлС, рассогласованных по частоте и задержке по времени, необходимо либо последовательно перестраивать  $f_{оп1}$  с шагом  $1/3T_{нак}$ , либо параллельно формировать опорные частоты с тем же шагом, перекрывая область неопределенности СлС по частоте. В последнем случаях необходимо одновременно использовать УОСлС1, УОСлС2..., УОСлС $N_q$ , число которых  $N_q$  соответствует числу формируемых опорных частот  $f_{оп1}, f_{оп2}, \dots, f_{опN_q}$ . Структурная схема УОСлС для этого случая представлена на рисунке 6 б). Таким образом, в УОСлС реализуется грубая оценка задержек по времени несущих частот СлС с точностью  $1/(3T_{нак})$  и их задержек по времени с точностью  $T_3$ .

Вероятностные характеристики обнаружения совокупности СлС, рассогласованных по частоте и временной задержке, можно повысить, если увеличить  $T_{нак}$ . Данное обстоятельство иллюстрируется с помощью рисунка 7, где показаны результирующая ДАКФ четырех копий одного и того же СлС при двух значениях параметра  $T_{нак}$ . Отметим, что с целью обнаружения СлС, формируемых на основе разных по структуре ПСП, необходимо последовательно перестраивать УСПСП данного УОСлС, либо параллельно использовать УОСлС, согласованные с разными по структуре СлС. Эффективность данного устройства в существенной степени зависит от длительности времени вычисления цифровой свертки в УСПСП. Самый существенный выигрыш по числу элементарных математических операций, равный  $N/m$ , будет при использовании периодических МП, по сравнению с традиционным способом вычисления свертки, где  $N$  – длина ПСП, соответствующая  $T_{нак}$ , а  $m$  – глубина памяти ПСП. На практике такой выигрыш по длительности времени вычисления свертки может достигать нескольких десятков секунд. В любом случае отрезок ПСП сначала записывается в ОЗУ, после чего ускоренно вычисляется его свертка с опорной ПСП и фиксируется время вычисления, затем производится экстраполяция по времени обнаруженного фрагмента ПСП на сигнал канала связи с учетом ее возможной погрешности (см. диссертацию). При достаточно высокой эффективности УСПСП, которая, кроме алгоритма ускоренного вычисления свертки, зависит еще и от быстродействия используемых цифровых сигнальных процессоров (ЦПОС), возможно и не потребуется последетекторное цифровое накопление энергии принимаемых СлС.

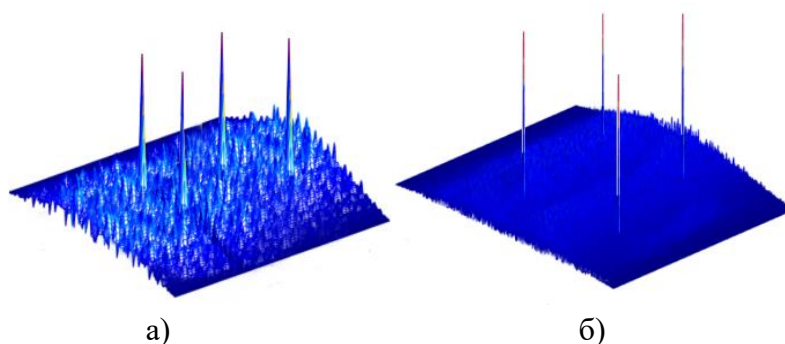


Рисунок 7 – Результирующие ДАКФ четырех рассогласованных копий одного и того же СлС для двух значений  $T_{нак}$ ; рисунок а) построен для значения  $T_{нак}$ , меньшего, чем рисунок б).

В случае обнаружения в УОСлС совокупности копий различных по структуре СлС, каждый из которых излучается на своей (одной) несущей частоте, необходимо использовать один комплект схем поисковых ФАПЧ и АПВ, работающих с перекрестными связями, для каждой обнаруженной копии. Учитывая, что структура КС для варианта обнаружения совокупности двоичных ФМн СлС достаточно очевидна, рассмотрим случай, когда в УОСлС обнаружена совокупность дискретных частотных сигналов с фазовой манипуляцией (ДСЧ-ФМн) СлС. Тогда для каждого такого СлС УВКОСлС состоит из четырех поисковых схем ФАПЧ, которые работают совместно с одной схемой АПВ, как это показано на рисунке 8. На вход схемы АПВ, кроме



Второй этап поиска параметров частоты и задержки СлС по времени реализуется в УВКОСлС путем дискретной перестройки частоты ГУН поисковой ФАПЧ в полосе частот с шириной  $F_2$ . При этом ширина полосы частот петлевого фильтра  $\Delta f_{\text{ФАПЧ2}}$  выбирается в несколько раз меньшей  $F_2$ , а общее число анализируемых частотных интервалов составит  $z_2 = F_2/\Delta f_{\text{ФАПЧ2}}$ . Далее, выбирается начальная частота ГУН в первом частотном интервале с шириной полосы частот  $\Delta f_{\text{ФАПЧ2}}$ , а подтверждением того, что частота принимаемого СлС не более чем на  $\Delta f_{\text{ФАПЧ2}}$  отклоняется от выбранной частоты ГУН и схема ФАПЧ находится в режиме синхронизма, является превышение порогового уровня в  $\text{РУ}_{\text{СхП}}$ . Но если превышение порога не произошло, и режим синхронизма отсутствует – значение частоты ГУН перестраивается на  $\Delta f_{\text{ФАПЧ2}}/2$ , и анализируется следующий интервал частот с шириной  $\Delta f_{\text{ФАПЧ2}}$ . В случае, если обнаружение СлС не произошло ни в одном из частотных интервалов, считается, что в УОСлС произошла ложная тревога, и СхП подает соответствующий сигнал в СЗ, которая вновь инициирует первый этап поиска СлС, после чего повторяется второй этап. Но если в каком-то из частотных интервалов был обнаружен СлС – инициируется третий этап поиска, при котором общая ширина области неопределенности СлС по частоте составляет  $F_3 = F_2/z_2$ , а ширина полосы пропускания петлевого ФНЧ  $\Delta f_{\text{ФАПЧ3}}$  выбирается в несколько раз меньшей  $F_3$ . Кроме того, пропорционально увеличивается пороговый уровень в  $\text{РУ}_{\text{СхП}}$  с целью уменьшения вероятности ложной тревоги. Очевидно, что второй и третий этапы поиска, а при необходимости последующие его этапы, сопровождаются уменьшением ширины полосы пропускания петлевого фильтра  $\Delta f_{\text{ФАПЧ}}$ , что повышает помехоустойчивость ФАПЧ и точность оценки частоты СлС. Но уменьшение  $\Delta f_{\text{ФАПЧ}}$  ограничивается необходимостью отслеживать изменение частоты принимаемого СлС. Таким образом, точность оценки частоты СлС и минимальная ширина полосы пропускания петлевого фильтра, равно как число этапов поиска СлС, задаются заранее при учете динамики изменения его частоты. Законченный цикл обнаружения и оценки параметров СлС с заранее известной точностью соответствует ситуации его обнаружения на последнем этапе поиска в последнем частотном интервале, анализируемом ФАПЧ. Но на любом из этапов поиска может произойти пропуск или ложная тревога, что будет обнаружено с помощью СхП, и СЗ инициирует вновь первый этап поиска. Таким образом, длительность времени обнаружения и оценки параметров СлС с заданной точностью является случайной величиной, поскольку длительность времени цикла является случайной. Поэтому показателем эффективности работы КС является средняя максимальная длительность времени до начала слежения за несущими частотами и задержками по времени всех СлС, присутствующих на его входе, а также вероятностные характеристики оценки их параметров с заранее заданной точностью, то есть  $\overline{T_{\text{max}}} = \overline{T_{\text{ц}}} \overline{N_{\text{ц}}}$ , где  $\overline{T_{\text{ц}}}$  – средняя длительность одного цикла поиска;  $\overline{N_{\text{ц}}}$  – среднее число таких циклов, которые пришлось реализовать с целью обнаружения СлС при заранее заданных значениях вероятностных характеристик этого обнаружения (вероятности правильного обнаружения  $p_{\text{обн}}$  и ложной тревоги  $p_{\text{лт}}$ ).

Для расчета  $\overline{T_{\text{max}}}$  по методике, разработанной в диссертации, необходимо задать точность оценки параметров СлС, то есть размеры минимального частотно-временного интервала, анализируемого устройством, а также общую вероятность правильного обнаружения СлС  $p_{\text{обн}}$  и ложной тревоги  $p_{\text{лт}}$ . Кроме того, при известной ширине области неопределенности обнаруживаемого СлС по частоте и задержке по времени необходимо выбрать максимальное число этапов обнаружения в каждом цикле  $Z$ , а также число последовательно анализируемых интервалов  $z_i$  на каждом этапе, начиная со второго этапа, где  $i = 1, \dots, z_i$  – номер частотно-временного интервала. При этом, если считать, что при выборе длительности времени накопления

энергии СлС в СхП и выборе порогового уровня в  $РУ_{СхП}$  удастся обеспечить одинаковые значения  $p_{обн.i}$  и  $p_{лт.i}$  в каждом частотно-временном интервале, то можно задавать заранее не  $p_{обн}$  и  $p_{лт}$ , а  $p_{обн.i}$  и  $p_{лт.i}$  при приемлемых значениях  $p_{обн}$  и  $p_{лт}$  и учете взаимосвязи этих параметров обнаружения (см. диссертацию). Например, если  $Z = 5$ , число процедур последовательного анализа на каждом этапе составляет три-четыре, начиная со второго этапа, можно получить:  $p_{обн} \approx 0.95$  при выборе  $p_{лт.i} = 10^{-6}$ . В этом случае  $p_{лт} \approx 10^{-6}$ , а  $p_{обн.i} \approx 0.99$ . При этом длительность времени накопления энергии СлС на любом частотно-временном интервале должна быть такой, чтобы выполнялось неравенство  $p_{лт.i} \leq 10^{-6}$ , поскольку в противном случае  $p_{обн}$  будет меньше 0.7. Так же в работе показано, что при увеличении  $Z$  с одновременным увеличением от этапа к этапу порогового уровня в СхП удастся стабилизировать  $p_{лт}$ , и даже возможно обеспечить ее уменьшение, но при этом возрастает вероятность пропуска СлС. Для стабилизации последнего необходимо уменьшать  $p_{лт.i}$ , при увеличении длительности накопления энергии СлС при анализе каждого частотно-временного интервала при соответствующем увеличении порогового уровня в СхП.

Опуская вывод формул и подробный поэтапный расчет  $\overline{T_{max}}$  для спутниковой системы с ретранслятором на геостационарной орбите, изложенный в тексте диссертации, приведем его результат в зависимости от значений  $Z$  и  $z_i$  при  $p_{обн.i} = 0.99$ ,  $p_{лт.i} = 10^{-6}$ ,  $i = 1, \dots, Z$ ,  $\overline{N}_{ц} = 1$ . Предполагалось, что начальная ширина области неопределенности обнаруживаемого СлС по частоте составляет 10кГц, а минимальная ширина интервала по частоте равна 250 Гц, что соответствует скорости изменения частоты обнаруживаемого сигнала из-за нестабильности положения ретранслятора на геостационарной орбите не более 100Гц/с. При этом предполагалось, что УОСлС реализовано на ЦПОС с быстродействием порядка миллиарда элементарных арифметических операций в секунду. Полученные зависимости  $\overline{T_{max}}$  от  $z_i$  при отношении мощности шума к мощности СлС на входе устройства  $k_{ш} = 0.1$  и  $0.01$  показаны на рисунке 9, где имеется дополнительная шкала оси абсцисс, на которой указано общее число этапов цикла поиска при выборе числа частотных интервалов, анализируемых в ФАПЧ на каждом этапе. Подчеркнем, что  $\Delta f_{ФАПЧ.Z}$  в любом случае не превышает 250Гц. В итоге, если  $z_i$  меняется от 3 до 11, то значение  $Z$  не меняется, и равно 3. Значения  $\overline{T_{max}}$ , выделенные на рисунке 9 звездочками, соответствуют  $Z = 3$ ,  $z_1 = 3$ ,  $z_2 = 4$ ,  $z_3 = 5$ , то есть разным значениям  $z_i$ , и они никак не связаны с кривыми, приведенными на этом рисунке. Прямая горизонтальная линия со звездочками на рисунке 9 соответствует случаю последовательного корреляционного поиска данного СлС при последовательном анализе частотно-временных интервалов с длительностью  $T_9/10$  и шириной по частоте 250 Гц.

Таким образом, средняя максимальная длительность времени обнаружения (поиска) и синхронизации СлС рассчитывается при условии, что значения его несущей частоты и задержки по времени соответствуют последнему частотно-временному интервалу с минимальными размерами, анализируемому в вышеописанном устройстве. Ширина этого интервала по времени составляет десятые доли длительности его элементарного импульса, независимо от ширины его спектра, что соответствует потенциальной точности работы кольца АПВ. Ширина минимального интервала по частоте определяется динамикой изменения частоты СлС, причем независимо от высоты орбиты спутникового ретранслятора она обычно не превышает 250...300 Гц/с.

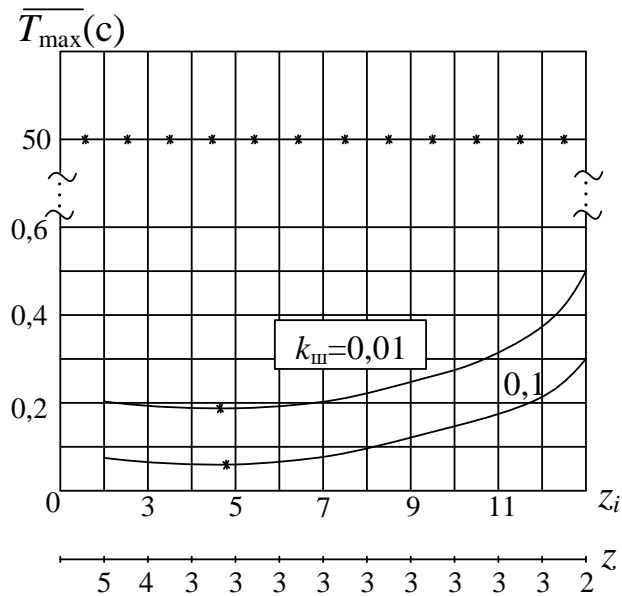


Рисунок 9 – Длительность времени поиска и синхронизации СлС при многоэтапном параллельно-последовательном поиске от числа частотных интервалов, анализируемом на каждом этапе цикла.

В случае, если ретранслятор находится на геостационарной орбите, скорость изменения частоты не превышает 100 Гц/с. Поскольку от этой скорости зависит величина динамической ошибки ФАПЧ, то задав ее допустимое значение, можно определить минимально допустимую ширину полосы пропускания петлевого фильтра.

**В четвертом** разделе разработана методика расчета ДАКФ СлС на частотно-временной плоскости, соответствующей области ее определения, при учете возможности формирования СлС на основе ПСП разных типов, а также проведено исследование параметров функций распределения боковых пиков ДАКФ, являющихся случайными величинами при неизвестных частоте и задержке СлС по времени. Результаты этого исследования использовались при расчете вероятностных характеристик обнаружения СлС с неизвестными параметрами.

Показано, что сечение ДАКФ по частоте у двоичного фазоманипулированного (ФМн) СлС с прямоугольной формой огибающей элементарного импульса с учетом того, что  $\Delta f = \frac{\gamma}{T_s}$  и  $\tau = 0$ , то есть при отсутствии сдвига по времени опорного СлС относительно принимаемого, и наличии только частотного сдвига  $\Delta f$  между ними, имеет вид:

$$\dot{\chi}(0, \Delta f) = e^{j\pi\Delta f T_s} \frac{\sin(\pi\Delta f T_s)}{\pi\Delta f T_s}, \quad (16)$$

то есть  $|\dot{\chi}(0, \Delta f)| = |Re[\dot{\chi}(0, \Delta f)]|, Im[\dot{\chi}(0, \Delta f)] = 0$ . Типичные виды таких сечений при  $T_s = N_3 T_3$ ,  $N_3 = 31$  и  $127$  показаны на рисунке 10, где  $N_3$  – количество элементарных импульсов СлС на длительности времени  $T_s$ . Из анализа этого рисунка следует, что ширина основного пика сечения ДАКФ СлС по частоте при отсутствии рассогласования по времени ( $\tau = 0$ ) равняется  $2/T_s$ , и обратно пропорциональна длительности времени накопления его энергии в корреляторе. Вид этого сечения ДАКФ не зависит от типа ПСП, использовавшейся при формировании СлС.

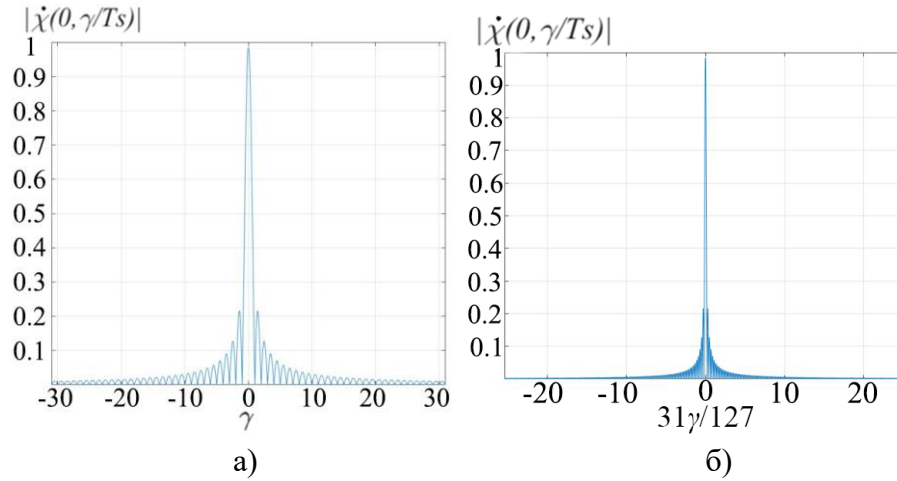


Рисунок 10 – Сечения ДАКФ СлС по частоте (при  $\tau = 0$ ) для  $N_3 = 31$  а) и 127 б).

Любое сечение ДАКФ СлС по времени при произвольном  $\Delta f$  описывается выражениями:

$$Re[\dot{\chi}(zT_3, \Delta f)] = \frac{1}{N} \frac{\sin(\pi\Delta f T_3)}{\pi\Delta f T_3} \sum_{i=1}^{N_3} c_{i,z} \cos[(i - 1/2)2\pi\Delta f T_3], \quad (17)$$

$$Im[\dot{\chi}(zT_3, \Delta f)] = \frac{1}{N} \frac{\sin(\pi\Delta f T_3)}{\pi\Delta f T_3} \sum_{i=1}^{N_3} c_{i,z} \sin[(i - 1/2)2\pi\Delta f T_3]. \quad (18)$$

Формирование символов  $c_{i,z}$  можно проиллюстрировать с помощью рисунка 11, где  $d_i = \pm 1$  – символы ПСП, использовавшейся при формировании СлС.

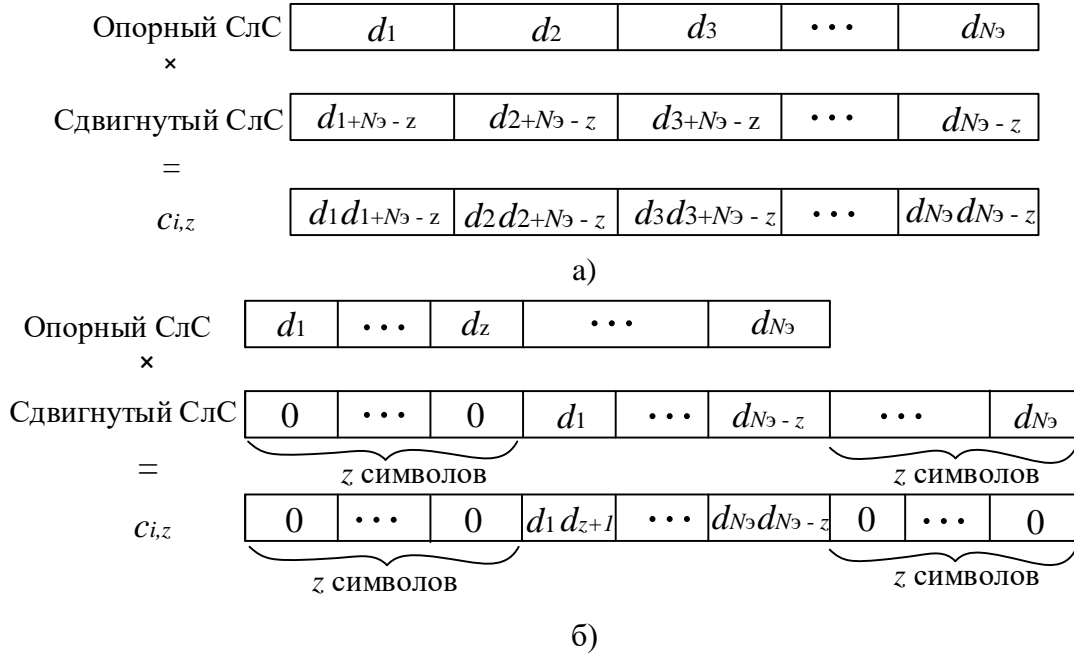


Рисунок 11 – Формирование символов  $c_{i,z}$  при периодическом излучении опорного и принимаемого СлС а) и аperiodическом излучении при  $N_{пов} = 1$  б).

Результаты расчета действительной и мнимой частей ДАКФ СлС в аperiodическом режиме излучения при  $N_{пов} = 1$  и  $N_3 = 511$  показаны на рисунке 12 и 13. Для его формирования использовался неприводимый примитивный полином  $f(x) = x^9 + x^5 + 1$ . Из анализа этих рисунков следует, что у мнимой части ДАКФ СлС отсутствует центральный пик, поэтому часто вычисляют только ее действительную часть. Но необходимо учитывать, что при наличии еще и фазового сдвига  $\Delta\varphi$  несущих частот опорного и принимаемого СлС действительная часть ДАКФ уменьшается пропорционально  $\cos\Delta\varphi$ , а у мнимой части ДАКФ появляется центральный пик, значение которого пропорционально  $\sin\Delta\varphi$ . Поэтому при значительных неизвестных, и тем более,



случайных фазовых рассогласованиях несущих частот опорного и принимаемого СлС вычисляют модуль или квадрат ДАКФ, которые не зависят от  $\Delta\varphi$ .

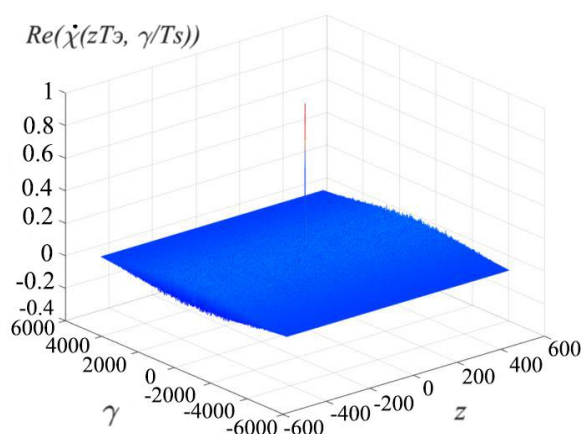


Рисунок 12 – Действительная часть ДАКФ СлС, сформированного на основе МП с  $N_s = 511$

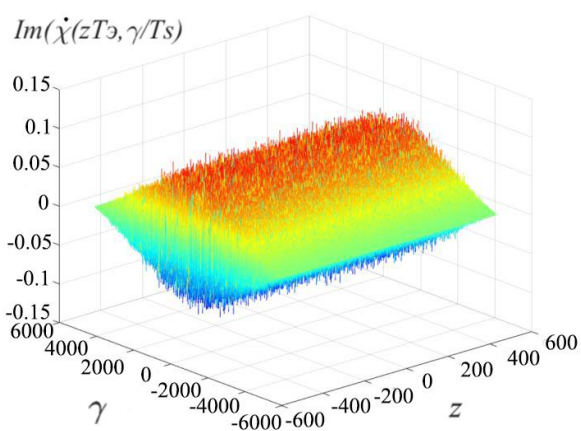


Рисунок 13 – Мнимая часть ДКФ СлС, сформированного на основе МП с  $N_s = 511$ .

В диссертации разработана методика расчета модуля ДАКФ двоичных ФМн СлС, которая позволила выявить аналитическую взаимосвязь ее значений со значениями боковых пиков автокорреляционных функций используемых ПСП. На основе этого было показано, что при гауссовской аппроксимации боковых пиков периодических и аperiodических автокорреляционных функций (ПАКФ и АПАКФ) используемых ПСП квадрат боковых пиков ДАКФ описывается гауссовским законом распределения, а модуль боковых пиков – законом Релея-Райса. Были получены аналитические выражения для параметров этих распределений, а также проведено их исследование при компьютерном моделировании ДАКФ в результате непосредственного расчета параметров соответствующих законов распределения. Результаты компьютерного моделирования подтверждены с помощью расчетов при известных значениях дисперсий боковых пиков ПАКФ и АПАКФ разных типов ПСП. Полученные результаты использовались при разработке методики расчета эффективности совместного обнаружения и оценки параметров периодического шумоподобного СлС с учетом ограничений на длительность ПСП, которая может обрабатываться в устройстве его цифровой свертки. При этом учитывалось, что показателем эффективности обнаружения СлС является вероятность его правильного обнаружения  $p_{обн}$  в одном из интервалов области неопределенности по частоте и задержке по времени при заданной вероятности ложной тревоги  $p_{лт}$  в зависимости от отношения сигнал/шум на входе РУ приемника при наличии входного сигнала. Но это отношение зависит от длительности времени накопления энергии сигнала в приемнике, поэтому при заданных  $p_{обн}$  и  $p_{лт}$

основным показателем эффективности обнаружения будет функция от необходимой длительности этого накопления, то есть длительности СлС, свертки которого вычисляются в приемнике. Но существуют ограничения на длительность ПСП, обрабатываемой в приемнике. Поэтому с целью обеспечения требуемых значений  $p_{обн}$  и  $p_{лт}$  в устройстве свертки при любом отношении сигнал/шум на входе приемника можно рассматривать использование энергетического накопителя на его выходе.

Вероятность ложного обнаружения-различения  $m$  ортогональных сигналов на фоне белого гауссовского шума можно записать в следующем виде:

$$p_{лт} = 1 - (1 - p_{лт0})^m, \text{ где } p_{лт0} = \int_{bq}^{\infty} z \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right) dz = \exp\left(-\frac{b^2 q^2}{2}\right) \approx m p_{лт0} \quad (19)$$

– вероятность ложного обнаружения сигнала, в действительности отсутствующего на входе приемника при некогерентном приеме;  $m = 2Nm_q$ , и в данном случае пропорционально числу двумерных интервалов области неопределенности СлС по времени и частоте, размеры каждого из которых соответствуют размерам проекции основного пика его ДАКФ на плоскость частота-время ( $N$  – длина (период) ПСП,  $m_q = F/2F_s$  – число опорных частот, формируемых на входе устройства свертки,  $F$  и  $F_s$  – ширина области неопределенности по частоте и ширина спектра СлС соответственно;  $b$  – пороговый уровень, нормированный относительно максимального значения сигнальной составляющей на выходе устройства обнаружения,  $q^2$  – отношение сигнал/шум по мощности на входе РУ приемника. При этом

$$bq = \sqrt{2 \ln\left(\frac{m}{p_{лт}}\right)}, \quad (20)$$

то есть отношение сигнал/шум, требуемое для обеспечения заданного  $p_{лт}$ , пропорционально квадратному корню из  $\ln(m)$ . Вероятность правильного обнаружения СлС:

$$P_{обн} = \int_{bq}^{\infty} z \exp\left(-\frac{z^2+q^2}{2}\right) I_0(zq) [1 - \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right)]^{m-1} dz, \quad (21)$$

где  $I_0(\cdot)$  – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка. Заметим, что если функцию  $[1 - \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right)]^{m-1}$  аппроксимировать единичным скачком, то есть считать ее значения равными нулю при  $z < z_0$  и равными единице при  $z \geq z_0$ , то при  $q > z_0$  вероятность правильного обнаружения СлС приблизительно равна единице, где  $z_0 = \sqrt{2 \ln(m-1)}$ . На практике это невозможно, так как в этом случае  $bq$  должно быть меньше  $q$ . Но так как значение порогового уровня  $bq$  больше  $z_0$ , то вероятность правильного обнаружения стремится к единице тогда, когда

$$q^2 > 2 \ln\left(\frac{m}{p_{лт}}\right). \quad (22)$$

Из (22) следует, что для увеличения вероятности правильного обнаружения СлС необходимо увеличивать отношение сигнал/шум на входе РУ. Но при заданных  $p_{обн}$  и  $p_{лт}$  необходимое отношение сигнал/шум на входе РУ приемника, то есть  $q^2$ , определяется отношением шум/сигнал на его входе  $\left[\frac{P_{ш}}{P_c}\right]_{вх}$  и длительностью времени накопления энергии периодического сигнала в нем, то есть от величины  $kN$ , где  $k$  – доля периода ПСП или число ее периодов, на основе которых сформирован СлС, энергия которого накапливается в приемнике. Таким образом, на выходе устройства свертки СлС максимальное значение отношения сигнал/шум составит  $q^2 = kN / \left(\left[\frac{P_{ш}}{P_c}\right]_{вх} + \sigma^2\right)$ , где  $\sigma^2$  – дисперсия боковых пиков нормированной ДАКФ СлС при длине ПСП  $kN$ . В данном случае рассматривается гауссовская аппроксимация боковых пиков ДАКФ, значения  $\sigma^2$  которых для типичных типов ПСП, используемых для формирования СлС, исследованы в диссертации. Тогда

$$P_{обн} = \int_{bq}^{\infty} z \exp\left(-\frac{z^2+q^2}{2}\right) I_0(zq) dz. \quad (23)$$

Для случая формирования СлС на основе МП рассчитанные зависимости  $P_{обн}$  от  $[\frac{P_{ш}}{P_c}]_{вх}$  при  $P_{лт} = 10^{-4}$  и  $10^{-6}$ ,  $k = 0.1, 0.3, 0.5, 1, 3, 5, 10, 50$ ,  $m_q = 10$  приводятся на рисунках 14 и 15. При расчетах учитывалась оконная функция Дольфа-Чебышева, используемая при формировании СлС. По оси абсцисс на этих рисунках отложено отношение мощности шума к мощности полезного сигнала на входе приемника, измеряемое в раз. Ниже приведена неравномерная шкала с переводом значений  $[\frac{P_{ш}}{P_c}]_{вх}$  в дБ.

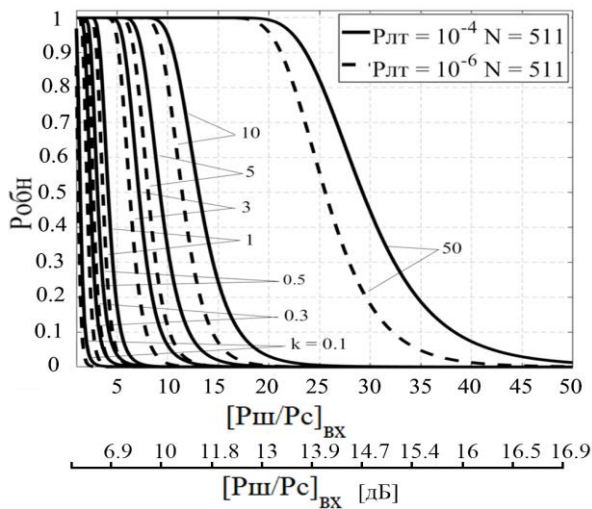


Рисунок 14 – Вероятностные характеристики правильного обнаружения и оценки параметров СлС, сформированного на основе МП при  $N = 511$ .

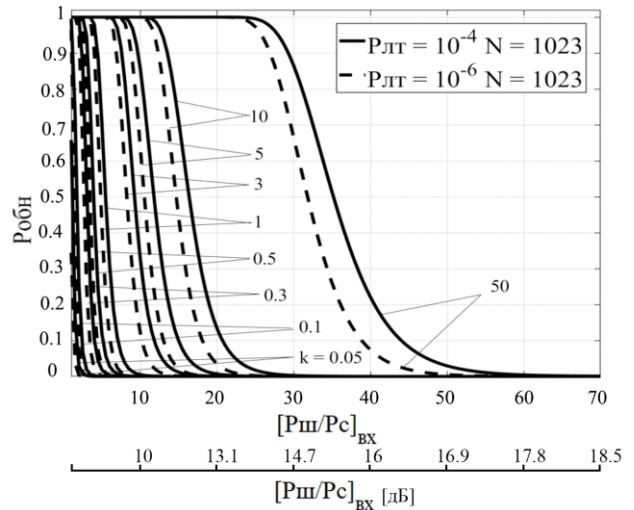


Рисунок 15 – Вероятностные характеристики правильного обнаружения СлС сформированного на основе МП при  $N = 1023$ .

Как следует из анализа этих рисунков, уровень боковых пиков ДАКФ СлС влияет на вероятность его правильного обнаружения только при малых отношениях шум/сигнал на входе приемника, меньших 10 (то есть когда шум по мощности превосходит полезных сигнал не более чем в 10 раз). При слабых сигналах, когда требуется накапливать энергию нескольких десятков периодов СлС, можно не учитывать характеристики ДФКФ СлС, поскольку основное влияние на вероятность правильного обнаружения оказывает уровень шума на входе приемника.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационном исследовании получены следующие научные результаты:

1. Рассмотрена проблема построения алгоритмов быстрых спектральных преобразований в усеченных базисах функций Уолша-Адамара и, в частности, в прямоугольном ортогональном базисе функций Радемахера, для ускоренного поиска (синхронизации) шумоподобных сложных сигналов, формируемых на основе вариантов линейных рекуррентных ПСП (М-последовательностей). Показано, что преобразование входного сигнала именно в этих системах дискретных функций позволяет обеспечить значительный выигрыш по числу элементарных арифметических операций, по сравнению с преобразованием в других ортогональных системах.

2. Разработаны варианты построения МЦ любой МП на основе автоморфных мультипликативных групп расширенного поля Галуа, построенного при помощи неприводимого примитивного полинома, на основе которого сформирована исходная МП. Результатом данного подхода являются выявленные новые способы преобразования МЦ МП к матрице функций Уолша, упорядоченной по степеням первообразного элемента поля. Впервые показано, что в

зависимости от начальных условий преобразования совокупность любого числа любых циклических сдвигов МП, сдвинутых друг относительно друга на один символ, может быть преобразована к любым строкам упорядоченной матрицы функций Уолша, следующим друг за другом. Данное обстоятельство позволяет упростить алгоритм синхронизации МП при известном диапазоне ее циклических сдвигов, особенно в случае больших периодов ее повторения, а также снизить вычислительную сложность алгоритма обработки при работе в усеченном базисе функций Уолша-Адамара.

3. На основе анализа структур изоморфных мультипликативных групп расширенных полей Галуа установлено, что любой циклический сдвиг ПСП Голда может быть преобразован к функции, принадлежащей к полному набору аналогов функций Радемахера соответствующей размерности. Это позволило разработать новый алгоритм быстрой синхронизации последовательностей Голда на основе вычисления их дискретной свертки с использованием быстрого спектрального преобразования в усеченном базисе функций Уолша-Адамара. Выигрыш разработанного алгоритма по числу арифметических операций, по сравнению с традиционным способом вычисления дискретной свертки, увеличивается с ростом длины последовательности  $N$ , и при  $N = 511, 1023$  составляет приблизительно 3,4 раза.

4. Рассмотрена проблема совместного обнаружения (поиска) и синхронизации одного или сразу нескольких слабых шумоподобных сложных сигналов, рассогласованных по несущей частоте, фазе частоты и задержке по времени, в аппаратуре спутниковой радиосистемы. Предполагается использование многоэтапной параллельно-последовательной процедуры обнаружения и синхронизации сигналов с совместно работающими устройствами обнаружения и слежения за изменением параметров сигналов с формированием их копий в квазикогерентном приемнике. Для заранее заданных значений характеристик погрешностей оценки несущих частот и задержек по времени шумоподобных сложных сигналов разработана методика приближенной оценки длительности времени их обнаружения и синхронизации в спутниковой радиосистеме. Показано, что при отношении сигнал/шум порядка (-10...-40) дБ эта длительность времени может составить менее 0.5 с при учете возможностей современных методов обработки сигналов и технологических решений, использующихся при их реализации.

5. Разработана методика расчета и анализа статистических характеристик боковых пиков двумерных и авто- и взаимно корреляционных функций шумоподобных сложных сигналов, определенных как поверхности в трехмерном пространстве с координатами, соответствующими частоте и времени. Суть и новизна методики состоит в установлении для любой двумерной корреляционной функции сигнала взаимосвязи значений ее боковых пиков, а также параметров их функции распределения, со спектральной плотностью мощности исходного сигнала, рассчитанной по его реализации конечной длительности, и, в конечном итоге, - с характеристиками боковых пиков различных одномерных автокорреляционных функций псевдослучайной последовательности, на основе которой он сформирован. Результатом данного подхода являются установленные количественные взаимосвязи статистических характеристик боковых пиков двумерной корреляционной функции сложного сигнала с длиной псевдослучайной последовательности, соответствующей ему, в зависимости от ее типа. Исследования проведены для М-последовательностей и кодов Голда как на основе полученных аналитических выражений при известных параметрах функций распределения боковых пиков одномерных корреляционных функций псевдослучайных последовательностей, так и путем непосредственного расчета этих функций и статистических характеристик их пиков. Указывается, что результаты данной работы позволяют существенно упростить исследование вероятностных характеристик обнаружения и оценки параметров совокупностей шумоподобных сложных сигналов.

## СПИСОК ПУБЛИКАЦИЙ

### Статьи в научных изданиях, входящих в перечень ВАК

1. Горгадзе, С.Ф. Обнаружение и синхронизация слабых по мощности шумоподобных сигналов в спутниковой радиосистеме / С.Ф. Горгадзе, Ш.Д. Ву. – DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-8-4-20 // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт – 2023. – Т. 17. №8. – С. 4-20.
2. Ву, Ш.Д. Статистические характеристики двумерных автокорреляционных функций шумоподобных сигналов / Ш.Д. Ву. // Электросвязь. – 2024. – № 6. – С. 53-61.

### Публикации в изданиях, индексируемых в РИНЦ

3. Горгадзе, С.Ф. Синхронизация M-последовательностей на основе быстрого преобразования Адамара / С.Ф. Горгадзе, Ш.Д. Ву., А.В.Ермакова // Радиотехника и Электроника. 2024. – Т. 69. № 2. – С.122-136.
4. Горгадзе, С.Ф. Синхронизация последовательностей Голда на основе быстрого преобразования в усеченном базисе функций Уолша-Адамара / С.Ф. Горгадзе, Ш.Д. Ву., А.В.Ермакова // Радиотехника и Электроника. 2024. – Т. 69. № 2. – С.137-145.
5. Ву, Ш.Д. Устройство ускоренного поиска шумоподобного сигнала / Ш.Д. Ву, С.Ф. Горгадзе // Технологии информационного общества. Сборник трудов XVI Международной отраслевой научно-технической конференции – Москва, 2022. – С. 88-90.
6. Ву, Ш.Д. Эффективность устройства грубой оценки параметров синхронизации шумоподобного сигнала / Ш.Д. Ву, С.Ф. Горгадзе // DPSSA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. – 2023. – Т. 13. № 1. – С. 31-39.
7. Ву, Ши.Д. Вероятностные характеристики ускоренного поиска шумоподобных сигналов / Ш.Д. Ву, С.Ф. Горгадзе // Телекоммуникации и информационные технологии, 2022. – Т. 9 № 2. – С. 120-127.
8. Ву, Ш.Д. Быстрые спектральные преобразования в усеченном базисе Уолша-Адамара и синхронизация m-подобных последовательностей / Ш.Д. Ву, А.В. Ермакова А.В, С.Ф. Горгадзе // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов, 2024. – Т. 15. № 9. – С. 32-39.

### Публикации в изданиях, индексируемых в Web of Science и Scopus

9. S. D. Vu, A. V. Ermakova and S. F. Gorgadze, "Fast Spectral Transformations in the Truncated Walsh-Hadamard Basic and Synchronization of M-like Sequences," 2024 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Vyborg, Russian Federation, 2024, pp. 1-6, doi: 10.1109/SYNCHROINFO61835.2024.10617540.

### Свидетельства о регистрации программы для ЭВМ

10. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024618362 Российская Федерация. Программа вычисления и исследования статистических характеристик двумерных автокорреляционных шумоподобных сигналов / С.Ф. Горгадзе, Ш.Д. Ву, А.В. Ермакова; заявитель и правообладатель МТУСИ. – № 2024617404; заявл. 10.04.2024; опубл. 10.04.2024. – 1 с.
11. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024663135 Российская Федерация. Программа построения матриц-циркулянтов M-последовательности и кода Голда на основе мультипликативных групп расширенных полей Галуа / С.Ф. Горгадзе, Ш.Д. Ву; заявитель и правообладатель МТУСИ. – № 2024661989 ; заявл. 28.05.2024; опубл. 04.06.2024. – 1 с.