



Сапронов Данил Игоревич

**СОВМЕСТНОЕ ОЦЕНИВАНИЕ ДАЛЬНОСТИ И СКОРОСТИ
В РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ
СВЕРХШИРОКПОЛОСНЫХ ДИСКРЕТНО-КОДИРОВАННЫХ
ПО ЧАСТОТЕ СИГНАЛОВ**

05.12.14 - РАДИОЛОКАЦИЯ И РАДИОНАВИГАЦИЯ

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Москва – 2020

Работа выполнена на кафедре «Радиолокации, радионавигации и бортового радиоэлектронного оборудования» ФГБОУ ВО «МАИ (НИУ)».

Научный руководитель:

кандидат технических наук
Каменский Илья Владимирович
(ФГБОУ ВО «МАИ (НИУ)»)

Официальные оппоненты:

доктор технических наук, профессор
Кошелев Виталий Иванович
(РГРТУ им В.Ф. Уткина)

кандидат технических наук
Майстренко Евгений Владимирович
(АО «Концерн радиостроения «Вега»)

Ведущая организация:

АО «Радиотехнический институт имени
академика А. Л. Минца»

Защита диссертации состоится <<29>> декабря 2020 г. в 12:00 часов на заседании диссертационного совета Д 212.125.03 в Московском авиационном институте (национальном исследовательском университете) по адресу: 125993, г. Москва, А-80, ГСП-3, Волоколамское шоссе, д. 4.

С диссертацией можно ознакомиться на сайте ma.i.ru и в библиотеке МАИ.

Автореферат разослан <<__>> _____ 2020 года.

Ученый секретарь

диссертационного совета

Д 212.125.03, канд. техн. наук



А.А. Горбунова

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность работы. В последнее время активное развитие получили сверхширокополосные (СШП) радиолокационные системы (РЛС), в которых ширина полосы спектра используемого сигнала составляет более 25% относительно величины центральной частоты. Абсолютные значения рабочей полосы частот в таких системах могут составлять от нескольких сотен мегагерц (МГц) до нескольких единиц и даже десятков гигагерц (ГГц). Всё множество сверхширокополосных сигналов принято разделять на три группы: видеоимпульсные, шумовые и многочастотные. Обзор литературы по теме СШП РЛС, имеющейся в открытом доступе, показал, что большинство источников посвящено использованию видеоимпульсных СШП сигналов. Например, книги под редакциями Дж. Д. Тейлора 2001 г. [1], 2012 г. [2] и 2017 г. [3], М. А. Амина [4], С. Юргена [5], Л. Ю. Астанина и А. А. Костылёва [6], а также А. С. Бугаева и С. И. Ивашова [7], содержат широкий анализ антенных систем и радиоэлектронных компонентов, применяемых в СШП РЛС, а также анализ электромагнитных свойств сред распространения радиоволн в диапазонах СШП радиосигналов (от 500 МГц до 12 ГГц). Однако, при анализе зондирующих сигналов основное внимание в этих трудах уделяется вопросам формирования и обработки видеоимпульсных радиосигналов в РЛС. В связи со сверхмалой длительностью таких сигналов, методы обнаружения и распознавания подвижных целей в СШП РЛС в вышеупомянутых книгах чаще всего основаны на использовании пачек сигналов с обработкой в, так называемом, «медленном времени» (время, продискретизированное с периодом, равным периоду зондирования). Тем не менее, существуют в открытом доступе и труды, посвященные использованию многочастотных СШП сигналов. В качестве примера можно рассмотреть актуальную книгу 2016 г. К. Нгуена и Й. Парка «Stepped-frequency radar sensors» (Англ. — «РЛС с сигналами со ступенчатой частотной модуляцией») [8], посвященную простейшим многочастотным СШП сигналам — сигналам со ступенчатой частотной модуляцией (СЧМ) и их реализации в РЛС сантиметрового и миллиметрового диапазонов радиоволн, но, следует отметить, что в книге совсем не рассматривается тема оценивания скоростей целей.

Тем не менее, известны работы, посвященные совместному оцениванию дальности и радиальной скорости целей в РЛС с использованием многочастотных СШП сигналов или СШП дискретно-кодированных по частоте сигналов (ДКЧС). Например, С. Юрген в книге «Handbook of ultra-wideband short-range sensing» (Англ. — «Справочник по сверхширокополосному зондированию ближнего действия») [5] в общем виде приводит выражение функции неопределённости (ФН) для СШП сигналов и анализирует зависимость разрешающей способности по дальности и скорости от таких частотно-временных параметров сигнала, как полоса частот и длительность сигнала. В. В. Чапурский в своей книге «Избранные задачи теории сверхширокополосных радиолокационных систем» [9] выводит и анализирует частные выражения функции неопределённости для видеоимпульсных, шумовых и многочастотных СШП сигналов с различным кодированием частот, с постоянным шагом по частоте и одинаковой длительностью дискретов. В 11 главе в книге [1] Гилл Г. С. рассматривает метод компенсации движения цели в РЛС с использованием СШП СЧМ сигналов. Работы А. Каживара [10], С. Р. Дж. Аксельсона [11], Й. Лиу, Х. Менга и др. [12 – 14] также посвящены компенсации движения цели в РЛС с использованием ступенчатых частотно-модулированных и других дискретно-кодированных по частоте сигналов с постоянным шагом по частоте и одинаковой длительностью дискретов.

Таким образом, из перечисленной литературы лишь некоторые источники [9], [11], [13] рассматривают коды частоты отличные от линейного в задачах СШП радиолокации. При этом, несмотря на то, что в задачах совместного оценивания дальности и скорости в РЛС с использованием ДКЧС сигналов важную роль начинают играть сетка частот и длительности дискретов (частотно-временная матрица сигнала), ни в одном из найденных источников [9], [11], [13] не рассматриваются СШП ДКЧС с переменным шагом по частоте и неодинаковой длительностью дискретов (неравномерная частотно-временная матрица). Поэтому вызывает интерес проведение исследования влияния неравномерности в частотно-временной матрице сигнала на характеристики сжатия СШП ДКЧС.

Среди различных кодов частоты в узкополосной радиолокации особое внимание уделяется кодам Костаса, как теоретически оптимальным для получения «кнопочной» функции неопределённости (ФН) [15]. Н. Леванон в статье [16] анализирует функцию неопределённости и приводит структурную схему РЛС с использованием ДКЧС сигналов Костаса, но эффект Доплера в функции неопределённости рассматривает только в виде сдвига несущей, что характерно для сжатия узкополосных ДКЧС. Тем не менее, для задач СШП радиолокации оптимальность использования кодов Костаса по сравнению с другими псевдослучайными кодами не доказана. Более того, существующие методы совместного оценивания дальности и скорости по одному СШП сигналу обычно описываются теоретически с использованием компьютерного моделирования сигналов, без рассмотрения практической реализации в трактах РЛС. Таким образом, задача экспериментальной проверки метода совместного оценивания дальности и скорости в РЛС с использованием сверхширокополосных дискретно-кодированных по частоте сигналов по однократному зондированию, которая рассматривается в рамках данного диссертационного исследования, является актуальной.

Объект и предмет диссертационного исследования.

Объект исследования – методы оценивания дальности и скорости цели в радиолокационных системах с использованием сверхширокополосных сигналов.

Предмет исследования – совместное оценивание дальности и скорости в радиолокационных системах с использованием сверхширокополосных дискретно-кодированных по частоте сигналов с неравномерностями в частотно-временной матрице сигнала.

Цель работы. Разработка и анализ метода совместного оценивания дальности и скорости в РЛС с использованием СШП ДКЧС с неравномерной частотно-временной матрицей, применение которого позволит улучшить характеристики оценивания дальностей и скоростей объектов.

Для достижения поставленной цели в работе решаются следующие **основные задачи**.

1. Вывод и анализ выражения, описывающего функцию неопределённости сверхширокополосных дискретно-кодированных по частоте сигналов с неравномерной частотно-временной матрицей сигнала.
2. Исследование влияния кодов частоты СШП ДКЧС и неравномерностей в частотно-временной матрице сигнала на уровень боковых лепестков функции неопределённости СШП ДКЧС.
3. Разработка структурной схемы РЛС с использованием СШП ДКЧС с неравномерной частотно-временной матрицей и вывод двумерной цифровой функции сжатия, позволяющей реализовывать совместное оценивание дальности и скорости в РЛС.

4. Разработка макета РЛС с применением СШП ДКЧС для апробации метода совместного оценивания дальности и скорости на современной элементной базе.
5. Экспериментальное получение статистических характеристик оценивания скорости цели по однократному зондированию с использованием данных с выхода приёмного тракта спроектированного макета РЛС.

Методы исследования. При решении поставленных задач использовались методы теории сверхширокополосной радиолокации, методы теории формирования и обработки сигналов, методы математического моделирования на ЭВМ, методы математической статистики и теории вероятностей, а также методы экспериментальных исследований.

Научная новизна работы.

1. Получено аналитическое выражение функции неопределённости сверхширокополосных дискретно-кодированных по частоте сигналов с неравномерной частотно-временной матрицей.

2. С помощью полученного выражения функции неопределённости СШП ДКЧС показана зависимость уровня боковых лепестков (УБЛ) ФН от количества дискретов N (пропорциональная $N^{(-1/3)}$) при равномерной сетке частот и зависимость УБЛ сечения ФН по дальности от N (пропорциональная $N^{(-1/2)}$) при неравномерном псевдослучайном изменении шага по частоте.

3. Показано отсутствие преимуществ сигналов Костаса по сравнению с другими псевдослучайными кодами частоты для получения кнопочной формы функции неопределённости СШП ДКЧС.

4. Предложено выражение двумерной цифровой функции сжатия, позволяющее реализовать метод совместного оценивания дальности и скорости в РЛС с использованием СШП ДКЧС с неравномерной частотно-временной матрицей, и учитывающее цифровые калибровочные коэффициенты, компенсирующие неравномерности в комплексной частотной характеристике приёмо-передающего тракта РЛС.

Практическая значимость полученных результатов.

1. Разработана структурная и принципиальные схемы, а также топология печатной платы приёмопередатчика РЛС с использованием СШП ДКЧС с псевдослучайным кодированием частоты.

2. Разработаны скриптовые файлы на языке MATLAB, позволяющие производить оценку характеристик сжатия СШП ДКЧС в математических моделях РЛС, а также обрабатывать цифровые радиолокационные данные с выхода приёмного тракта спроектированного макета РЛС.

3. Произведены экспериментальные испытания макета РЛС с СШП ДКЧС с сеткой частот 752 МГц, 757 МГц, ..., 4947 МГц и полной длительностью сигнала 38 мс и показано, что использование полученного выражения двумерной цифровой функции сжатия позволяет производить совместное оценивание дальности и скорости цели по однократному зондированию.

4. Произведён расчёт статистических характеристик абсолютной ошибки оценивания скорости в РЛС с использованием СШП ДКЧС. Показано, что применение псевдослучайного кодирования частоты и цифровых калибровочных коэффициентов позволяет уменьшить СКО оценки скорости цели, не менее чем в два раза по сравнению с сигналами со ступенчатой частотной модуляцией (СЧМ).

Реализация и внедрение результатов.

Результаты диссертационных исследований внедрены в разработки предприятия АО «Радий ТН». Соответствующий акт внедрения прилагается к диссертации.

Достоверность полученных результатов обеспечивается физически обоснованной аналитической моделью приёмопередающего тракта РЛС с использованием СШП ДКЧС; численном сравнении значений полученного выражения функций неопределённости со значениями функции неопределённости в общем виде; согласованностью с положениями теории сигналов, теории СШП РЛС и устройств СВЧ; сравнением полученных экспериментальных данных с теоретически рассчитанными, ожидаемыми данными от подвижной цели.

Основные положения, выносимые на защиту.

1. Полученное аналитическое выражение для функции неопределённости сверхширокополосных дискретно-кодированных по частоте сигналов позволяет осуществлять анализ и расчёт функции неопределённости СШП ДКЧС с неравномерной частотно-временной матрицей.

2. Предложен метод выбора кода частоты СШП ДКЧС минимизирующий уровень боковых лепестков (УБЛ) функции неопределённости и показано, что при количестве дискретов N больше 300 величина УБЛ оказывается обратно пропорциональна значению $\sqrt[3]{N}$.

3. Увеличение интервала однозначного оценивания дальности в N раз может быть достигнуто за счёт использования неравномерной сетки частот с псевдослучайным изменением шага частоты.

4. Показано, что совместное оценивание дальности и скорости цели может быть проведено по однократному зондированию СШП ДКЧС путём определения положения максимума двумерной цифровой функции сжатия.

5. Предложенный метод совместного оценивания дальности и скорости в случае СШП ДКЧС с сеткой частот 752 МГц, 757 МГц, ..., 4947 МГц и полной длительностью сигнала 38 мс, со ступенчатым кодированием по частоте позволяет снизить СКО оценки скорости в 2 раза при одинаковой точности оценки по дальности. Дальнейшее снижение СКО оценки скорости в 1,5 раза достигается за счёт использования псевдослучайного кодирования частоты СШП ДКЧС.

Апробация результатов работы. Результаты диссертационной работы доложены на XLII международной молодёжной научной конференции «Гагаринские чтения XLII» (Москва, МАИ, 12-15 апреля 2016), 19-й международной научно-технической конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение – «DSPА-19»» (Москва, РНТОРЭС им. А. С. Попова, 29-31 марта 2017), XLIV международной молодёжной научной конференции «Гагаринские чтения XLIV» (Москва, МАИ, 10-13 апреля 2018), 20-й международной научно-технической конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение – «DSPА-20»» (Москва, РНТОРЭС им. А. С. Попова, 20-30 марта 2018), 17-й международной молодёжной научной конференции «Авиация и космонавтика-17» (Москва, МАИ, 19-23 ноября 2018), международной научной конференции «2020 Systems of signals generating and processing in the field of onboard communications» (Москва, МТУСИ, 19-20 марта 2020).

Публикации. Результаты диссертации опубликованы в 9 работах, среди которых 2 статьи в рецензируемых журналах перечня ВАК, 2 статьи в журналах, индексируемых международной научной базой Scopus, а также 5 работ в трудах международных научно-технических конференций.

Структура и объем работы.

Диссертационная работа изложена на 112 листах машинописного текста и состоит из введения, списка сокращений и условных обозначений, четырёх глав, заключения, списка литературы, включающего 50 наименований и приложений. Иллюстративный материал представлен на 25 рисунках. Приложения к диссертации составляют 13 страниц.

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во **введении** обоснована актуальность темы диссертационной работы, проведён обзор литературы по теме исследований, сформулирована цель и основные задачи исследований, научная новизна и практическая значимость полученных результатов, изложены положения, выносимые на защиту. Приведены структура диссертации, форма апробации и список опубликованных статей в научных журналах.

В **первой главе** приводится выражение функции неопределённости СШП сигналов общего вида:

$$|\chi(\tau, \alpha)| = \frac{1}{E} \left| \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \cdot \overline{s[\alpha t - \tau]} dt \right|, \quad (1)$$

где $s(t)$ – комплексная огибающая принимаемого радиосигнала;

$\overline{s(t - \tau)}$ – опорный сигнал, являющийся комплексно-сопряжённой копией излучаемого сигнала, сдвинутой во времени на величину τ ; $\tau = \frac{2R}{c}$ – задержка сигнала, обусловленная распространением сигнала до цели, на расстоянии R отлокатора, и обратно; $\alpha = \frac{c+v}{c-v} \cong 1 + \frac{2v}{c}$ – временной масштабирующий коэффициент, обусловленный эффектом Доплера; c – скорость света; E – полная энергия сигнала, необходимая для нормирования ФН.

Также приводится уравнение СШП дискретно-кодированного по частоте сигнала:

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s_n(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect} \left(\frac{t - \sum_{m=0}^{n-1} T_m - \frac{T_n}{2}}{T_n} \right) \cdot a_n \exp \{ j2\pi f_n t + j\varphi_n \}. \quad (2)$$

Здесь N – количество дискретов сигнала; $s_n(t)$ – n -й дискрет сигнала; T_n – длительность излучения n -го дискрета; $\sum_{m=0}^{n-1} T_m$ – время, прошедшее до излучения n -го дискрета;

$$\text{rect} \left(\frac{t - \sum_{m=0}^{n-1} T_m - \frac{T_n}{2}}{T_n} \right) = \begin{cases} 1, & \sum_{m=0}^{n-1} T_m < t \leq \sum_{m=0}^n T_m \\ 0, & t \leq \sum_{m=0}^{n-1} T_m \cup t > \sum_{m=0}^n T_m \end{cases};$$

a_n – амплитуда n -го дискрета; φ_n – фаза n -го дискрета; f_n – частота n -го дискрета.

Предполагаются следующие условия работы РЛС:

1. РЛС работает в квазинепрерывном режиме на малых дальностях, при котором излучение и приём текущего дискрета происходит одновременно;
2. Максимальная задержка, обусловленная начальной дальностью цели, проиллюстрированная на рисунке 1, не превышает длительности кратчайшего дискрета.

$$\tau_{\max} < \min_n(T_n)$$

$$R_{\max} < \frac{\min(T_n) \cdot c}{2} \quad (3)$$

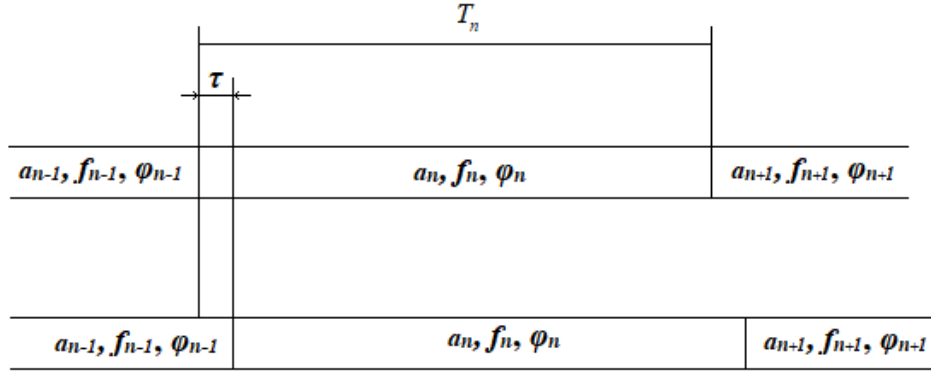


Рисунок 1 Иллюстрация задержки сверхширокополосного дискретно-кодированного по частоте сигнала относительно опорного сигнала при отражении от цели

3. Всё время излучения сигнала цель движется линейно с постоянной скоростью. Изменение длительности сигнала, обусловленное доплеровским масштабированием, (рисунок 2) много меньше средней длительности дискретов:

$$\frac{2v_{\max}}{c} \sum_{n=0}^{N-1} T_n \ll \sum_{n=0}^{N-1} T_n / N, \quad v = \text{const}, \quad t \in \left[0; \sum_{n=0}^{N-1} T_n \right]$$

$$v_{\max} \ll \frac{c}{2N}, \quad v = \text{const}, \quad t \in \left[0; \sum_{n=0}^{N-1} T_n \right] \quad (4)$$

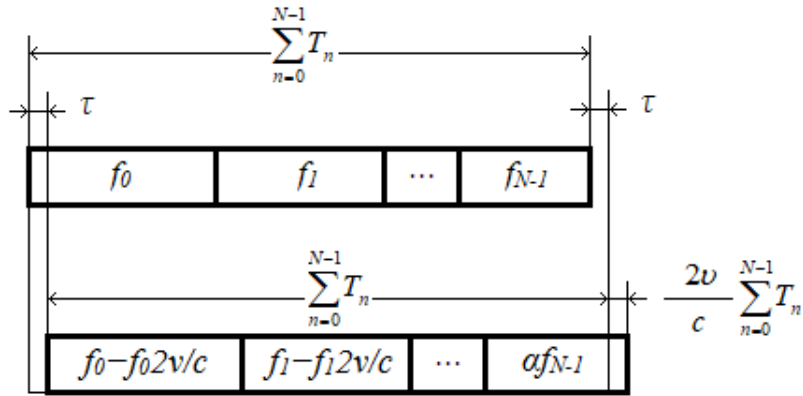


Рисунок 2 Иллюстрация доплеровского временного масштабирования принимаемого сигнала при отражении от удаляющейся цели

Используя выражения (1), (2) и условия (3), (4) аналитически выводится частное выражение функции неопределённости СШП ДКЧС:

$$|\chi(R, v)| = \frac{1}{E} \left| \sum_{n=0}^{N-1} \chi_{n,n}(R, v) + \sum_{n=1}^{N-1} \chi_{n,n-1}(R, v) \right|, \quad (5)$$

где $E = \sum_{n=0}^{N-1} a_n^2 T_n$, $\text{sinc}(x) = \begin{cases} \sin(x)/x, & x \neq 0 \\ 1, & x = 0 \end{cases}$,

$$\chi_{n,n}(R, \nu) = a_n^2 \left(T_n - \frac{2R}{c} \right) \text{sinc} \left(2\pi f_n \frac{\nu}{c} \left(T_n - \frac{2R}{c} \right) \right) \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} f_n \left[R + \nu \left(\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{T_n}{2} + \frac{R}{c} \right) \right] \right\},$$

$$\chi_{n,n-1}(R, \nu) = a_n a_{n-1} \frac{2R}{c} \cdot \text{sinc} \left(\pi \left(f_n - f_{n-1} + \frac{2\nu}{c} f_{n-1} \right) \frac{2R}{c} \right) \cdot \exp \left\{ j 2\pi \left[\left(f_n - f_{n-1} + \frac{2\nu}{c} f_{n-1} \right) \left(\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{R}{c} \right) + f_{n-1} \frac{2R}{c} \right] + j(\varphi_n - \varphi_{n-1}) \right\}.$$

С использованием полученного выражения (5) приводятся зависимости следующих характеристик ФН СШП ДКЧС от частотно-временных параметров сигнала:

Разрешающая способность по дальности:

$$\Delta R = \frac{c}{2N\Delta f}, \quad (6)$$

при равномерной сетке частот: $f_n = f_0 + \theta_n \cdot \Delta f$, $n = 0, 1, \dots, N-1$, где f_0 – начальная частота, Δf – шаг по частоте, θ_n – некоторый дискретный закон изменения (код) частоты.

Интервал однозначного определения дальности (ИООД):

$$R_{UR} = \frac{c}{2\Delta f}. \quad (7)$$

Разрешающая способность по скорости:

$$\Delta \nu = \frac{c}{2 \sum_{n=0}^{N-1} T_n \cdot f_n}. \quad (8)$$

Вторая глава посвящена исследованию зависимости уровня боковых лепестков (УБЛ), а также интервала однозначного определения дальности (ИООД) (7) функции неопределённости СШП ДКЧС (5) от следующих частотно-временных параметров сигнала.

Код частоты: $\{\theta_n\} = [0, 1, \dots, N-1]$, $n = 0, 1, \dots, N-1$.

Неравномерность сетки частот: $\{\theta_n + \Delta\theta_n\}$, $\theta_n = [0, 1, \dots, N-1]$, $\{\Delta\theta_n\} \in (-0,5; 0,5)$, $n = 0, 1, \dots, N-1$.

Непостоянство длительностей дискретов: $T_n \neq const$, $n = 0, 1, \dots, N-1$.

Здесь под уровнем боковых лепестков понимается пиковый УБЛ — отношение уровня максимального бокового лепестка к уровню центрального максимума ФН.

В некоторых работах [15] – [17] отмечается, что псевдослучайные коды частоты, основанные на массивах Костаса [17] для ДКЧС размерности N позволяют добиться «кнопочного» вида функции неопределённости, с равномерным распределением боковых лепестков ФН в координатах время-частота Доплера на уровне $1/N$. Учитывая метод сжатия, определяемый условиями (3), (4) проведена проверка сохранения свойств кодов Костаса для исследуемых СШП ДКЧС. На языке MATLAB написана программа, формирующая полученную функцию неопределённости (5) для сигналов с заданными частотно-временными параметрами, проверяющая все $N!$ кодов для каждой из

размерностей $N = 3, 4, \dots, 10$ и запоминая оптимальный код, с минимальным уровнем боковых лепестков ФН. Найденные коды частоты представлены в таблице 1.

Таблица 1 Оптимальные коды частоты для сигналов со следующими частотно-временными параметрами $f_0 = 1$ ГГц, $\Delta f = 1$ МГц, $T = 50$ мкс

N	Мин. УБЛ [дБ]	Массив Костаса	Код частоты									
			1	3	2							
3	-0,492	Да	1	3	2							
4	-1,615	Да	3	4	2	1						
5	-2,217	Нет	1	2	3	5	4					
6	-2,278	Нет	3	1	2	5	4	6				
7	-2,490	Нет	7	6	4	5	2	3	1			
8	-2,889	Нет	8	7	4	6	5	3	1	2		
9	-3,002	Нет	7	9	5	8	6	3	4	2	1	
10	-3,079	Нет	10	7	9	4	8	5	6	3	2	1

Так как в процессе численного моделирования (таблица 1) были использованы все коды частоты для каждой из размерностей $N!$, то можно утверждать, что условия кодов Костаса не являются достаточными и необходимыми для получения минимального УБЛ в случае СШП ДКЧС.

Кроме того, из таблицы 1 видно, что с увеличением N УБЛ ФН уменьшается, но неизвестен порядок данной зависимости. Для компьютерного моделирования ФН ДКЧС размерностей, превышающих 10 ($N = 11, 12, \dots, 50, 75, 100, 150, 200, 300, 400, 500, 1000$), был выбран итерационный алгоритм перебора, использующий функцию инструментария MATLAB $RandPerm(N)$, случайным образом переставляющую числа от 1 до N . Результаты моделирования показаны на рисунке 3.

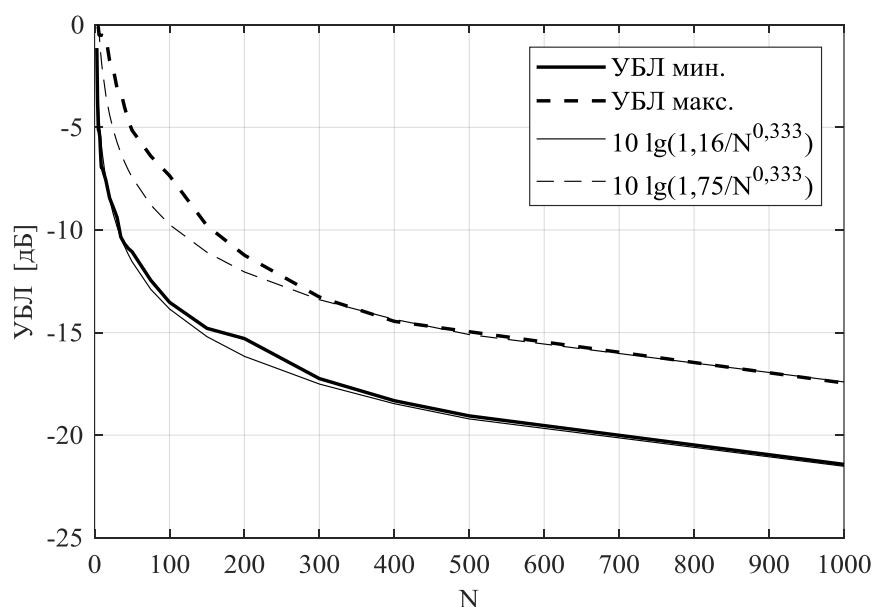


Рисунок 3 График зависимости минимального и максимального найденного УБЛ ФН СШП ДКЧС от размерности сигнала N

Жирные линии показывают результаты компьютерного моделирования, тонкие линии отображают аппроксимированную аналитическую зависимость:

$$УБЛ_{анр} = 10 \lg \left(\frac{l}{\sqrt[3]{N}} \right), \quad (9)$$

где l — постоянный коэффициент ($l > 1$).

Из рисунка 3 видно, что зависимость возможного достижимого УБЛ от размерности сигнала N с увеличением размерности сигнала выше 300 определяется приближённой формулой (9).

Добавление нерегулярности в частотную структуру сигнала позволяет избавиться от периодичности в структуре СШП ДКЧС и уменьшить уровень боковых лепестков, ограничивающих ИООД (7). На рисунке 4 приведён трёхмерный вид функции неопределённости СШП ДКЧС с добавлением псевдослучайного изменения шага по частоте:

$$f_n = f_0 + \left[\theta_n + k \cdot \left(\hat{\theta}_n / N - 0,5 \right) \right] \cdot \Delta f, \quad (10)$$

$$\hat{\theta} = RandPerm(N), n = 0, 1, \dots, N - 1, RandPerm(N) \in [1; N], k \in [0; 1]$$

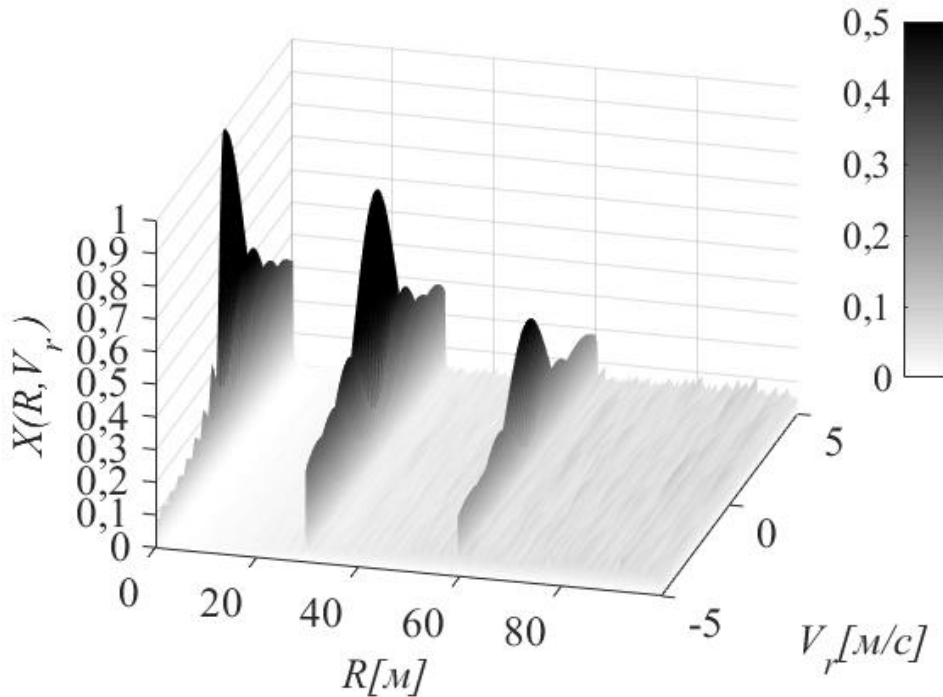


Рисунок 4 Внешний вид ФН СШП ДКЧС с нерегулярной сеткой частот (10), $k = 0,3$

Переход к неравномерной сетке частот с псевдослучайным изменением шага по частоте (10) приводит к двум эффектам. Во-первых, уменьшается уровень периодических повторений центрального лепестка на дальностях, кратных ИООД (7). Во-вторых, увеличивается средний уровень боковых лепестков в областях дальностей между дальностями, кратными ИООД (7).

Огибающая боковых лепестков, ограничивающих интервал однозначного определения дальности, определяется выражением:

$$|\chi_{УБЛ}(R, k)| = \left| \text{sinc} \left(\frac{k \cdot R}{R_{MAX}} \right) \right| = \left| \text{sinc} \left(\frac{2\Delta f \cdot k \cdot R}{c} \right) \right|. \quad (11)$$

Из выражения (11) следует, что для обнуления боковых лепестков, ограничивающих ИООД, расположенных на дальностях, кратных R_{UR} (7), необходимо установить диапазон псевдослучайного изменения шага частот $k = 1$. В таком случае, минимальный период повторения в сигнале уменьшается в N раз и определяется выражением:

$$R_{UR} = N \frac{c}{2\Delta f}. \quad (12)$$

Для исследования второго эффекта перехода к неравномерной сетке частот был зафиксирован диапазон псевдослучайного дрожания шага частот $k = 1$, и изменялось количество частот N с пропорциональным уменьшением шага по частоте $\Delta f = F/N$. Производились вычисления по интервалу дальностей $R = 0, \Delta R, \dots, R_{\max}$, $R_{\max} = \min(Nc/2\Delta f, cT/2)$ для размерностей $N = 10, 20, \dots, 500, 550, \dots, 1000$. Для каждой размерности вычисления повторялись 1000 раз для различных комбинаций функции $RandPerm(N)$ (10) с фиксацией максимального и минимального значений пикового УБЛ. На рисунке 5 приведён результат моделирования. Линиями одного типа построены максимальный и минимальный пиковые УБЛ для одной ширины полосы. Жирными линиями показаны теоретические зависимости, которые ограничивают полученные значения сверху (пунктирная линия) и снизу (сплошная линия).

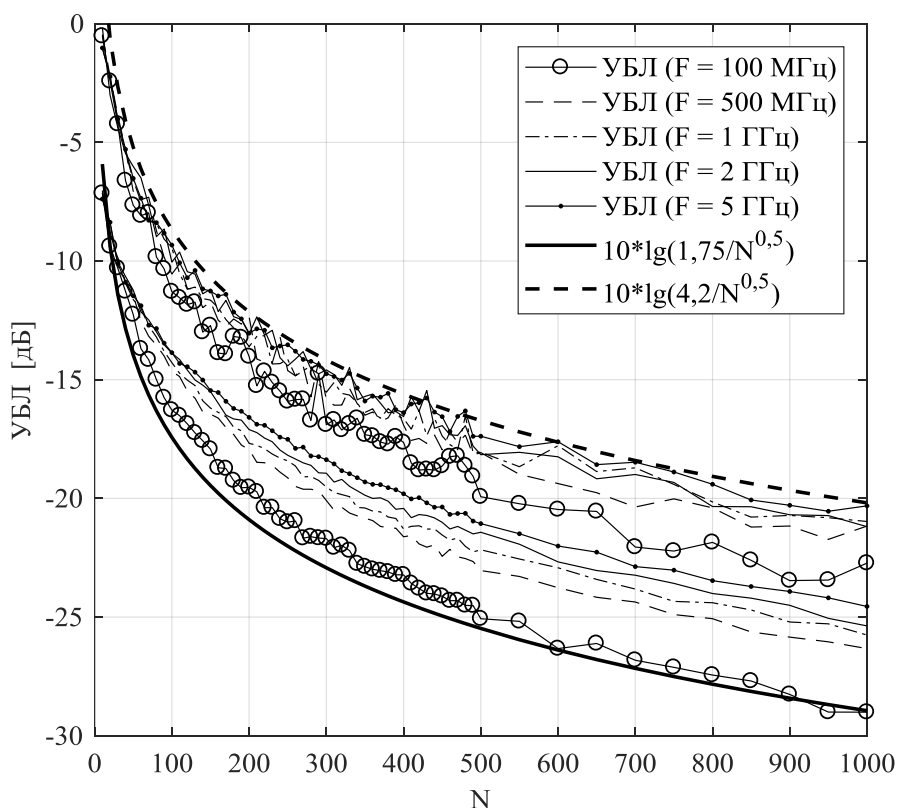


Рисунок 5 Зависимость максимального и минимального УБЛ в сечении ФН СШП ДКЧС (5) с неравномерной сеткой частот при $k = 1$ от размерности сигнала N . Параметры моделируемых сигналов: $T = 50$ мкс, $f_0 = 1$ ГГц, $k = 1$, $\Delta f = F/N$

Из рисунка 5 видно, что для сигналов с неравномерной сеткой частот при большом количестве дискретов $N > 50$ УБЛ в дальностом сечении ФН СШП ДКЧС имеет следующую зависимость от количества дискретов:

$$УБЛ(N) = 10 \lg \left(\frac{l}{\sqrt{N}} \right), \quad (13)$$

где l — некоторый постоянный коэффициент $l > 1$.

В третьей главе разрабатывается и анализируется структурная схема макета РЛС с использованием СШП ДКЧС с псевдослучайным кодированием частоты, приведённая на рисунке 6.

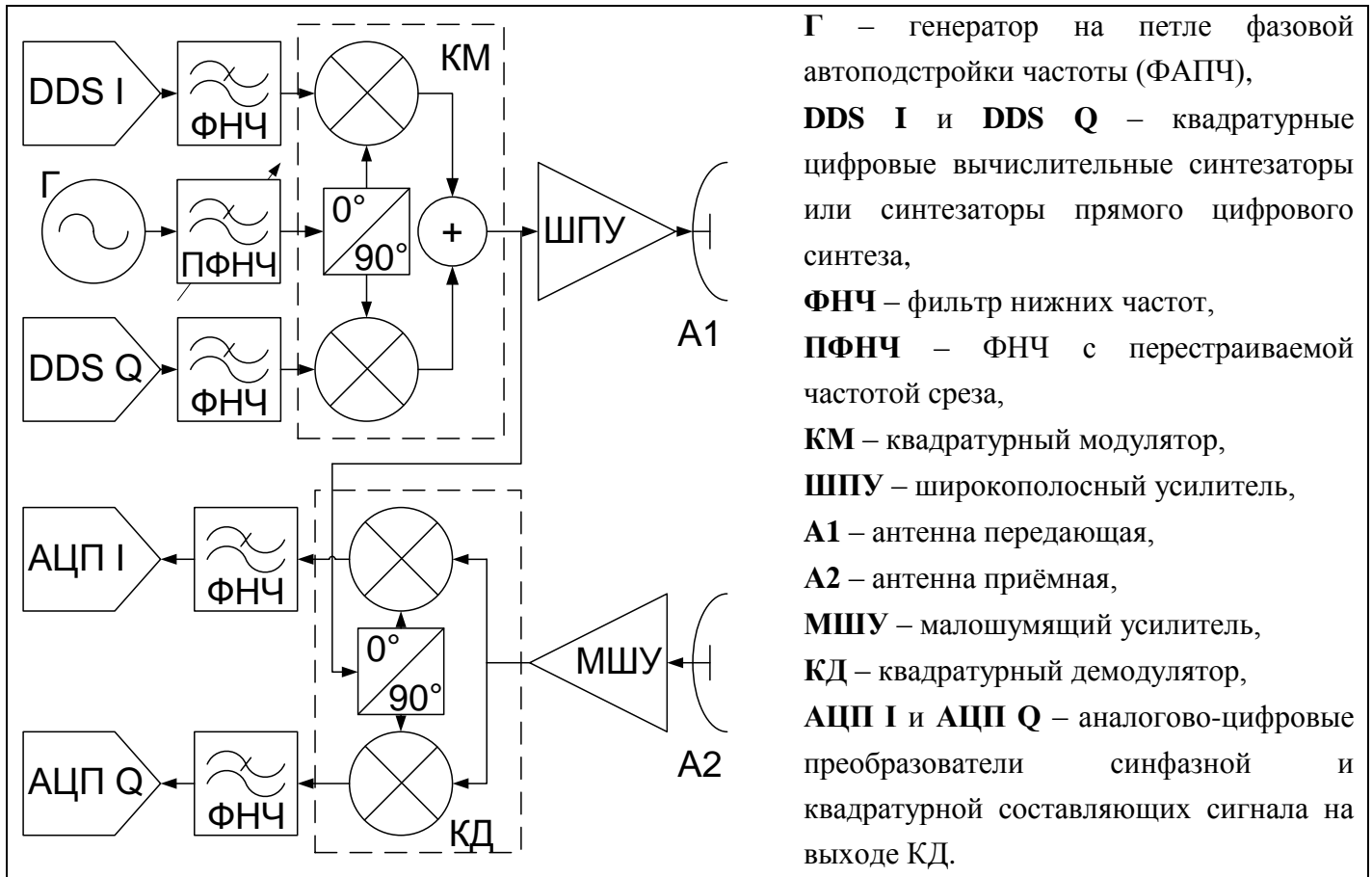


Рисунок 6 Структурная схема аналоговой части приёмопередающего тракта СШП РЛС ближнего действия с составным генератором

Аналитически выведено выражение для цифрового комплексного сигнала, отражённого от движущейся цели, принимаемого с выходов АЦП (рисунок 6):

$$\dot{S}[n] = a_n^{RX} a_n \left(\frac{T_n - 2R_y}{2} - \frac{2R_y}{c} \right) \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_n \left(R_y + v_y \sum_{m=0}^{n-1} T_m \right) + j\varphi_{0n} \right\}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1. \quad (14)$$

где a_n^{RX} — амплитуда сигнала на входе квадратурного демодулятора, $\varphi_{0n} \in [0; 2\pi)$ — случайный сдвиг фазы сигнала, возникающий при отражении волны заданной частоты f_n от цели и зависящий от электромагнитных характеристик цели на данной частоте. Предполагается, что в рабочем диапазоне частот изменение фазы, обусловленное отражением от цели, является случайным, но одинаковым для всех частот: $\varphi_{0n} \approx \varphi_0 = const, n = 0, 1, \dots, N-1$.

Для реализации метода совместного оценивания дальности и скорости в РЛС с использованием СШП ДКЧС предложено выражение двумерной цифровой функции сжатия (ДЦФС):

$$|\dot{X}(R, \nu)| = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (\dot{S}[n] - \dot{S}_\phi[n]) \cdot \dot{C}[n] \cdot \left(\frac{T_n}{2} - \frac{2R}{c} \right)^{-1} \cdot \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} f_n \left[R + \nu \sum_{m=0}^{n-1} T_m \right] \right\} \right|. \quad (15)$$

Выражение (15) учитывает неодинаковую длительность дискретов, неравномерную сетку частот и включает в себя операции вычитания фона $\dot{S}_\phi[n]$ и учёта цифровых калибровочных коэффициентов $\dot{C}[n]$, компенсирующих неравномерности КЧХ приёмопередающего тракта РЛС.

Четвертая глава посвящена экспериментальным испытаниям макета, спроектированного с использованием разработанной структурной схемы РЛС (рисунок 6). Для испытаний построена экспериментальная установка с маятником, раскачиваемым в плоскости нормали к антенной системе РЛС. Схема установки приведена на рисунке 7.

Уравнение дальности:

$$R(t) = \sqrt{X_p^2(t) + \Delta H^2(t)}, \quad (16)$$

где $X_p(t) = X_C + L \sin \alpha(t)$, $\Delta H(t) = H_p(t) - H_R = H_F - H_R - L \cos \alpha(t)$.

Уравнение скорости:

$$V(t) = -\frac{2\pi L \alpha_0}{T} \frac{X_p(t) \cos \alpha(t) + \Delta H(t) \sin \alpha(t)}{\sqrt{X_p^2(t) + \Delta H^2(t)}} \sin \left(2\pi \frac{t}{T} \right) \quad (17)$$

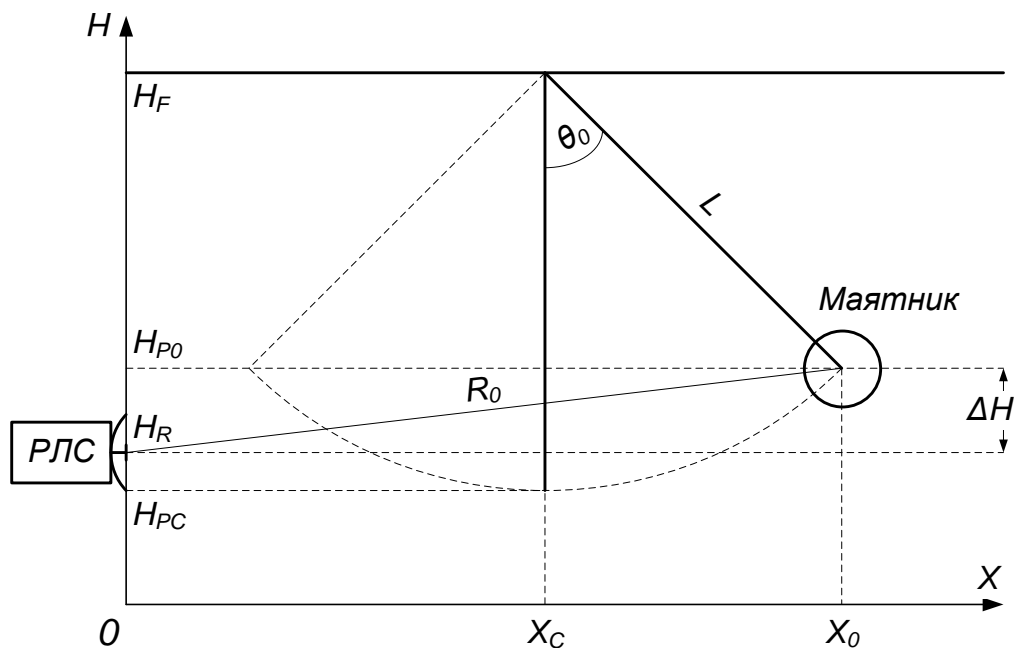


Рисунок 7 Схема экспериментальной установки для подтверждения работы метода совместного оценивания дальности и скорости

X — горизонтальная координата в плоскости раскачивания маятника (фазовый центр антенной системы РЛС имеет координату X=0); X₀ — координата маятника в момент начала движения; X_C — координата маятника в точке нулевого ускорения; H — вертикальная координата высот (от уровня

пола); H_F — полная высота экспериментальной установки; H_R — высота фазового центра антенной системы РЛС; H_{P0} — высота маятника в момент начала движения; H_{PC} — высота маятника над уровнем пола в точке нулевого ускорения; L — длина маятника.

Параметры используемых ДКЧС:

- $T_{DDS} = 40$ мкс, $T_{PLL} = 300$ мкс, $N_{DDS} = 60$, $N_{PLL} = 14$, $N = N_{DDS} \times N_{PLL} = 840$;
- $T_{FULL} = NT_{DDS} + N_{PLL}T_{PLL} = 37,88$ мс;
- $\Delta f_{DDS} = 5$ МГц, $f_{DDS} = -148$ МГц, -143 МГц, ..., $+147$ МГц;
- $\Delta f_{PLL} = 300$ МГц, $f_{PLL} = 900$ МГц, 1200 МГц, ..., 4800 МГц;
- $f_n = 752$ МГц, 757 МГц, ..., 4947 МГц; $F = 4195$ МГц;
- Линейный код частоты, либо псевдослучайный код частоты:

$$\theta_n = \theta_{PLL i} N_{DDS} + \theta_{DDS j}, \quad i = 0, 1, \dots, N_{PLL}-1, \quad j = 0, 1, \dots, N_{DDS}-1,$$

$$\theta_{PLL i} = [0, 1, 3, 7, 12, 6, 13, 8, 10, 2, 5, 11, 4, 9],$$

$$\theta_{DDS j} = [29, 28, 23, 26, 1, 16, 20, 22, 15, 3, 4, 2, 19, 10, 24, 14, 11, 0, 25, 7, 17, 9, 27, 5, 12, 8, 13, 21, 6, 18, 42, 55, 51, 50, 58, 33, 38, 40, 44, 56, 41, 37, 46, 47, 36, 51, 30, 59, 49, 52, 35, 53, 48, 45, 39, 32, 54, 34, 57, 43].$$

График псевдослучайного кода частоты представлен на рисунке 8.

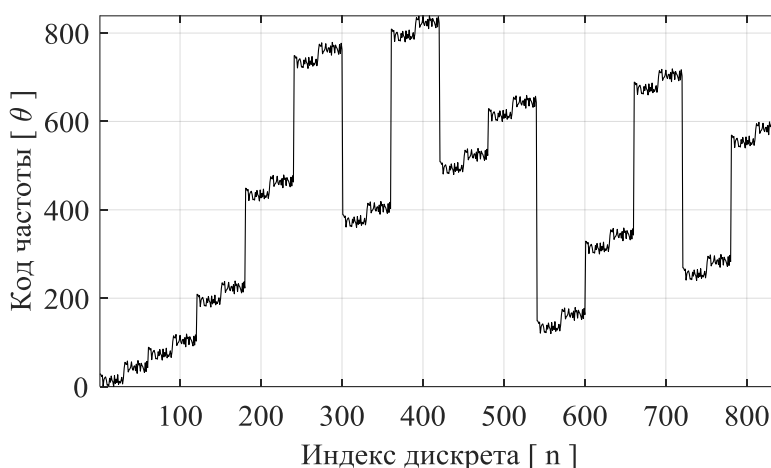


Рисунок 8 График псевдослучайного кода частоты, используемого в испытаниях

В качестве опорной скорости маятника выбирается теоретический закон изменения скорости математического маятника (17) с учётом некоторого экспоненциального затухания, задаваемого эмпирическим коэффициентом:

$$V_{теор}(t) = V(t) \cdot \exp(-t / \alpha), \quad (18)$$

$$X_C = 4,1 \text{ [м]}; H_F = 6,5 \text{ [м]}; H_R = 0,8 \text{ [м]}; H_{P0} = 2,3 \text{ [м]}; H_{PC} = 0,45 \text{ [м]}; L = 5,53 \text{ [м]}; g = 9,78 \text{ [м/с}^2\text{]};$$

$\alpha = 60$ [с] — некоторый эмпирически подобранный коэффициент затухания колебаний маятника, выраженный в секундах для согласования физических величин.

Произведено сравнение ошибок оценивания скорости двумя способами, с использованием ДЦФС (15) и по смещению цели за период зондирования:

$$v_k = \frac{R_k \left(\max \left(\left| \text{IFFT} \{ \dot{S}_k - \dot{S}_\phi \} \right| \right) \right) - R_{k-1} \left(\max \left(\left| \text{IFFT} \{ \dot{S}_{k-1} - \dot{S}_\phi \} \right| \right) \right)}{T_{III}}, \quad k = 0, 1, \dots, K-1 \quad (19)$$

где T_{III} — период повторения СЧМ сигнала, с данным периодом осуществляется дискретизация «медленного времени»; k — индекс текущего принимаемого СЧМ сигнала или отсчёт медленного времени; R_k — положение цели в k -й момент времени; v_k — радиальная скорость цели в k -й момент времени; K — общее количество накопленных в памяти ЭВМ СЧМ сигналов; $\left| \text{IFFT} \{ \dot{S}_k \} \right|$ — модуль операции обратного быстрого преобразования Фурье от k -го цифрового комплексного сигнала (14).

Результаты оценивания для 204 зондирований показаны на рисунке 9.

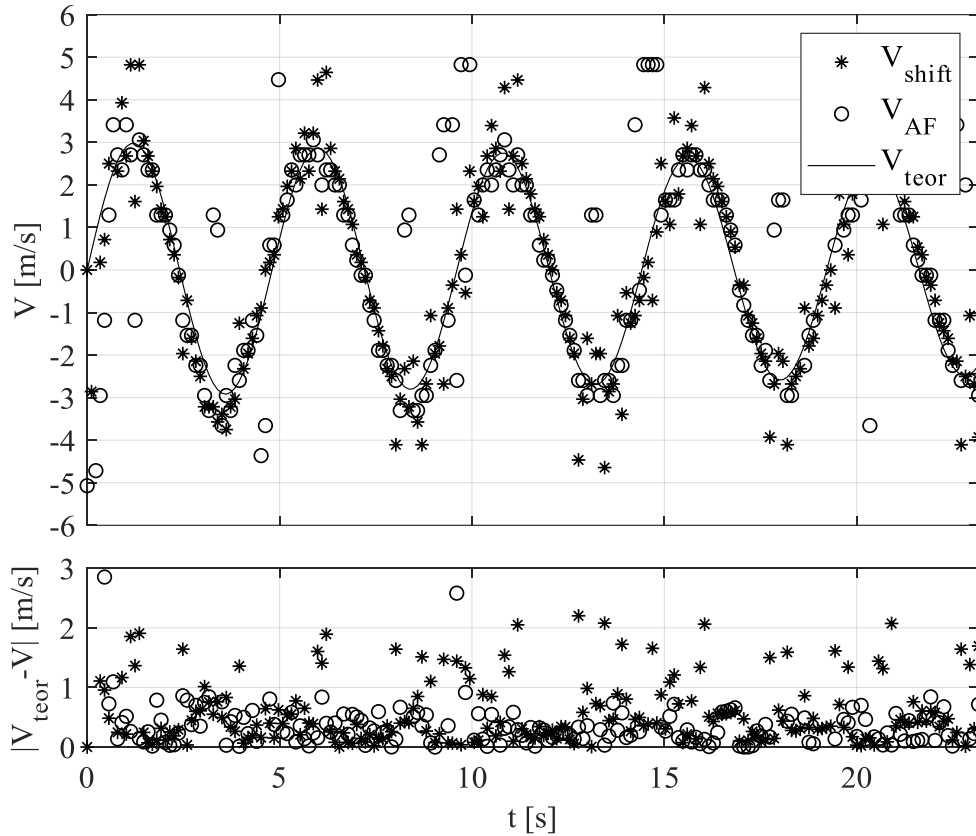


Рисунок 9 График зависимости скорости маятника от времени, измеренной различными методами для сигнала с линейным законом изменения частоты. Нижняя часть графика содержит абсолютную ошибку оценивания скорости. V_{shift} — оценка скорости, вычисляемая с использованием сдвига по дальности (19) с использованием сдвига цели по дальности за время одного периода зондирования. V_{AF} — оценка скорости, вычисляемая по положению максимума ДЦФС

Для значений абсолютной ошибки рассчитаны статистические характеристики, такие как математическое ожидание, среднеквадратическое отклонение и медиана. Результаты вычислений представлены в таблице 2.

Для увеличения точности оценивания скорости с использованием ДЦФС произведён переход от линейного кода частоты к псевдослучайному коду частоты (таблица 3).

Для дополнительного увеличения точности при вычислении значений ДЦФС добавлен учёт калибровочных коэффициентов. Результаты приведены в таблице 4.

Таблица 2 Статистические характеристики точности оценивания скорости с использованием сдвига сигнала по дальности и с использованием ДЦФС

Характеристика оценивания абсолютных ошибок	Кол. зонд.	Использ. сдвига по дальности	Использ. ДЦФС	Коэффициент увеличения точности
Математическое ожидание [м/с]	204	0,9427	1,2607	0,75
	197	0,7264	0,8912	0,82
	206	0,8821	1,0565	0,83
СКО [м/с]	204	4,2485	1,6469	2,58
	197	2,9697	1,3690	2,17
	206	3,9152	1,6066	2,44
Медиана [м/с]	204	0,4412	0,5681	0,78
	197	0,3225	0,3137	1,03
	206	0,4017	0,3524	1,14

Таблица 3 Статистические характеристики точности оценивания скорости с использованием линейного и псевдослучайного кодирования частоты

Характеристика оценивания абсолютных ошибок	Кол. зонд.	СЧМ Без учёта калибр. коэф.	Псевдосл. код. Без учёта калибр. коэф.	Средний коэф. увеличения точности
Математическое ожидание [м/с]	204	1,2607	0,5567	1,84
	190	0,9747	0,6439	
	201	1,0544	0,5878	
СКО [м/с]	204	1,6469	0,7144	1,58
	190	1,3321	1,2264	
	201	1,5882	0,9492	
Медиана [м/с]	204	0,5681	0,4006	1,43
	190	0,4568	0,2762	
	201	0,3548	0,2868	

Таблица 4 Статистические характеристики точности оценивания скорости цели с помощью ДЦФС без учёта и с учётом калибровочных коэффициентов

Характеристика оценивания абсолютных ошибок	Кол. зонд.	Псевдосл. кодирование Без учёта калибр. коэф.	Псевдосл. кодирование С учётом калибр. коэф.	Коэффициент увеличения точности
Математическое ожидание [м/с]	204	0,5567	0,4149	1,34
	190	0,6439	0,3912	1,65
	201	0,5878	0,4792	1,23
СКО [м/с]	204	0,7144	0,5194	1,38
	190	1,2264	0,8461	1,45
	201	0,9492	1,0040	0,95
Медиана [м/с]	204	0,4006	0,3481	1,15
	190	0,2762	0,2187	1,26
	201	0,2868	0,2431	1,18

В приложении А представлена функциональная схема макета РЛС, разработанной для апробации метода совместного оценивания дальности и скорости.

В **приложении Б** приведён код программы, моделирующей функцию неопределённости СШП ДКЧС на языке MATLAB.

В **приложении В** представлен код программы, модулирующей двумерную цифровую функцию сжатия СШП ДКЧС на языке MATLAB.

В **приложении Г** представлен код программы, вычисляющей мгновенную радиальную скорость маятника на языке MATLAB.

В **приложении Д** представлен код программы для анализа оценивания скорости маятника на языке MATLAB.

В **заключении** приведены **основные результаты**, полученные в диссертационной работе, сведения об их апробации и публикации по теме диссертации.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Получено аналитическое выражение функции неопределённости СШП ДКЧС (5) с учётом допущенных ограничений (3) и (4), позволяющее моделировать сигнал с неравномерной частотно-временной матрицей на выходе согласованного фильтра РЛС ближнего действия.
2. Показана зависимость разрешающей способности по дальности (6), интервала однозначного определения дальности (7) и разрешающей способности по скорости (8) от частотно-временных параметров сигнала, таких как размерность сигнала N , начальная частота f_0 , шаг по частоте Δf и длительность дискретов T .
3. Проведён анализ зависимости уровня боковых лепестков ФН от кода частоты в СШП ДКЧС. Показано, что коды Костаса не являются оптимальными для получения наименьшего уровня боковых лепестков. Построена зависимость минимального и максимального УБЛ ФН от размерности ДКЧС при равномерной сетке частот. Показано, что с увеличением размерности сигнала N выше 300 УБЛ ФН спадает пропорционально кубическому корню от N (9).
4. Для расширения интервала однозначного оценивания дальности предложено перейти к неравномерной сетке частот (10). Для уменьшения боковых лепестков, являющихся периодическим повторением главного лепестка с шагом (7), необходимо устанавливать диапазон псевдослучайного изменения шага частот равный начальному шагу по частоте. В таком случае интервал однозначного оценивания дальности увеличивается в N раз (12). Однако, переход к неравномерному шагу частот обладает эффектом увеличения промежуточных боковых лепестков в диапазонах дальностей между отметками, кратными (7). Показано, что УБЛ ФН в сечении по дальности при неравномерной сетке частот спадает обратно пропорционально квадратному корню из размерности СШП ДКЧС N (13).
5. Представлена структурная схема приёмо-передающего тракта РЛС с использованием СШП ДКЧС с псевдослучайным кодом частоты. Для данной структурной схемы получено аналитическое выражение цифрового сигнала от подвижной цели на выходе АЦП (14). Предложено аналитическое выражение двумерной цифровой функции сжатия таких сигналов (15), позволяющее производить совместное оценивание дальности и радиальной скорости целей. Данное выражение учитывает неодинаковую длительность дискретов, неравномерную сетку частот и включает в себя операции вычитания фона и учёта цифровых калибровочных коэффициентов, компенсирующих неравномерности КЧХ приёмопередающего тракта РЛС. Предложен алгоритм вычисления цифровых калибровочных коэффициентов.

6. Приведены результаты и анализ экспериментальных данных, полученных на макете РЛС с использованием СШП ДКЧС. Макет РЛС разработан в соответствии со структурной схемой, приведённой в Приложении А. Испытания проводились на экспериментальной установке с алюминиевым маятником радиуса 20 см (рисунок 7), раскачивающимися со скоростями не превышающими 4 м/с. Сравнение результатов оценивания скорости известным методом, использующим измерения смещения цели по дальности в отсчётах, полученных с помощью обратного БПФ от СЧМ сигнала за период зондирования (19) и предлагаемым методом, использующим ДЦФС (15), позволяют сделать вывод о близких характеристиках точности предлагаемого метода при значительно меньшем времени, необходимом для вынесения решения о скорости цели. Выигрыш во времени вынесения решения не менее 50%.
7. Сравнение статистических характеристик абсолютной ошибки оценивания скорости позволяют сделать вывод, что при одинаковых значениях частот дискретов (752 МГц, 757 МГц, ..., 4947 МГц), размерности ($N = 840$) и полной длительности сигнала (37,88 мс) применение метода, основанного на вычислении ДЦФС от принимаемого сигнала с псевдослучайным кодированием частоты и с учётом цифровых калибровочных коэффициентов позволяет добиться выигрыша в точности оценивания мгновенных значений скорости. Математическое ожидание ошибки в среднем меньше в 1,9 раза, СКО ошибки в среднем меньше в 4,9 раза, медиана ошибки в среднем меньше в 1,39 раза.

ЦИТИРОВАННАЯ ЛИТЕРАТУРА

1. Ultra-wideband radar technology / ed. Taylor J. D. – Boca Raton, London, New York, Washington D.C. – CRC Press LLC – 2001 – P. 313.
2. Ultrawideband radar applications and design. / ed. Taylor J. D. – New York – CRC Press Taylor & Francis Group – 2012 – P. 8-10, 33-41, 163, 178-183.
3. Advances ultrawideband radar technology signals, targets, and applications / ed. Taylor J. D. – Boca Raton, London, New York – CRC Press Taylor & Francis Group – 2017 – p. 6-7.
4. Through-the-wall radar imaging / ed. Amin M. G. – Boca Raton, London, New York – CRC Press Taylor & Francis Group – 2011 – P. 19.
5. Handbook of ultra-wideband short-range sensing / Jurgen S. – Weinheim, Germany – Wiley-VCH Verlag & Co. KGaA – 2012 – P. 65, 829.
6. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений / Астанин Л.Ю., Костылёв А.А. – М.: Радио и связь – 1989 – 192 с.
7. Биорадиолокация / под ред. Бугаева А.С., Ивашова С.И. – 2-е изд. – Москва – Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана – 2018 – 396 с
8. Stepped-frequency radar sensor analysis theory, analysis and design / Nguyen C., Park J. – Springer Briefs in Electrical and Computer Engineering – Springer – 2016 – P. 129.
9. Избранные задачи теории сверхширокополосных радиолокационных систем / Чапурский В.В. – Москва – Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана – 2012. – 279 с.
10. Kajiwara A. Vehicular stepped-FM coded radar for collision avoidance // IEEE Vehicular Technology Conference – 1998 – vol. 3, P. 2085–2089.
11. Axelsson S. R. J. Analysis of random step frequency radar and comparison with experiments // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing – 2007 – vol. 45, no. 4, P. 890–904.
12. Liu Y., Meng H., Zhang H., Wang X. Motion compensation of moving targets for high range resolution stepped-frequency radar // Sensors – 2008 – vol. 8, no. 5, P. 3429-3437.
13. Liu Y., Meng H., Li G., and Wang X. Range-Velocity Estimation of Multiple Targets in Randomised Stepped-Frequency Radar // Electronics Letters – 2008 – vol. 44, no. 17, P. 1032–1034.

14. Liu Y., Huang T., Meng H., Wang X. Fundamental Limits of HRR Profiling and Velocity Compensation for Stepped-Frequency Waveforms // IEEE Transactions on Signal Processing – 2014 – vol. 62, no. 17, P. 4490–4504.

15. Каменский И.В., Плёкин В.Я. Свойства функции неопределённости дискретно-кодированных по частоте сигналов Костаса // Радиоэлектроника. – 2001. – № 5. – С. 59-68. (Изв. высш. учеб. заведений).

16. Levanon N. Stepped-Frequency Pulse-Train Radar Signal // IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation – 2002 – vol. 149, no. 6, P. 297–309.

17. Костас Дж. П. Свойства сигналов с почти идеальной функцией неопределённости в координатах «дальность-доплеровская частота» // ТИИЭР. – 1984. – Т. 72. – № 8. – С. 5-18.

СПИСОК ПУБЛИКАЦИЙ АВТОРА ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

Статьи в журналах перечня ВАК министерства науки и высшего образования РФ:

1. Сапронов Д.И., Каменский И.В. Функция взаимной неопределённости для анализа дискретно-кодированных по частоте сигналов // изд. Радиотехника – Информационно-измерительные и управляющие системы – №3 – 2018 – С. 3-11.

2. Сапронов Д.И., Каменский И.В. Метод одновременного оценивания дальностей и скоростей целей в РЛС ближнего действия // Москва – Электросвязь – 2019 – №8 – С.34-42.

Публикации Scopus:

3. Sapronov D. I., Kamenskiy I. V., Kiryashkin V. V. A method of joint high-precision estimation of range and velocity in a radar using ultra-wideband frequency coded waveforms // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering — Vol. 868 — 012012 — 2020 – P. 1-12 — DOI:10.1088/1757-899X/868/1/012012.

4. Sapronov D. I., Kamenskiy I. V. The application of the joint range and speed estimation method in short-range radars using ultra-wideband signals with a pseudo-random frequency coding // 2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications – IEEE Conference Record #48371 – 2020 – DOI: 10.1109/IEEECONF48371.2020.9078666.

Тезисы докладов:

5. Сапронов Д.И. Каменский И.В. Исследование влияния фазовых нестабильностей дискретов ДКЧС Костаса на характеристики сжатия радиолокационного сигнала // Международная научная конференция «Гагаринские чтения XLII». 12-15 апреля 2016 – Москва. Тезисы докладов. – 1 том – М.: Изд-во МАИ – 2016 – С. 583-584.

6. Сапронов Д.И. Каменский И.В. Функция взаимной неопределённости для анализа дискретно-кодированных сигналов // Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение «DSPA-19». 29-31 марта 2017 – Москва. Тезисы докладов. – 1 том – М.: Изд-во РНТОРЭС им. А. С. Попова – 2017 – С. 402-406.

7. Сапронов Д.И. Каменский И.В. Исследование влияния коэффициента широкополосности на характеристики сжатия дискретно-кодированных по частоте сигналов Костаса // Международная научная конференция «Гагаринские чтения XLIV». 10-13 апреля 2018 – Москва. Тезисы докладов. – 1 том – М.: Изд-во МАИ – 2018 – С. 215-216.

8. Сапронов Д.И. Каменский И.В. Исследование влияния коэффициента широкополосности на характеристики сжатия дискретно-кодированных по частоте сигналов // Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение «DSPA-20». 20-30 марта 2018 – 1 том – М.: Изд-во РНТОРЭС им. А. С. Попова – 2018 — С. 523-527.

9. Сапронов Д.И. Устройство формирования сверхширокополосных дискретно-кодированных сигналов // Международная научная конференция «Авиация и космонавтика-17». 19-23 ноября 2018 – Москва. Тезисы докладов. – М.: Изд-во МАИ – 2018 – С. 269-271.