

На правах рукописи



Ширкаев Алексей Владимирович

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ АППАРАТНО-ОРИЕНТИРОВАННЫХ
АЛГОРИТМОВ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ШИРОКОПОЛОСНОГО
СИГНАЛА В УСЛОВИЯХ ДОПЛЕРОВСКОЙ ДЕФОРМАЦИИ

Специальность 2.2.13 – «Радиотехника, в том числе системы и устройства
телевидения»

АВТОРЕФЕРАТ
диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Нижний Новгород – 2025

Работа выполнена на кафедре радиотехники в Национальном исследовательском Нижегородском государственном университете им. Н. И. Лобачевского (Университет Лобачевского, ННГУ).

Научный руководитель:	Фитасов Евгений Сергеевич доктор технических наук, доцент, заведующий кафедрой радиотехники ННГУ, г. Нижний Новгород
Официальные оппоненты:	Есипенко Валентин Иванович доктор технических наук, профессор ФГБОУ ВО «Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева» Шахтанов Сергей Валентинович кандидат технических наук, доцент кафедры «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» Нижегородский государственный инженерно-экономический университет (ГБОУ ВО НГИЭУ)
Ведущая организация:	Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Вятский государственный университет" (ВятГУ)

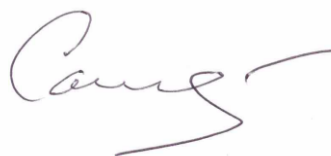
Защита состоится 23 декабря 2025 года в 16:00 на заседании диссертационного совета 24.2.281.01, созданного на базе Федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых», по адресу: г. Владимир, пр. Строителей, д. 3/7, корпус 3 ВлГУ, ауд. 301.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке ВлГУ по адресу г. Владимир, ул. Горького, 87, корпус 1, ВлГУ и на сайте https://diss.vlsu.ru/uploads/media/SHirkaev_dissertacija__01.pdf

Отзывы на автореферат, заверенные печатью, просьба направлять по адресу: 600000, г. Владимир, ул. Горького, 87 ученому секретарю диссертационного совета 24.2.281.01. Тел. (4922) 534238, E-mail: ags@vlsu.ru.

Автореферат разослан 21 октября 2025 г.

Ученый секретарь
диссертационного совета 24.2.281.01
кандидат технических наук, доцент



С.А. Самойлов

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ДИССЕРТАЦИИ

Актуальность темы исследования

В настоящее время в радиотехнических системах применяются сложные широкополосные сигналы, в частности сигналы, полученные изменением амплитуды или фазы гармонического колебания в дискретные моменты времени по закону псевдослучайных кодовых последовательностей.

Совместное определение временных задержек и смещения частоты в сложных условиях распространения и в условиях влияния эффекта Доплера для широкополосных (когда доплеровское смещение много меньше ширины полосы) сигналов традиционно осуществляется на основе вычисления взаимной функции неопределённости (ВФН). Задача совместного измерения становится особенно важной в настоящее время в связи с постоянным повышением скоростей подвижных объектов, что подтверждается иностранными и отечественными исследователями. Современные системы обработки широкополосных, в частности, фазокодоманипулированных, сигналов базируются на сегментировании принимаемого сигнала и многоканальной обработке, что в задачах реального времени требуют увеличения габаритов и стоимости таких систем. Поэтому поиск рациональных способов отображения существующих или вновь разрабатываемых алгоритмов обнаружения сигналов на конкретные средства обработки представляется актуальной задачей. Существенным требованием к разрабатываемым алгоритмам является возможность выполнения всех расчётов в условиях жестких временных ограничений и, как следствие, высокая вычислительная эффективность. В последние годы широкое применение в качестве платформы построения радиотехнических систем нашли модули на базе программируемых логических интегральных схем (ПЛИС).

Таким образом, актуальной задачей является разработка алгоритмов обработки фазокодоманипулированных сигналов в условиях влияния эффекта Доплера с точки зрения эффективности применения вычислительных ресурсов в радиотехнических системах реального времени с жесткими ограничениями по

массогабаритным характеристикам, энергопотреблению и стоимости. Также решаемая задача важна при обеспечении импортозамещения электронной компонентной базы.

Цель исследования:

Разработка и исследование алгоритмов определения параметров фазокодоманипулированных сигналов в условиях влияния эффекта Доплера с учетом их аппаратно-ориентированной реализации на ПЛИС.

Задачи исследования:

1. Анализ особенностей измерения параметров непрерывного фазокодоманипулированного сигнала в условиях доплеровской деформации.
2. Разработка алгоритмов расширения диапазона измеряемых временных задержек в корреляционном измерителе.
3. Разработка алгоритма измерения частотного сдвига фазокодоманипулированного сигнала.
4. Аппаратно-ориентированная реализация алгоритмов измерения параметров ФКМ сигнала в условиях доплеровской деформации с учетом эффективного использования вычислительных ресурсов ПЛИС.

Положения, выносимые на защиту:

1. Предложенный и экспериментально исследованный алгоритм вычисления функции взаимной корреляции позволяет выполнять обработку принимаемых фазокодоманипулированных сигналов на базе ПЛИС без операций умножения в масштабе реального времени и сократить время вычисления значений функции корреляции, в среднем в 2 раза.
2. Разработанный алгоритм определения дальности до объектов, основанный на применении комбинированного правила кодирования ФКМ сигнала, позволяет расширить диапазон однозначности определения временной задержки при непрерывном приеме пропорционально квадрату количества символов модулирующей последовательности.
3. Предложенный алгоритм обработки квазинепрерывных фазокодоманипулированных сигналов позволяет повысить однозначность

определения временных задержек и обеспечивает снижение требуемых вычислительных ресурсов в среднем в 2 раза при сохранении точности измерения.

4. Разработанный алгоритм совместного измерения временного и частотного сдвигов фазоманипулированных по псевдослучайному закону сигналов, в котором частотный сдвиг определяется после операции усреднения функции взаимной корреляции за период опорного сигнала, позволяет сократить время вычисления параметров принимаемых сигналов не менее чем в 2 раза и снизить вычислительную сложность в пропорциональное количеству символов кодовой последовательности раз.

Объект исследования:

Радиотехнические системы для совместного измерения частотного и временного сдвигов широкополосных сигналов.

Предмет исследования:

Модели сложных широкополосных сигналов; алгоритмы обработки принимаемых сигналов, основанные на вычислении ВФН.

Методы исследования:

Для решения поставленных задач использовались методы статистической радиофизики, методы цифровой обработки сигналов, методы математического моделирования, а также экспериментальные исследования на основе методов параллельных вычислений с применением программируемых логических интегральных схем и лабораторного макета акустической измерительной системы.

Научная новизна:

1. Предложен и реализован новый корреляционно-спектральный алгоритм определения частотно-временных сдвигов сигналов с непрерывной (периодической) широкополосной модуляцией, в отличие от существующих методов позволяет определять временной и частотный сдвиг принимаемых сигналов в условиях влияния эффекта Доплер в реальном масштабе времени.

2. Предложен и запатентован аппаратно-ориентированный алгоритм вычисления взаимной функции корреляции, который позволяет в режиме реального времени получать значения функции взаимной корреляции принимаемого и опорного сигналов при эффективном использовании вычислительных ресурсов на базе ПЛИС.

3. Предложен новый алгоритм измерения временных задержек непрерывного широкополосного сигнала, основанный на комбинированном правиле кодирования, позволяющий повысить диапазон однозначного определения временной задержки от объектов, расстояние до которых превышает зону обзора при непрерывном зондировании фазокодированным сигналом, состоящим из одной модулирующей последовательности.

4. Предложен аппаратно-ориентированный платформонезависимый алгоритм вычисления быстрого преобразования Фурье на ПЛИС без использования умножителей, который позволяет сократить требуемое количество вычислительных ресурсов.

Практическая значимость

1. Предложенный алгоритм оценки частотно-временных параметров фазоманипулированных сигналов в условиях влияния эффекта Доплера, учитывает особенности архитектуры ПЛИС и позволяет проектировать радиотехнические системы с жестко ограниченными вычислительными ресурсами с целью снижения массогабаритных характеристик, а также в задачах импортозамещения.

2. Запатентованное устройство цифрового многоканального коррелятора фазоманипулированных сигналов может быть использовано при разработке систем обработки широкополосных псевдослучайных сигналов с кодовой фазовой манипуляцией в радиолокационных приемных устройствах и устройствах измерительной техники с требованиями к работе в реальном масштабе времени без использования умножителей.

3. Предложенный алгоритм измерения временных задержек на основе комбинированного правила кодирования может быть использован в системах

ближней локации для расширения функциональности при снижении количества используемых вычислительных ресурсов.

Достоверность и обоснованность результатов

Обоснованность теоретических положений диссертационного исследования основывается на использовании классических методов статистической радиофизики, методов дискретной математики, методов математического моделирования. Достоверность результатов обеспечена экспериментальной проверкой теоретических положений с использованием высокотехнологичной аппаратуры.

Апробация результатов исследований.

Основные результаты работы докладывались и обсуждались на следующих научных конференциях: Международная конференция «Современная элементная база радиоэлектроники», г. Нижний Новгород, ННТОРЭС им. А.С. Попова 2017 г., Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение», г. Москва, РНТОРЭС им. А.С. Попова, 2018 г., XIII Всероссийской молодежной научно-инновационной школы «Математика и математическое моделирование», г. Саров, XXX международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2024), Воронежский государственный университет, 2024 г., Международная научно-техническая конференция «ИСТ-2024», НГТУ им. Р.Е. Алексеева, 2024 г.

Публикации по теме исследований.

По теме диссертации опубликовано 14 печатных работ, в том числе 5 статей в научно-технических журналах, входящих в список изданий, рекомендуемых ВАК для публикации результатов диссертационных работ на соискание ученой степени кандидата технических наук, 2 из которых в издании, включенном в реферативную базу данных Scopus, патент на изобретение.

Личный вклад автора

Соискатель разработал и исследовал алгоритм последетекторной спектрально-корреляционной обработки для совместного определения временного и частотного сдвигов. Автором разработаны и исследованы

программные и аппаратные реализации корреляционного измерителя временной задержки и быстрого преобразования Фурье без умножителей на базе программируемой логики. Автором предложен метод расширения диапазона и повышения однозначности измерения временных задержек непрерывно принимаемого ФКМ сигнала на базе комбинированного правила кодирования опорной последовательности.

Соответствие специальности

Содержание диссертации соответствует пунктам 3, 5 паспорта специальности 2.2.13 – «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения».

Объем и структура диссертации

Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения, списка цитируемой литературы. Общий объем работы составляет 138 страниц, включая 50 рисунков, 9 таблиц, список литературы из 127 наименований, приложения с патентом и актами о внедрении.

КРАТКОЕ СОДЕРЖАНИЕ ДИССЕРТАЦИИ

Во **введении** обоснована актуальность темы диссертационного исследования и представлено текущее состояние проблемы в области применения фазокодоманипулированных (ФКМ) сигналов и совместного измерения временного и частотного сдвигов на базе современных вычислительных платформ. Сформулирована актуальность научной задачи, определены цели и задачи исследования, её объект и предмет, методическая база, научная новизна и практическое значение, определены положения, выносимые на защиту.

В **первой главе** проведена оценка влияния эффекта Доплера на качество частотно-временного анализа сложных широкополосных сигналов. В результате численного моделирования и лабораторного эксперимента получена оценка предельного значения влияния деформации принимаемого сигнала, вызванное эффектом Доплера, после которого становится невозможен корреляционный метод измерения временного сдвига с последующим спектральным анализом.

В главе исследуется аналитическое выражение для функции неопределенности ФКМ сигнала после синхронного детектора, с применением «скользящего» по многокомпонентному принимаемому сигналу $S(t)$ временного окна с длительностью T .

Совместно частотный и временной сдвиги можно найти, вычисляя взаимную функцию неопределённости принимаемого $s(t)$ и опорного $s_0(t)$ сигналов, для чего обычно используются цифровые методы вычислений, требующие значительных вычислительных ресурсов, особенно применительно к задачам реального времени:

$$Q(\theta, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t - \theta) S_0^*(t) e^{-j2\pi \nu t} dt, \quad (1)$$

для комплексных амплитуд принимаемого

$$S(t) = \sum_{n=1}^N S_n(t),$$

содержащего N составляющих

$$S_n(t) = \kappa_n X_n(t, \Delta t_n, \gamma_n) e^{j2\pi(\Delta f n t - f_0 \gamma_n \Delta t_n)},$$

и опорного

$$S_0(t) = P_0(t)$$

сигналов. Последний соответствует одному периоду T модулирующей псевдослучайной последовательности (ПСП).

Для оценки влияния доплеровской деформации на точность измерения временного и частотного сдвигов был выполнен акустический эксперимент с подвижным и неподвижным излучателями и неподвижным приёмником.

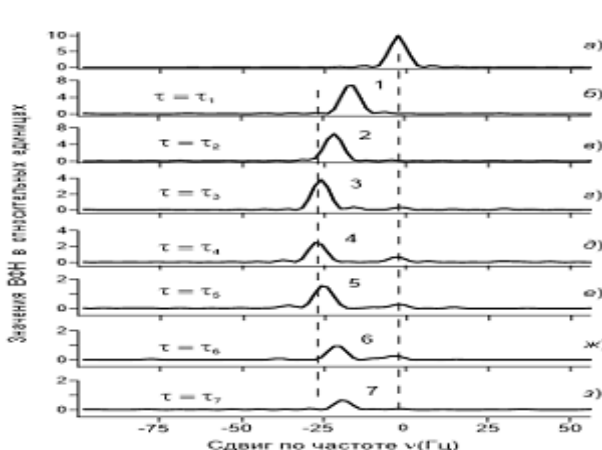


Рисунок 1. Распределения $|R(\tau, \nu)|^2$ по частоте

Получены распределения тел неопределенности – квадратов модуля ВФН $|R(t, \nu)|^2$. На рисунке 1 показан частотный профиль квадрата модуля ВФН сигнала от неподвижного источника. Пределы интегрирования в (1) задавались прямоугольным временным

окном T_w , длительность которого не превышала длительности сигнала $S(t)$. При изменении τ от τ_1 до τ_7 наступало время, когда в окно анализа попадала лишь часть сигнала. Тем самым уменьшался вклад сигнала в область интегрирования, и это уменьшение увеличивалось по мере роста τ .

Отношение скорости подвижного излучателя к скорости распространения сигнала достигало величины $v/c \approx 0.005$. При $v/c \approx 0.005$ период сигнала от подвижного излучателя увеличивался на $\Delta T \approx \Delta/3$ – на 1/3 часть длительности кванта модулирующей ПСП. Таким образом, в условиях, когда вызванное эффектом Доплера изменение периода модуляции ΔT не превышает длительности кванта Δ модулирующей последовательности, измерение временного положения τ возможно с точностью близкой к ширине основного максимума автокорреляционной функции огибающей опорного сигнала и равной длительности кванта Δ . А частотного сдвига – с точностью $\Delta\nu \approx 1/T$, определяемой периодом опорного сигнала T с минимальным шагом по ν , зависящим от размера окна интегрирования и равным $1/T_w$.

Представлены результаты моделирования при перемещении источника сигнала в сторону приёмника. Из-за движения зондируемого объекта период модуляции T_c принимаемого сигнала стал меньше, снизилось значение

максимума и повысился уровень боковых лепестков ВФК. Кроме того, при $v \neq 0$ от периода к периоду T происходит смещение максимумов ВФК по сдвиговому времени τ . На рисунке 2 такому смещению соответствует изменение задержки сигнала на величину $\delta\tau$.

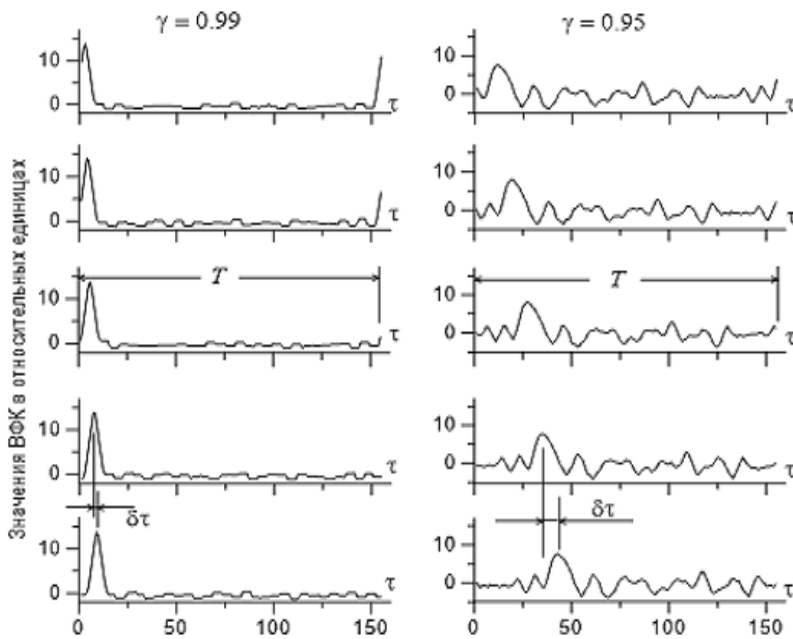


Рисунок 2. ВФК для 5-ти периодов опорного сигнала ($\gamma = 0.99$ и $\gamma = 0.95$)

При малой скорости v ширина максимумов ВФК близка к длительности кванта исходной ПСП. На рисунке 2 этому случаю соответствуют распределения ВФК в пяти следующих один за другим периодах T , полученные для $\gamma = 0.99$ и $\delta\tau \approx \Delta$. С ростом v величина максимумов снижается, они становятся шире и повышается уровень боковых лепестков. На это показывают распределения ВФК для $\gamma = 0.95$: значительно (примерно в 5 раз) расширились максимумы ВФК, почти в 2 раза уменьшилась величина основных максимумов и увеличилась амплитуда побочных, повысился шаг приращения временной задержки $\delta\tau$. Объясняется это тем, что доплеровская деформация, изменяя длительность периода принимаемого сигнала, уменьшает вклад в пиковые значения ВФК его коррелирующих (перекрывающихся во времени) с опорным сигналом фазокодированных отрезков. При этом оставшаяся (неперекрывающаяся) часть имеет характер случайного процесса с нулевым средним значением и не дает вклада в пиковое значение, но из-за нее увеличивается уровень боковых лепестков, который тем больше, чем больше доплеровская деформация.

Показано, что в условиях, когда вызванное эффектом Доплера изменение периода модуляции не превышает длительности кванта модулирующей ПСП, измерение временного положения возможно с точностью близкой к ширине основного максимума автокорреляционной функции огибающей опорного сигнала и равной длительности кванта ПСП, а частотного сдвига – с точностью, определяемой периодом опорного сигнала.

Во **второй главе** проведено исследование возможности применения адаптивного метода измерения временной задержки между многокомпонентным принимаемым и излучаемым сигналами. Устанавливается связь между методом адаптивной фильтрацией и корреляционным методом измерения временной задержки. Показано, что временную задержку можно определить уже на начальной стадии процесса адаптации. В этом случае более значимыми становятся корреляционные свойства принимаемого и опорного сигналов, что дает возможность перехода к корреляционной обработке.

Приведены результаты численного моделирования корреляционного метода измерения временной задержки при отсутствии влияния эффекта Доплера. Рассмотрен возможный способ генерации и последетекторной обработки сигналов в точке приёма сигнала от источника излучения. Рассмотрен способ вычисления ВФК на ПЛИС. Предложен подход проектирования коррелятора без умножителей. Описан алгоритм работы, функциональная и структурная схемы корреляционного измерителя, в котором управление, синхронизация, формирование опорного и последетекторная обработка принимаемого сигнала реализованы на ПЛИС. Приведены результаты экспериментального исследования корреляционного измерителя временной задержки.

Рассмотрены особенности работы корреляционного измерителя временной задержки τ в режиме, когда излучаемый сигнал является неразрывной последовательностью ФКМ кадров, длительность которых T зависит от длительности одной модулирующей ПСП. Время-частотный сдвиг определяется по положению главных максимумов тела неопределенности $|Q(\theta, \nu)|$, сосредоточенных в малых областях

$$\Delta\theta < \Delta \text{ и } \Delta\nu \ll 1/T$$

вблизи $\theta = \Delta t + kT_c$ ($k = 0, 1, 2, 3, \dots$) и $\nu = \Delta f$ ($\Delta f = \Delta f_1, \Delta f_2, \Delta f_3, \dots \Delta f_N$) на плоскости (θ, ν) .

При этом измеряемая задержка τ соответствует пиковым значениям распределения $Q(\theta, \nu)$ в его сечении плоскостями $\nu = \Delta f_n$, т.е. максимумам модуля $|Q(\theta, \nu = \Delta f_n)|$. Если доплеровские частоты $\Delta f_n \ll 1/T$, то определение τ можно свести к вычислению ВФК, которая представляет собой сумму взаимных функций корреляции для каждой из N составляющих сигнала $S(t)$, с весовыми множителями $\tilde{\kappa}_n(\theta) = \kappa_n e^{j2\pi\Delta f_n \gamma_n \theta}$:

$$K(\theta) = \sum_{n=1}^N K_n(\theta) = \sum_{n=1}^N \tilde{\kappa}_n(\theta) \int_0^T X_n(t - \theta, \Delta t_n, \gamma_n) S_0^* dt. \quad (2)$$

Задержка τ определяется по расположению пиковых значений ВФК относительно верхних границ текущего окна анализа, периодически повторяющихся по сдвиговому времени θ интервалов T (рисунок 3).

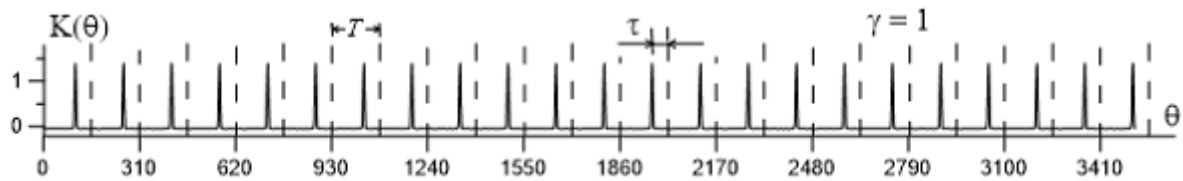


Рисунок 3. Распределение по сдвиговому времени ВФК $K(\theta, \Delta f=0)$ при $v=0$

В отсутствии эффекта Доплера, когда $\Delta f = 0$ и $\Delta t = const$, принимаемый сигнал стационарен, а функции $X_n(t, \Delta t_n, \gamma_n)$ периодичны с периодом T . С тем же периодом, но по сдвиговому времени θ повторяются главные максимумы $K(\theta)$. Измерение временных задержек принимаемых сигналов возможно с точностью до длительности одного кванта ПСП. Диапазон измеряемых временных задержек зависит от длительности кванта Δ и/или длины ПСП L . При необходимости его можно расширить за счёт увеличения Δ и/или увеличения длины ПСП L . Но при этом возрастает объём вычислений и требуемый объём памяти.

Предложен аппаратно-ориентированный способ вычисления значений взаимной функции корреляции с использованием распараллеливания операций. Предлагается для вычисления ВФК использовать систолический массив процессорных элементов (ПЭ) (рисунок 4), выполняющих простые циклически повторяющиеся операции накопления под управлением опорного сигнала. Число процессорных элементов зависит от размера окна T , определяемого длиной L опорной ПСП. Реализовать такой вычислитель ВФК можно на одной ПЛИС, обладающей соответствующими ресурсами.

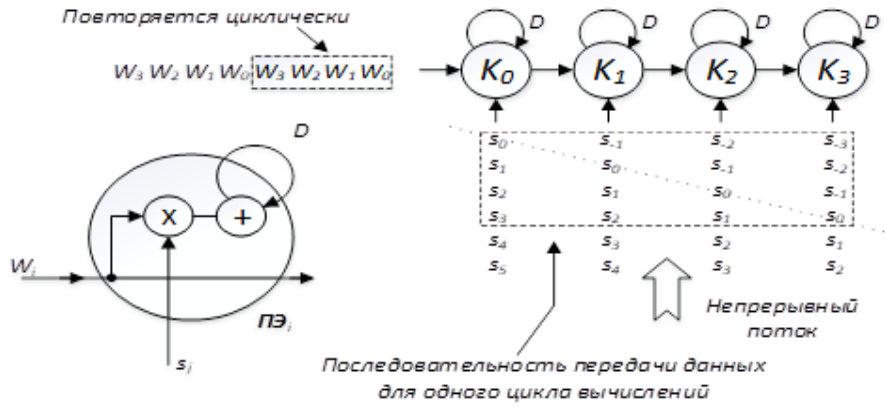


Рисунок 4. Граф последовательности сигналов в массиве из 4-х ПЭ ($M=4$)

Предложена реализация алгоритма работы корреляционного измерителя временной задержки на базе ПЛИС. Корреляционный измеритель временного сдвига излучает в направлении зондируемого объекта и принимает отражённые периодически повторяющиеся пакеты радиоимпульсов, сформированные под действием опорной ПСП $W(n)$ с амплитудной ($W(n) \in \{0,1\}$) или фазовой ($W(n) \in \{\pm 1\}$) манипуляцией. Значения ВФК для каждого текущего момента времени nt (время измеряется в отсчётах) вычисляется по M предшествующим взятым из скользящего окна отсчётам сигнала $s_n = s(n)$ (n – время в единицах квантования), т.е. формула (2) принимает вид:

$$K(j) = K_j = \sum_{n=nt}^{M-nt-1} d(n)u(n-j). \quad (3)$$

Число отсчётов M в скользящем окне равно длительности ПСП ($M=L$). Для нахождения в полном объёме значений $K_0, K_1, K_2, \dots, K_{M-1}$ значений функции корреляции необходимо выполнить M итераций, которые распределены на линейный массив параллельно работающих процессорных элементов. Каждый кадр обрабатывается в соответствии с (3) под действием опорного сигнала $W_n = W(n)$, отсчёты которого одновременно в моменты времени nt принимаются всеми процессорными элементами. Шаг перемещения во времени скользящего окна совпадает с периодом дискретизации T_0 модулирующего сигнала. Этим рассматриваемый корреляционный измеритель отличается от традиционно используемых, где, как правило, шаг перемещения окна равен интервалу корреляции (ширине основного пика автокорреляционной функции модулирующей ПСП). Вычисленные значения коэффициентов ВФК K_j

и возможности различения близкорасположенных объектов. Были определены задержки τ принимаемого периодического фазоманипулированного сигнала от двух неподвижных излучателей на удалении от приёмника на 1.1 м и 1.2 м.

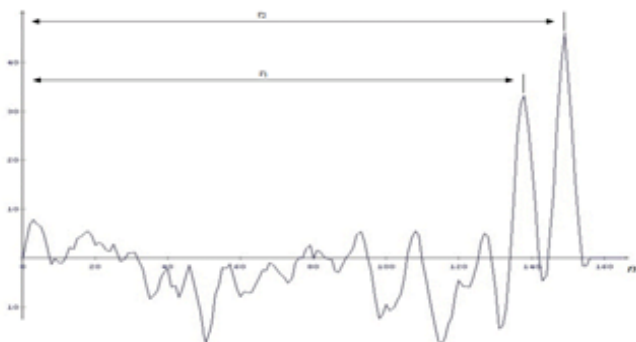


Рисунок 7. ВФК для сигналов от двух активных излучателей, удаленных на

Временной сдвиг вычислялся по взаимной функции корреляции с опорным сигналом $s_0(t)$, соответствующим одному периоду излучаемого сигнала. В качестве опорного сигнала использовалась ПСП (М-

последовательность) с длиной $L = 31$, с числом отсчётов в одном кванте ПСП $\Delta = 5$ и с периодом $T = 155$. Частота дискретизации $f_d = 40$ кГц, чем была задана длительность одного кванта ПСП в 125 мкс и общая длительность в 3.875 мс. Разрядность блока обработки определялась разрядностью АЦП $K = 14$. На рисунке 7 представлен результат тестовых измерений распределения значений ВФК $K(n)$, максимумы $K(n)$ находятся вблизи $n = 138$ и $n = 150$. Во времени это соответствует $\tau_1 = 3.45$ мс и $\tau_2 = 3.75$ мс, а при скорости звука 330 м/с – расстоянию 1.13 м и 1.23 м соответственно.

Предложенный алгоритм и способ вычисления позволяет реализовать корреляционный измеритель временных задержек ФКМ сигналов на базе ПЛИС без умножителей, что существенно сокращает требуемый объем вычислительных ресурсов.

В третьей главе рассматриваются подходы к решению проблемы неоднозначности определения временной задержки непрерывно принимаемого ФКМ-сигнала при задержках, превышающих период опорного сигнала. В частности, предлагается алгоритм устранения неоднозначности с применением комбинированного метода кодирования излучаемого сигнала. Описывается аппаратная реализация.

Представлена возможность применения комбинированного правила кодирования. В этом случае модулирующая последовательность образована

двумя ПСП одинаковыми по правилу кодирования, но разными по длительности. Поскольку в сигнале $s(i)$ на выходе детектора присутствуют две составляющие $s_1(i)$ и $s_2(i)$, то для определения временной задержки по каждой из них требуются два коррелятора, вследствие чего с помощью ПЛИС вычисляются взаимные функции корреляции, в соответствии с формулой (3), двух последовательностей цифровых отсчётов сигнала $s(i)$ (i – номер отсчёта). Одна из них образована отсчётами, идущими непосредственно от АЦП с частотой дискретизации f_0 , определяемой периодом T_1 ($f_0 = 1/T_1$) синхронизирующей последовательности c_1 , а другая получается путём прореживания первой в N раз. Данный метод позволяет устранить неоднозначность определения временной задержки при расширении диапазона измерения, однако требует многократного увеличения требуемых ресурсов вычислительной техники на увеличение объема буфера хранения данных и применение второго коррелятора.

Для определения временной задержки по комбинированному сигналу и сокращения требуемых ресурсов ПЛИС на вычисление корреляционных функций предложен следующий алгоритм: по короткопериодной составляющей принимаемого сигнала поступать так же, как и в случае, когда временная задержка не превышает период следования ПСП. В этом случае оцифрованные данные принимаются в темпе, определяемом частотой дискретизации f_0 . Объём сохраняемых данных соответствует числу отсчётов M в скользящем окне.

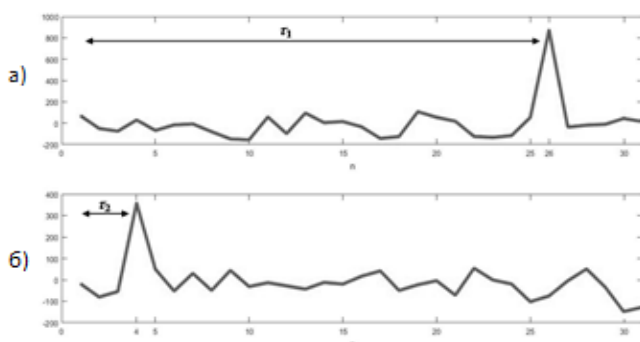


Рисунок 8. ВФК для короткопериодной (а) и длиннопериодной (б) составляющих сигнала. SNR = -10 дБ.

Сохранённые отсчёты параллельно передаются в блок вычисления ВФК с опорным сигналом W_1 . Для определения задержки по длиннопериодной составляющей данные от АЦП прореживаются в N раз и сохраняются в сдвиговом регистре. В этом случае темп

поступления данных в сдвиговый регистр соответствует удлинённым квантам ПСП W_2 , при этом если коэффициент прореживания N равен длительности

короткопериодной составляющей, то становится возможным вычислять ВФК длиннопериодной компоненты по массиву значений, полученных прореживанием входного сигнала, используя один и тот же коррелятор. Для определения, какой временной зоне принадлежит распределение значений ВФК на рисунке 8а, достаточно в N раз увеличить временной масштаб распределения на рисунке 8б.

Таким образом, не смотря на усложнение закона модуляции, удалось свести к минимуму объём вычислений и обеспечить повышение однозначности определения временной задержки принимаемого ФКМ сигнала при корреляционной обработке на базе ПЛИС с сохранением точности измерения. Предлагаемый подход позволяет расширить диапазон измерения временной задержки корреляционным измерителем без потери точности при незначительном увеличении требуемых ресурсов вычислительной техники.

В четвертой главе предложен алгоритм измерения частотного сдвига, заключающийся в вычислении быстрого преобразования Фурье (БПФ), поперечно усредненных значений функции корреляции. Выполнено численное моделирование предлагаемого метода. Дана оценка точности и помехозащищенности предлагаемого метода. Предложен подход к реализации БПФ на базе ПЛИС, эффективный с точки зрения использования вычислительных ресурсов.

Представлены результаты численного моделирования работы

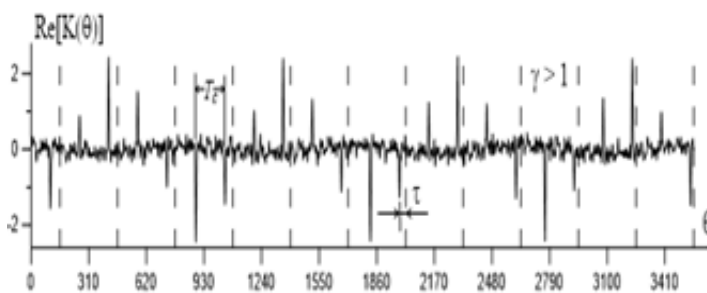


Рисунок 9. ВФК при $v > 0$

корреляционного измерителя временной задержки ФКМ сигнала от подвижного объекта. Эффект Доплера сохраняет повторяемость пиковых значений $K(\theta)$ по θ , но делает эту функцию

комплексной со знакопеременными реальной $\text{Re}[K(\theta)]$ и мнимой $\text{Im}[K(\theta)]$ частями, с уменьшенным или увеличенным в зависимости от знака v периодом $T_c = T/\gamma$. Моделирование осуществлялось при условии движения объекта в сторону приемника. При $v = \text{const}$ распределение модуля функции $K(\theta)$

выглядит как периодическая последовательность импульсов, но с меньшим чем T периодом T_c . Распределения пиковых значений $\text{Re}[K(\theta)]$ и $\text{Im}[K(\theta)]$ знакопеременны, а их пиковые значения изменяются по закону близкому к синусоидальному и имеют частоту, определяемую частотой Доплера. При $v \neq 0$ на каждом периоде опорного сигнала T к измеряемой задержке τ добавляется приращение $\delta\tau = \beta\theta_{\max}$, где $\theta_{\max}$ – сдвиговое время, соответствующее пиковому значению $|K(\theta)|$ в предшествующем кадре ВФК.

Выполнена оценка точности и помехозащищенности метода измерения

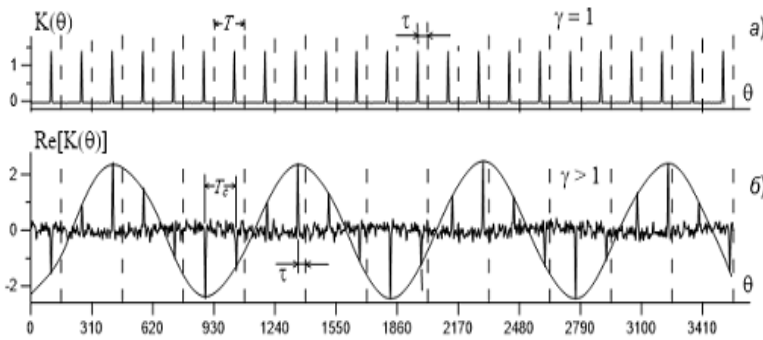


Рисунок 10. Распределение $\text{Re}[K(\theta)]$ при $v=0$ (а) и при $v > 0$ (б)

временного сдвига. На рисунке 10 представлены результаты численного моделирования вычисления ВФК при отсутствии и наличии движения зондируемого

объекта. Если зондируемый объект движется с постоянной скоростью, то повторяемость пиковых значений ВФК по θ сохраняется, но изменяется период повторения $T_c = T/\gamma$, и появляются периодические, с частотой Доплера, вариации квадратурных составляющих ВФК. Кроме этого, доплеровская деформация приводит к появлению боковых лепестков, уровень которых возрастает по мере роста $|v|$. В условиях, когда сжатие/расширение сигнала $S(t)$ не превышает длительности кванта Δ , отношение h_{ni} максимальных значений модуля ВФК к уровню боковых лепестков для каждой из n составляющих в $S(t)$ можно оценить по формуле:

$$h_{ni} \approx \frac{K_{ni}(1 - 0.25\Delta \cdot \beta_n K_{ni})}{0.5\Delta \cdot \sum_{m=1}^N \beta_m K_{mi}}. \quad (4)$$

Ширина пиковых значений ВФК примерно в h_{ni} раз увеличивается, из-за чего в h_{ni} раз уменьшается разрешающая способность по сдвиговому времени. Вызванные эффектом Доплера периодические изменения ВФК приводят к появлению боковых лепестков в $\text{Re}[K_n(\theta)]$ и $\text{Im}[K_n(\theta)]$, уровень которых растёт при увеличении модуля скорости $|v|$. В этом случае дисперсия помех на выходе

коррелятора $\sigma_{\text{блх}}$ зависит от суммарного вклада боковых лепестков ВФК для каждой составляющей $S_n(t)$ в $S(t)$. С учетом (4)

$$\sigma_{\text{блх}} \approx \sigma_{\text{сх}} + 0.5 \Delta \cdot \sum_{m=1}^N \beta_m K_{mi},$$

тогда выходное отношение сигнал/помеха для n -ой составляющей будет определяться выражением:

$$r_{\text{блх},n} \approx \frac{\max(K_{ni})}{\sigma_{\text{блх}} \sqrt{L}}, \quad (5)$$

где $\max(K_{ni})$ находится по максимальному из относящихся к точкам экстремумов $\theta = \theta_{\max,i}$ значению модуля реальной части ВФК.

Представлен алгоритм измерения частотного сдвига как функции сдвигового времени θ . Показано, что доплеровские сдвиги Δf_n многокомпонентного сигнала $S(t)$ можно находить посредством дискретного преобразования Фурье:

$$\Re(f) = \sum_{m=1}^H \exp(-j2\pi \frac{f}{f_T} m) \bar{K}(m), \quad (6)$$

реализуемого по алгоритму быстрого преобразования Фурье. Размерность БПФ подбирается, исходя из требуемой разрешающей способности и числа H взятых в расчет значений $\bar{K}(m)$.

На рисунках 11 и 12 представлен результат численного моделирования для

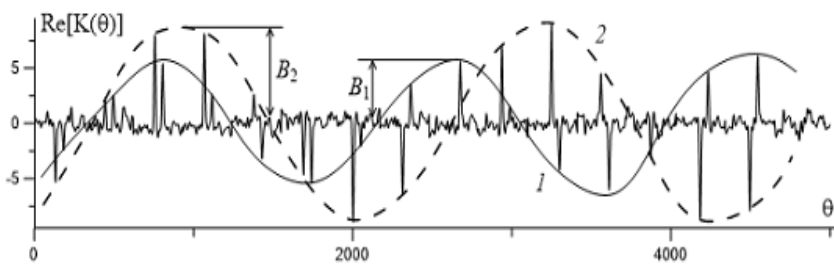


Рисунок 11. Вариации $\text{Re}[K(\theta)]$ для двухкомпонентного сигнала $S(t)$

случая, когда $s(t)$ содержит две компоненты $s_1(t)$ и $s_2(t)$ с параметрами доплеровской деформации $\gamma_1 = 1.0005$ и $\gamma_2 = 1.00041$, с

амплитудами A_1 и $A_2 = 1.5A_1$, с начальными задержками $\Delta t_{01} = 125$ и $\Delta t_{02} = 175$. Время-частотный сдвиг составляющих $s_1(t)$ и $s_2(t)$ определяется по следующим с частотой дискретизации f_0 цифровым отсчетам сигнала $S(t)$ на выходе синхронного детектора. Выбор частоты дискретизации влияет как на точность измерения время-частотного сдвига, так и на параметры доплеровской

деформации. Кроме того, от f_d зависит число приходящихся на дискрет Δ и на период T отсчетов.

Выделяются две аддитивные составляющие 1 и 2, пиковые значения которых изменяются по закону близкому к синусоидальному с амплитудами $B_1, B_2 \approx 1.5B_1$. Частоты этих составляющих определялись по амплитудному спектру вариаций $\bar{K}(m)$, для чего было применено БПФ размерностью $N_{\text{БПФ}} = 128$ при числе выборок $H = 64$ (рисунок 12).

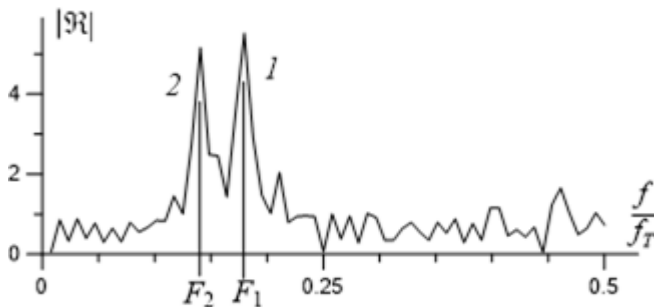


Рисунок 12. Амплитудно-частотная характеристика вариаций $\text{Re}[K(\theta)]$ двухкомпонентного сигнала $S(t)$

На рисунке 12 видны две спектральные линии 1 и 2, соответствующие частотам Доплера Δf_1 и Δf_2 двух составляющих сигнала $S(t)$. Значения частоты даны в

цифровом представлении: $F_1 = \Delta f_1/f_T$ и $F_2 = \Delta f_2/f_T$. Точность измерения частотного сдвига $dv \approx f_T/N_{\text{БПФ}}$.

Таким образом совместное измерение временного и частотного сдвигов можно представить в виде структурной схемы, показанной на рисунке 13.

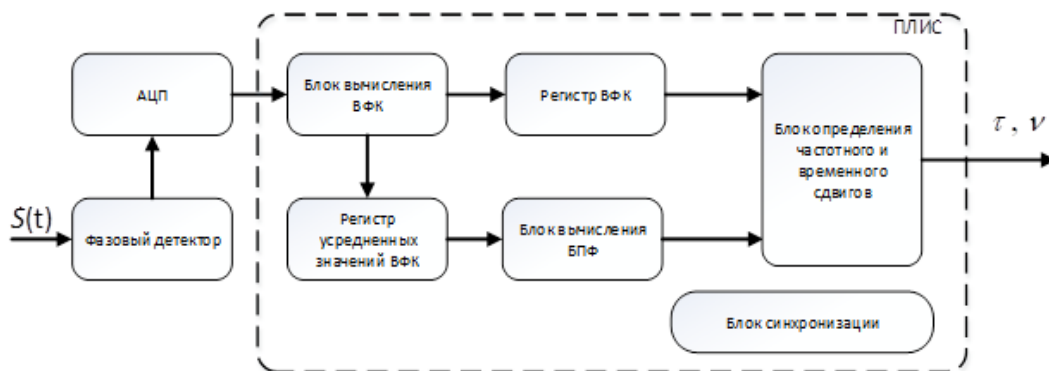


Рисунок 13. Схема алгоритма спектрально-корреляционной обработки

Представлена аппаратная реализация БПФ на базе ПЛИС с учетом требований вычислительной эффективности и минимизации вычислительных ресурсов. Для сокращения вычислительных ресурсов ПЛИС были определены поворачивающие множители таким образом, чтобы обеспечивалась возможность замены операции умножения в базовой операции вычисления БПФ — «бабочке» на операции сдвига операнда в регистрах. Предложенная аппаратная реализация вычисления БПФ, основанная на замене операций умножения на операции

сдвига, обладает сравнимыми параметрами со стандартным IP-ядром ф. Xilinx в отношении сигнал/шум на выходе и по времени реализации вычисления, однако, за счет исключения умножителей снижаются требования к необходимому количеству вычислительных ресурсов. При этом, предлагаемая реализация не привязана к конкретной вычислительной системе и легко применима в отечественных ПЛИС в задачах импортозамещения.

Дана оценка вычислительной сложности разработанного алгоритма.

Разработанный алгоритм	Последовательный алгоритм	Алгоритм, основанный на вычислении БПФ	Корреляционный подход
$O(k(N+0,5\log k))$	$O(N^3)$	$O(N^2\log N)$	$O(3Nk(2 + 5\log N))$
где N – количество входных значений, k – количество отсчетов по частоте			

В **заключении** диссертации изложены основные научные и практические результаты работы.

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ДИССЕРТАЦИИ

В ходе выполнения диссертационного исследования разработан алгоритм совместного измерения временного и частотного сдвигов в широкополосном сигнале с известным периодическим законом фазовой модуляции. По итогу выполнения диссертационного исследования были достигнуты следующие основные результаты:

1. Получено аналитическое выражение для функции неопределенности фазокодоманипулированного сигнала после синхронного детектора, с применением «скользящего» по принимаемому сигналу временного окна с длительностью, равной периоду зондирования.
2. В лабораторном эксперименте показано, что в условиях, когда вызванное эффектом Доплера изменение периода модуляции не превышает длительности кванта модулирующей ПСП, измерение временного положения возможно с точностью близкой к ширине основного максимума автокорреляционной функции огибающей опорного сигнала и равной длительности кванта ПСП, а частотного сдвига – с точностью, определяемой периодом опорного сигнала.

3. Предложен аппаратно-ориентированный алгоритм вычисления взаимной функции корреляции, позволяющий в режиме реального времени получать значения функции взаимной корреляции принимаемого и опорного сигналов при эффективном использовании вычислительных ресурсов на базе ПЛИС.
4. Разработаны и исследованы программная модель и макет корреляционного измерителя, основанная на предложенном алгоритме.
5. Исследована возможность повышения однозначности измерения временной задержки за счет добавления в модулирующий сигнал меток в виде инвертированной, инверсной и имеющей другой код опорных последовательностей. Показано, что такие подходы не значительно повышают однозначность измерения, а также ведут к повышению пик-фактора и возникновению помех при переходе от метки к метке.
6. Разработан метод формирования излучаемого сигнала на основе комбинированного правила кодирования, позволяющий расширить диапазон и устранить неоднозначность измерения временной задержки непрерывного ФКМ сигнала.
7. Предложена аппаратная реализация системы обработки непрерывно принимаемого ФКМ сигнала на двух корреляторах, тактирование, которых осуществляется кратными частотами, образованными из тактовой частоты ПЛИС.
8. Обоснована возможность при переходе к квазинепрерывному приему ФКМ сигнала, сформированного по комбинированному правилу кодирования, перейти на обработку принимаемого сигнала на одном корреляторе с усреднением по периоду короткопериодной ПСП, что позволяет значительно расширить диапазон измеряемых временных задержек без потери точности при незначительном увеличении требуемых на реализацию вычислительных ресурсов ПЛИС.
9. Синтезирован корреляционно-спектральный алгоритм совместного измерения временного и частотного сдвигов со скользящим окном, в котором частотный сдвиг определяется после операции усреднения функции взаимной

корреляции за период опорного сигнала, при компактной аппаратной реализации на ПЛИС.

10. Дана оценка помехоустойчивости способа измерения с учетом возникающего при доплеровской деформации вклада боковых лепестков ВФК в отношение сигнал/шум.
11. Предложена аппаратно-ориентированная реализация вычисления БПФ на ПЛИС, основанная на замене операций умножения на операции сдвига, эффективная с точки зрения отношения сигнал/шум на выходе, времени реализации вычисления и требуемого количества вычислительных ресурсов. При этом представленная реализация не зависит от выбранной платформы.

СПИСОК ПУБЛИКАЦИЙ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

Научные статьи, опубликованные в журналах перечня ВАК Министерства образования и науки Российской Федерации

1. Ширкаев А.В. Корреляционный измеритель временной задержки на базе ПЛИС / А.В. Ширкаев, Е.И. Шкелев // Успехи современной радиоэлектроники. – 2018. – № 7. – С. 64-69.
2. Ширкаев А.В. Исследование возможности повышения однозначности определения временной задержки ФКМ сигнала в корреляционном измерителе на базе ПЛИС / А.В. Назаров, А.В. Ширкаев // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2023. – Т. 12, № 1. – С. 7-11.
3. Ширкаев А.В. Реализация аппаратно-ориентированного подхода к вычислению БПФ на ПЛИС // Проектирование и технология электронных средств. – 2024. – № 1. – С. 42-46.

Научные публикации, индексируемые в международной базе данных Scopus

4. Ширкаев А.В. Акустический измеритель временной задержки / А.В. Ширкаев, Е.И. Шкелев // Приборы и техника эксперимента. – 2018. – № 4. – С. 25.

5. Ширкаев А.В. Совместное измерение частотного и временного сдвигов широкополосного сигнала в системах ближней локации / А.В. Ширкаев, Е.И. Шкелев // Радиотехника и электроника. – 2020. – Т. 65, № 6. – С. 595-600.

Патенты

6. Патент № 2701059 С1 Российская Федерация, МПК G06F 17/15, H04B 1/709. цифровой многоканальный коррелятор фазоманипулированных сигналов: № 2018139947: заявл. 12.11.2018: опубл. 24.09.2019 / Ширкаев А. В., Шкелев Е. И. – 8 с.

Научные доклады в материалах научных конференций

7. Ширкаев А.В. Адаптивная система измерения временной задержки. / А.В. Ширкаев, Е.И. Шкелев, В.С. Кочергин // Труды XX научной конференции по радиофизике ННГУ им. Н.И. Лобачевского, – 2016. – С. 140-143.
8. Ширкаев А.В. Корреляционный измеритель временной задержки на базе ПЛИС. / А.В. Ширкаев, Е.И. Шкелев // Труды международной научно-технической конференции «Современная элементная база радиоэлектроники и ее применение», Нижний Новгород, – 2017. – С. 138-141.
9. Ширкаев А.В. Реализация на плис акустического измерителя временной задержки. / А.В. Ширкаев, Е.И. Шкелев, В.С. Кочергин // Труды XXI научной конференции по радиофизике ННГУ им. Н.И. Лобачевского. – 2017. – С. 254-257.
10. Ширкаев А.В. Метод обработки сигнала в измерителе временной задержки с непрерывным псевдошумовым зондированием и с регулируемой зоной обзора. / А.В. Ширкаев, Е.И. Шкелев // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. – 2018. – Т. 8. № 4. – С. 85-89.
11. Ширкаев А.В. Численное моделирование влияния эффекта Доплера на корреляционную функцию ФКМ сигнала. / А.В. Ширкаев, Е.И. Шкелев // Труды XIII Всероссийской молодежной научно-инновационной школы «Математика и математическое моделирование» – 2019. – С. 137-138.

12. Ширкаев А.В. Исследование корреляционного измерителя временной задержки непрерывного ФКМ сигнала/ А.В. Ширкаев, Д.Н. Ивлев // Сборник материалов конференции ИСТ-2024, Н. Новгород: Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева URL: https://www.nntu.ru/frontend/web/ngtu/files/nauka/konf/ist/program_annot_ist2024.pdf (дата обращения 09.10.2025)
13. Ширкаев А.В. К вопросу определения время-частотного сдвига ФКМ сигнала / А.В. Ширкаев, Д.Н. Ивлев // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXX Международной научно-технической конференции. В 5-ти томах, Воронеж, 16–18 апреля 2024 года. – Воронеж: Издательский дом ВГУ. – 2024. – С. 189-195.
14. Ширкаев А.В. Аппаратно-ориентированный алгоритм вычисления функции неопределенности ФКМ сигнала/ А.В. Ширкаев, Д.Н. Ивлев // Труды XXVIII научной конференции по радиофизике. – 2024. – С. 238-242.

Ширкаев Алексей Владимирович

**Разработка и исследование аппаратно-ориентированных алгоритмов
измерения параметров широкополосного сигнала в условиях доплеровской
деформации**

Автореферат

диссертации на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Подписано в печать 17.10.2025 г.

Формат 60х84/16. Усл. печ. л 1,0. Тираж 100.

Издательство Нижегородского государственного университета
им. Н. И. Лобачевского (ННГУ)
603950, г. Нижний Новгород, пр. Гагарина, 23