

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«МОСКОВСКИЙ АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)»

на правах рукописи



Сапронов Данил Игоревич

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

05.12.14 — «Радиолокация и радионавигация»

Диссертация
на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
кандидат технических наук
Каменский Илья Владимирович

Москва — 2020

ОГЛАВЛЕНИЕ

Список сокращений и условных обозначений.....	4
Введение.....	6
ГЛАВА 1. Анализ функции неопределённости сверхширокополосных дискретно-кодированных по частоте сигналов.....	19
1.1 Функция неопределённости сверхширокополосных дискретно-кодированных по частоте сигналов.....	21
1.2 Характеристики функции неопределённости сверхширокополосных дискретно-кодированных по частоте сигналов.....	28
1.2.1 Разрешающая способность по дальности и интервал однозначного определения дальности.....	28
1.2.2 Разрешающая способность по скорости	32
1.3 Выводы по главе 1	33
ГЛАВА 2. Оценка влияния частотно-временных параметров сигнала на уровень боковых лепестков функции неопределённости.....	34
2.1 Влияние кода частоты	35
2.2 Влияние неравномерности сетки частот	42
2.3 Влияние длительностей дискретов	49
2.4 Выводы по главе 2	50
ГЛАВА 3. Разработка макета РЛС с использованием СШП ДКЧС.....	51
3.1 Структурная схема приёмопередающего тракта РЛС	52
3.2 Учёт неодинаковых длительностей дискретов	65
3.3 Учёт неидеальностей приёмо-передающего тракта РЛС	68
3.4 Выводы по главе 3	70

ГЛАВА 4. Экспериментальные испытания макета РЛС с использованием СШП ДКЧС	72
4.1 Описание метода оценивания радиальной скорости цели с использованием смещения цели по дальности	73
4.2 Экспериментальная установка для испытаний макета	75
4.3 Параметры зондирующих сигналов.....	78
4.4 Результаты экспериментов.....	79
4.5 Выводы по главе 4	89
Заключение	91
Список литературы	94
Приложение А. Функциональная схема РЛС с СШП ДКЧС	100
Приложение Б. Код программы, моделирующей функцию неопределённости на языке MATLAB	101
Приложение В. Код программы, моделирующей двумерную цифровую функцию сжатия на языке MATLAB	103
Приложение Г. Код программы, вычисляющей мгновенную радиальную скорость маятника на языке MATLAB	105
Приложение Д. Код программы для анализа оценивания скорости маятника на языке MATLAB	111

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

А	— антенна
АЦП	— аналого-цифровой преобразователь
БПЛА	— беспилотный летательный аппарат
БПФ	— быстрое преобразование Фурье
Г	— генератор
ГУН	— генератор, управляемый напряжением
ДКЧ	— дискретно-кодированный по частоте (сигнал)
ДКЧС	— дискретно-кодированный по частоте сигнал
ДОР	— диаграмма обратного рассеяния
ДПКД	— делитель частоты с переменным коэффициентом деления
ДЦФС	— двумерная цифровая функция сжатия
ИООД	— интервал однозначного определения дальности
КД	— квадратурный демодулятор
КМ	— квадратурный модулятор
КУ	— коэффициент усиления
КЧХ	— комплексная частотная характеристика
ОГ	— опорный генератор
ОДПФ	— обратное дискретное преобразование Фурье
ПФНЧ	— фильтр нижних частот с перестраиваемой частотой среза
РЛС	— радиолокационная система
СКО	— среднее квадратическое отклонение
СЧМ	— ступенчатый частотно модулированный (сигнал)
СШП	— сверхширокополосный (сигнал)
УЭВМ	— управляющая электронно-вычислительная машина
ЭВМ	— электронно-вычислительная машина
ЭПР	— эффективная площадь рассеяния
ФАПЧ	— фазовая автоподстройка частоты

ФД	— фазовый детектор
ФН	— функция неопределённости
ФНЧ	— фильтр нижних частот
УБЛ	— уровень боковых лепестков
DDS	— direct digital synthesizer, цифровой вычислительный синтезатор
PLL	— phased locked loop, петля фазовой автоподстройки частоты

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы

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 [1]. Абсолютные значения рабочей полосы частот в таких системах могут составлять от нескольких сотен мегагерц (МГц) до нескольких единиц и даже десятков гигагерц (ГГц), а значения центральной частоты часто не превышают 10 ГГц, что обусловлено высокими коэффициентами затухания сигнала в диэлектрических материалах на частотах свыше 10 ГГц [1]-[2].

Одним из основных направлений [1]-[3] использования СШП сигналов является подповерхностная радиолокация, решающая задачу высокоточного определения близко расположенных малых объектов внутри или за пределами радиопрозрачных конструкций. Например, рассматриваемые сигналы применяют для получения информации о толщине и слоистой структуре стен зданий, и расположении металлических арматурных прутьев при проведении строительных работ, либо для обнаружения различных неоднородностей в дорожных покрытиях при проведении дорожных ремонтных работ. Кроме того, на использовании СШП радиосигналов основано направление подповерхностной радиолокации — «Биорадиолокация» [4], где по сигналу, отраженному от тела животного или человека осуществляется его обнаружение под завалами или за стенами во время спасательных и контртеррористических операций. Использование вторичной обработки и выявление периодичности в сигнале, отражённом от живого объекта, позволяет определить частоту дыхания и частоту сердечных сокращений для получения информации о состоянии наблюдаемого объекта.

Помимо направлений подповерхностной радиолокации и биорадиолокации высокая разрешающая способность СШП сигналов и относительно малое затухание в радиопрозрачных средах позволяет использовать их в задачах обнаружения и распознавания малоразмерных беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) даже в условиях плохой видимости (во время снежных и пылевых бурь, во время осадков и туманов). Специальные БПЛА могут использоваться для проведения диверсионных операций или радиоразведки на территориях стратегических объектов Российской Федерации. Помимо специализированных БПЛА, угрозу также представляют любительские БПЛА, осуществляющие полёты в воздушном пространстве над аэродромами во время наиболее сложных фаз полёта самолётов при взлёте и посадке. С точки зрения радиовидимости таких БПЛА их эффективная площадь рассеяния (ЭПР) может составлять десятые и даже сотые доли м² [5]-[6], а для их обнаружения и распознавания необходимы сигналы, обладающие разрешающей способностью от метров до нескольких единиц сантиметров (абсолютная ширина полосы спектра сигнала более 300 МГц). Актуальной задачей для обнаружения малогабаритных БПЛА является их селекция на фоне неподвижных объектов, учитывающая невысокие скорости перемещения БПЛА, не превышающие нескольких десятков метров в секунду. Описанные в открытой литературе современные зарубежные РЛС обнаружения и определения скорости малоразмерных БПЛА используют узкополосные частотно-модулированные сигналы с центральными частотами выше 10 ГГц (17 ГГц при полосе 398 МГц [7], 35 ГГц при полосе 1 ГГц [8], 94 ГГц при полосе 1 ГГц [9]). Такие высокие значения несущих частот выбираются для использования частотной фильтрации и оценивания скорости цели по доплеровскому смещению центральной частоты сигнала, отражённого от движущегося БПЛА. Современные отечественные РЛС обнаружения БПЛА, рассмотренные в статье [6], основаны на использовании широкополосных амплитудно-фазоманипулированных сигналов с центральными частотами 1,5 ГГц и

10 ГГц при полосе около 100 МГц. В рамках работы [6] отмечается, что использование L-диапазона для данных целей является более выигрышным с точки зрения затухания в свободном пространстве и величины ЭПР малоразмерных объектов. Таким образом, для сохранения низкого затухания сигнала и повышения разрешающей способности по дальности при обнаружении малоразмерных малоподвижных объектов, актуальным является переход к сверхширокополосным сигналам.

Всё множество сверхширокополосных сигналов принято разделять на три группы: видеоимпульсные, шумовые и многочастотные [10].

В первом случае в передатчике генерируется периодическая последовательность сверхкоротких видеоимпульсов (с длительностью от десятков пикосекунд до сотен наносекунд), а для приёма таких сигналов используют стробоскопический метод накопления на переменных линиях задержки и аналого-цифровых преобразователях (АЦП) с высокой скоростью схемы выборки хранения [1]. В результате данной обработки с выхода аналого-цифрового преобразователя приёмника получают непосредственно развёртку по дальности зондируемого пространства. Видеоимпульсные сигналы сравнительно легко генерировать, а принятые цифровые сигналы на выходе АЦП не нужно дополнительно обрабатывать для отображения дальностной развёртки. Из минусов видеоимпульсных сигналов можно выделить низкую энергию сигналов, обусловленную ограниченными возможностями элементной базы по формированию коротких по времени, но мощных видеоимпульсов. Кроме того, спектр таких сигналов невозможно гибко перестраивать.

Второй вид СШП сигналов — шумовые СШП сигналы синтезируются в передатчике с использованием генератора хаотичных колебаний [10]. Приёмник для таких сигналов может быть реализован одним из трёх способов: коррелятор с переменной линией задержки, анализатор спектра суммы опорного и принимаемого сигналов, либо прямой цифровой приёмник, использующий быстродействующие АЦП, для оцифровывания

смещённых вниз по частоте опорного и принимаемого сигналов [1]. Преимуществами шумовых сигналов по сравнению с видеоимпульсными является сравнительно высокий энергетический потенциал. К недостаткам таких сигналов можно отнести сложную реализацию приёмного тракта, требующую наличия аналоговых перестраиваемых линий задержки или быстродействующих АЦП.

В третьем случае сигналы представляют собой набор отдельных элементарных радиоимпульсов с различным частотным заполнением. Такие сигналы относятся к так называемым дискретно-кодированным по частоте сигналам (ДКЧС), описанным в 1967 году в монографии Кука и Бернфельда [11] (переведена на русский язык в 1971 году [12]) и являются подмножеством дискретно-кодированных сигналов. Элементарные радиоимпульсы в таком случае называются дискретами. В силу развития радиотехнической элементной базы того времени Кук и Бернфельд подходили к обработке таких сигналов, как к свёртке импульсных узкополосных сигналов в аналоговых корреляторах, согласованных со всем дискретно-кодированным по частоте сигналом, что является достаточно сложным для прямой реализации при обработке сверхширокополосных сигналов. Более удобный для реализации метод обработки СШП ДКЧС с линейным кодом частоты или сигналов со ступенчатой линейной частотной модуляцией (СЧМ) подробно описал Дональд Р. Венер в 1987 году в книге *High-resolution radar* (2 издание опубликовано в 1995 году) [13]. Частотные составляющие многочастотного сигнала излучаются поочерёдно в виде отдельных радиоимпульсов. Одновременно с излучением в пространство ответвлённая копия сигнала поступает на опорный вход квадратурного демодулятора, где она раздваивается на сигналы с исходной фазой и с фазой, повернутой на 90° . Данные копии исходного сигнала перемножаются с принятым отражённым от цели сигналом, в результате чего формируются квадратурные составляющие принимаемого сигнала. Квадратурные сигналы на выходе демодулятора для каждой частотной составляющей являются

узкополосными и позволяют уменьшить требования к быстродействию АЦП. В частном случае, при использовании СЧМ сигнала и при наличии единственной неподвижной цели на некоторой дальности, принимаемый сигнал на выходе квадратурного детектора представляет собой дискретные отсчёты двух квадратурных гармоник неизвестной частоты с линейным законом набега фазы. Частота данных гармоник определяется расстоянием до цели. Операцией, реализующей согласованную фильтрацию сигнала, в таком случае, является операция обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ), позволяющая осуществить сжатие сигнала для обеспечения обнаружения неподвижной цели на соответствующей дальности [13]. Многочастотные СШП сигналы, в отличие от видеоимпульсных СШП сигналов, обладают большей потенциальной энергией, низкими требованиями к быстродействию АЦП и возможностью гибкой настройки спектра, учитывая медленную перестройку частот. К минусам использования таких сигналов относится более сложная схема генератора и необходимость дополнительной обработки (ОДПФ) в цифровой области для получения дальностной развёртки. Однако, учитывая уровень развития современной элементной базы СВЧ компонентов и вычислительные возможности современных цифровых процессоров обработки сигналов, перечисленные относительные недостатки использования многочастотных СШП сигналов становятся малы по сравнению с получаемыми достоинствами, связанными с возможностью гибкой настройки частотно-временных параметров и характеристик сжатия таких сигналов.

В связи с перечисленными особенностями, целью исследований данной работы выбраны многочастотные СШП сигналы или СШП дискретно-кодированные по частоте сигналы, обладающие высоким энергетическим потенциалом при обеспечении требуемых характеристик сжатия.

Обзор литературы по теме исследования, имеющейся в открытом доступе, показал, что большинство источников посвящено использованию СШП видеоимпульсных сигналов. Например, книги под редакциями

Дж. Д. Тейлора 2001 г. [14], 2012 г. [1] и 2017 г. [15], М. А. Амина [2], С. Юргена [3], Л. Ю. Астанина и А. А. Костылёва [16], а также А. С. Бугаева и С. И. Ивашова [4], 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. Соответственно, 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, использующие сигналы со ступенчатой частотной модуляцией») [17], посвящённую СШП СЧМ сигналам и их реализации в РЛС сантиметрового и миллиметрового диапазонов радиоволн, но, следует отметить, что в книге совсем не рассматривается тема оценивания скоростей целей.

Известны работы, посвященные совместному оцениванию дальности и радиальной скорости целей в РЛС с использованием СШП ДКЧС. Например, С. Юрген в книге «Handbook of ultra-wideband short-range sensing» (Англ. — «Справочник по сверхширокополосному зондированию ближнего действия») [3] в общем виде приводит выражение функции неопределённости для сверхширокополосных 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» [10] выводит и анализирует частные выражения функции неопределённости для видеоимпульсных, шумовых и многочастотных СШП сигналов с различным кодированием частот, но с постоянным шагом по частоте и одинаковой длительностью дискретов. В 11 главе в книге [14] Гилл Г. С. рассматривает метод компенсации движения цели в РЛС с использованием СШП СЧМ сигналов. Работы А. Каживара [18], С. Р. Дж. Аксельсона [19], Й. Лиу, Х. Менга и др. [20 – 22], П. Асузу и Ч. Томпсон [23] также посвящены компенсации движения цели в РЛС с использованием СЧМ и других ДКЧ сигналов с постоянным шагом по частоте и одинаковой длительностью дискретов.

Таким образом, из перечисленной литературы лишь некоторые источники [10], [19], [21] рассматривают коды частоты отличные от линейного в задачах СШП радиолокации.

В задачах совместного оценивания дальности и скорости в РЛС с использованием СЧМ сигналов важную роль начинают играть сетка частот и длительности дискретов (частотно-временная матрица сигнала) [10]. Но ни в одном из найденных источников [10], [19], [21] не рассматриваются СШП ДКЧС с переменным шагом по частоте и неодинаковой длительностью дискретов (неравномерная частотно-временная матрица сигнала). Поэтому целесообразно 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) [24]. Н. Леванон в статье [25] анализирует функцию неопределённости и приводит структурную схему РЛС, использующей ДКЧС сигналы 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 реальных 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 и задачи работы

Целью диссертационной работы является 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 использованием СШП ДКЧС для экспериментальной 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 (СШП ДКЧС) 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 КЧХ приёмо-передающего тракта РЛС.

Практическая ценность и внедрение результатов работы

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 использованием СШП ДКЧС с сеткой частот 752 МГц, 757 МГц, ..., 4947 МГц и полной длительностью сигнала 38 мс и показано, что применение 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 переход к псевдослучайному кодированию частоты и применение цифровых калибровочных коэффициентов позволяет уменьшить среднее квадратическое отклонение (СКО) оценки скорости цели, не менее чем в 1,5 раза по сравнению с сигналами со ступенчатой частотной модуляцией (СЧМ).

Результаты диссертационных исследований внедрены в разработки предприятия АО «Радий ТН», что подтверждается соответствующим актом внедрения от 20.07.2020 г.

Основные положения, выносимые на защиту

1. Полученное аналитическое выражение для функции неопределённости сверхширокополосных дискретно-кодированных по частоте сигналов (СШП ДКЧС) 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 среднее квадратическое отклонение (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.

Публикации и апробации

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 – «DSPA-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 – «DSPA-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: статья в журнале «Информационно-измерительные и управляющие системы» изд. Радиотехника [26], статья в журнале «Электросвязь» [27]; 2 статьи в журналах, индексируемых в международной научной базе Scopus: статья в журнале «IOP Conference Series: Material Science and Engineering 2020 #20» [28], статья в сборнике «2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications – IEEE Conference Record #48371» [29]; а также 5 работ в трудах международных научно-технических конференций [30-34].

Объём и структура 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 5 страниц.

ГЛАВА 1. АНАЛИЗ ФУНКЦИИ НЕОПРЕДЕЛЁННОСТИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ДИСКРЕТНО-КОДИРОВАННЫХ ПО ЧАСТОТЕ СИГНАЛОВ

В «классическом» виде, предложенном Вудвордом в его монографии [35] функция неопределённости для узкополосного сигнала представляет свёртку сигнала со своей комплексно сопряжённой копией, сдвинутой по времени и частоте, где сдвиг по времени обусловлен задержкой сигнала на распространение, а сдвиг по частоте отображает влияние эффекта Доплера за счёт относительного радиального движения цели и локатора:

$$|\chi(\tau, \nu)| = \frac{1}{E} \left| \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \overline{u(t - \tau)} \exp\{j2\pi\nu t\} dt \right|, \quad (1.1)$$

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

$\overline{u(t - \tau)}$ – 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 от локатора, и обратно;

c – скорость света;

$\nu = -\frac{2v}{c} f_c$ – доплеровский сдвиг несущей частоты сигнала f_c при

отражении от цели, движущейся со скоростью v ;

E – полная энергия сигнала, необходимая для нормирования ФН.

Однако, в случае широкополосных и сверхширокополосных сигналов (когда ширина полосы частот составляет более 10% от центральной частоты), эффект Доплера уже некорректно описывать только частотным сдвигом несущей (1.1). В общем случае эффект Доплера приводит к масштабированию сигнала во времени [36]. Для радиосигналов, для которых справедливо неравенство $v \ll c$, можно записать выражение для

принимаемого сигнала, отражённого от движущейся цели, учитывающее временное масштабирование сигнала:

$$s_R(t) = s[\alpha t - \tau], \quad (1.2)$$

где $s(t)$ – излучаемый сигнал, $s_R(t)$ – принимаемый сигнал, используемый в качестве ожидаемого опорного сигнала, $\alpha = \frac{c+v}{c-v} \cong 1 + \frac{2v}{c}$ – временной масштабирующий коэффициент, обусловленный эффектом Доплера, $\tau = \frac{2R}{c-v} \cong \frac{2R}{c}$ – задержка сигнала на распространение от РЛС до цели на начальном расстоянии R и обратно.

С учётом формулы (1.2) и сделанных допущений о соотношении скорости распространения электромагнитной волны c и скорости цели v , функцию неопределённости для широкополосных и сверхширокополосных сигналов можно записать в следующем виде [37]:

$$|\chi(\tau, \alpha)| = \frac{1}{E} \left| \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \cdot \overline{s[\alpha t - \tau]} dt \right|. \quad (1.3)$$

1.1 Функция неопределённости сверхширокополосных дискретно-кодированных по частоте сигналов

Рассмотрим особый тип СШП сигналов – дискретно-кодированные по частоте сигналы (ДКЧС) с переменной длительностью излучения. Такие сигналы представляют собой совокупность элементарных радиоимпульсов (дискретов) с различным кодом амплитуды, фазы, частоты и различной длительностью излучения.

Запишем уравнение ДКЧС:

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s_n(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \operatorname{rect} \left(\frac{t - \sum_{m=0}^{n-1} T_m - \frac{T_n}{2}}{T_n} \right) \cdot a_n \exp\{j2\pi f_n t + j\varphi_n\}. \quad (1.4)$$

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;

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

a_n – амплитуда n -го дискрета;

φ_n – фаза n -го дискрета;

f_n – частота n -го дискрета.

Подставим (1.4) в (1.2) и применим операцию комплексного сопряжения:

$$\overline{s_R(t)} = \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect} \left(\frac{\alpha \left(t - \sum_{m=0}^{n-1} T_m - \frac{T_n}{2} \right) - \tau}{\alpha T_n} \right) \cdot a_n \exp \{ -j2\pi f_n [\alpha t - \tau] - j\varphi_n \}. \quad (1.5)$$

Для упрощения дальнейших выводов зададимся следующими условиями излучения и приёма ДКЧС:

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 1.1, не превышает длительности кратчайшего дискрета:

$$\begin{aligned} \tau_{\max} &< \min_n(T_n), \\ R_{\max} &< \frac{\min_n(T_n) \cdot c}{2}. \end{aligned} \quad (1.6)$$

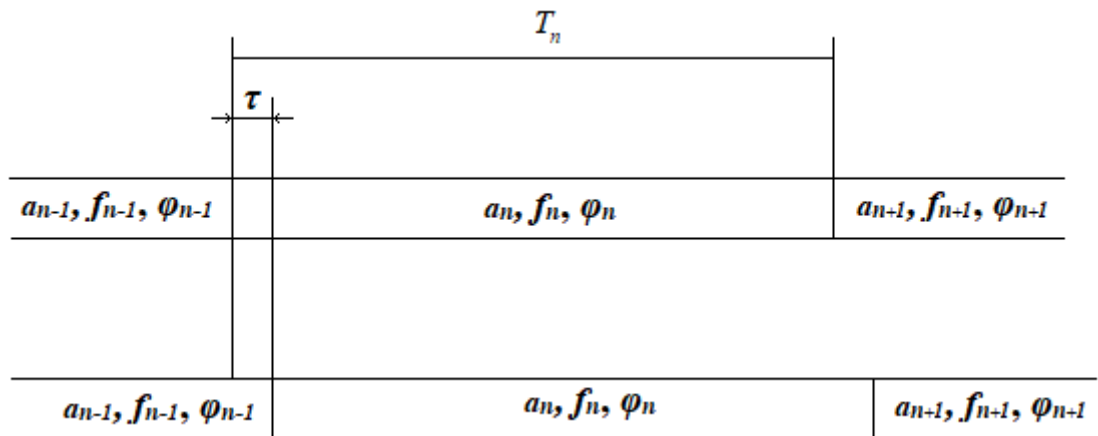


Рисунок 1.1 Иллюстрация задержки сверхширокополосного дискретно-кодированного по частоте сигнала относительно опорного сигнала при отражении от цели

3. Всё время излучения сигнала цель движется линейно с постоянной скоростью. Кроме того, изменение длительности сигнала, обусловленное доплеровским масштабированием,

(проиллюстрированное на рисунке 1.2) много меньше средней длительности дискретов:

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

$$v_{\max} \ll \frac{c}{2N}, \quad v = \text{const}, \quad t \in \left[0; \sum_{n=0}^{N-1} T_n \right]. \quad (1.7)$$

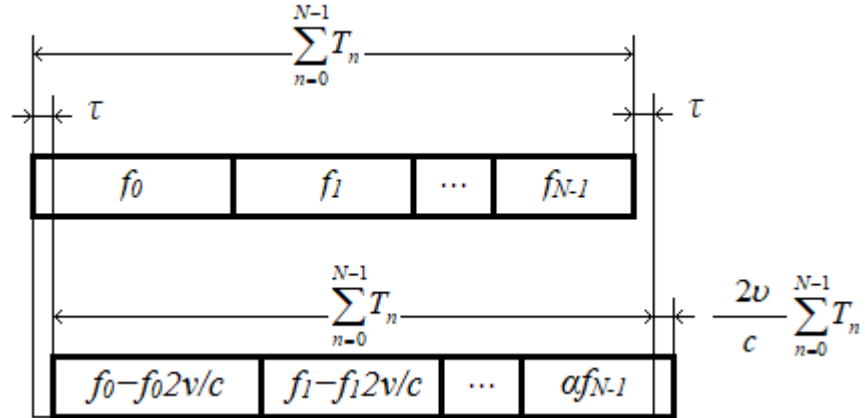


Рисунок 1.2 Иллюстрация доплеровского временного масштабирования принимаемого сигнала при отражении от отдаляющейся цели

Данные условия позволяют упростить выражение (1.5) таким образом, что для принимаемого (опорного) сигнала эффект масштабирования учитывается только в фазовом множителе в показателе экспоненты. Оценка влияния такого упрощения на характеристики результирующей функции неопределённости будет проведена способом численного моделирования ниже.

С учётом сделанного допущения (1.7) формула принимаемого сигнала (1.5) может быть упрощена до следующего вида:

$$\overline{s[\alpha t - \tau]} = \sum_{n=0}^{N-1} \overline{s_n[\alpha t - \tau]} = \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect} \left(\frac{t - \sum_{m=0}^{n-1} T_m - \frac{T_n}{2} - \tau}{T_n} \right) \cdot a_n \exp \{ -j2\pi f_n [\alpha t - \tau] - j\varphi_n \}. \quad (1.8)$$

Таким образом, сворачиваемые излучаемый (1.4) и опорный (1.8) сигналы имеют одинаковые по длительности дискреты. При выполнении

условия (1.6) пересечения существуют только между дискретами с текущим и предыдущим индексами, остальные произведения равны нулю. Тогда операцию свёртки для суммы дискретов можно заменить суммой свёрток каждого дискрета со своей сдвинутой принимаемой копией и с частью предыдущего дискрета. Пределы интегрирования для такой свёртки определяются длительностями сворачиваемых дискретов и величиной задержки на распространение от цели:

$$\begin{aligned}
 |\chi(\tau, \alpha)| &= \frac{1}{E} \left| \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \cdot \overline{s[\alpha t - \tau]} dt \right| = \frac{1}{E} \left| \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{N-1} s_n(t) \sum_{n=0}^{N-1} \overline{s_n[\alpha t - \tau]} dt \right|, \\
 |\chi(\tau, \alpha)| &= \frac{1}{E} \left| \sum_{n=0}^{N-1} \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m}^{\sum_{m=0}^n T_m} s_n(t) \overline{s_n[\alpha t - \tau]} dt + \sum_{n=1}^{N-1} \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m}^{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \tau} s_n(t) \overline{s_{n-1}[\alpha t - \tau]} dt \right|, \\
 |\chi(\tau, \alpha)| &= \frac{1}{E} \left| \sum_{n=0}^{N-1} \chi_{n,n}(\tau, \alpha) + \sum_{n=1}^{N-1} \chi_{n,n-1}(\tau, \alpha) \right|. \tag{1.9}
 \end{aligned}$$

Запишем уравнение свёртки для n -го дискрета со своей сдвинутой и масштабируемой копией:

$$\begin{aligned}
 \chi_{n,n}(\tau, \alpha) &= \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m}^{\sum_{m=0}^n T_m} s_n(t) \overline{s_n[\alpha t - \tau]} dt, \\
 \chi_{n,n}(\tau, \alpha) &= \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m}^{\sum_{m=0}^n T_m} a_n \exp\{j2\pi f_n t + j\varphi_n\} \cdot a_n \exp\{-j2\pi f_n [\alpha t - \tau] - j\varphi_n\} dt.
 \end{aligned}$$

Перейдём от переменной масштабного коэффициента α к переменной радиальной скорости v : $\alpha = 1 - \frac{2v}{c}$.

$$\chi_{n,n}(\tau, v) = \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m}^{\sum_{m=0}^n T_m} a_n^2 \exp\{j2\pi f_n t + j\varphi_n\} \exp\left\{-j2\pi f_n \left[\left(1 - \frac{2v}{c}\right)t - \tau\right] - j\varphi_n\right\} dt,$$

$$\chi_{n,n}(\tau, \nu) = \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \tau}^{\sum_{m=0}^n T_m} a_n^2 \exp \left\{ j2\pi f_n t + j\varphi_n - j2\pi f_n t - j2\pi f_n \left[-\frac{2\nu}{c} t - \tau \right] - j\varphi_n \right\} dt,$$

$$\chi_{n,n}(\tau, \nu) = \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \tau}^{\sum_{m=0}^n T_m} a_n^2 \exp \left\{ j2\pi f_n \left[\frac{2\nu}{c} t + \tau \right] \right\} dt,$$

$$\chi_{n,n}(\tau, \nu) = a_n^2 \exp \{ j2\pi f_n \tau \} \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \tau}^{\sum_{m=0}^n T_m} \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} f_n \nu t \right\} dt. \quad (1.10)$$

Для нахождения значения (1.10) необходимо вычислить интеграл типа:

$$\int_a^b \exp \{ j2\pi Ft \} dt. \text{ Найдём его величину:}$$

$$\int_a^b \exp \{ j2\pi Ft \} dt = \int_a^b [\cos(2\pi Ft) + j \sin(2\pi Ft)] dt = \int_a^b \cos(2\pi Ft) dt + j \int_a^b \sin(2\pi Ft) dt =$$

$$= \frac{1}{2\pi F} \left[2 \cos \left(2\pi F \frac{b+a}{2} \right) \sin \left(2\pi F \frac{b-a}{2} \right) - j \left(-2 \sin \left(2\pi F \frac{b+a}{2} \right) \sin \left(2\pi F \frac{b-a}{2} \right) \right) \right] =$$

$$= \frac{1}{\pi F} \left[\cos(\pi F(b+a)) \sin(\pi F(b-a)) + j \sin(\pi F(b+a)) \sin(\pi F(b-a)) \right] =$$

$$= \frac{\sin(\pi F(b-a))}{\pi F} \left[\cos(\pi F(b+a)) + j \sin(\pi F(b+a)) \right].$$

$$\int_a^b \exp \{ j2\pi Ft \} dt = \frac{\sin(\pi F(b-a))}{\pi F} \exp \{ j\pi F(b+a) \}. \quad (1.11)$$

Используя полученное выражение (1.11), можно записать (1.10) в следующем виде:

$$\chi_{n,n}(\tau, \nu) = a_n^2 \exp \{ j2\pi f_n \tau \} \frac{\sin \left(\frac{2\pi}{c} f_n \nu \left(\sum_{m=0}^n T_m - \sum_{m=0}^{n-1} T_m - \tau \right) \right)}{\frac{2\pi}{c} f_n \nu} \exp \left\{ j \frac{2\pi}{c} f_n \nu \left(\sum_{m=0}^n T_m + \sum_{m=0}^{n-1} T_m + \tau \right) \right\},$$

$$\chi_{n,n}(\tau, \nu) = a_n^2 \frac{\sin\left(2\pi f_n \frac{\nu}{c}(T_n - \tau)\right)}{2\pi f_n \frac{\nu}{c}} \exp\left\{j2\pi f_n \left(\tau + \frac{\nu}{c} \left(2 \sum_{m=0}^{n-1} T_m + T_n + \tau\right)\right)\right\},$$

$$\chi_{n,n}(\tau, \nu) = a_n^2 (T_n - \tau) \operatorname{sinc}\left(2\pi f_n \frac{\nu}{c}(T_n - \tau)\right) \exp\left\{j2\pi f_n \left[\tau + \frac{\nu}{c} \left(2 \sum_{m=0}^{n-1} T_m + T_n + \tau\right)\right]\right\}, \quad (1.12)$$

где $\operatorname{sinc}(x) = \begin{cases} \sin(x)/x, & x \neq 0 \\ 1, & x = 0 \end{cases}$.

Запишем уравнение свёртки начальной части n -го дискрета с конечной частью масштабированного во времени предыдущего $(n-1)$ дискрета:

$$\chi_{n,n-1}(\tau, \alpha) = \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m}^{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \tau} s_n(t) \overline{s_{n-1}[\alpha t - \tau]} dt,$$

$$\chi_{n,n-1}(\tau, \alpha) = \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m}^{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \tau} a_n \exp\{j2\pi f_n t + j\varphi_n\} \cdot a_{n-1} \exp\{-j2\pi f_{n-1}[\alpha t - \tau] - j\varphi_{n-1}\} dt,$$

$$\chi_{n,n-1}(\tau, \alpha) = \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m}^{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \tau} a_n a_{n-1} \exp\{j2\pi f_n t + j\varphi_n - j2\pi f_{n-1} \alpha t - j2\pi f_{n-1} \tau - j\varphi_{n-1}\} dt,$$

$$\chi_{n,n-1}(\tau, \alpha) = a_n a_{n-1} \exp\{j2\pi f_{n-1} \tau + j(\varphi_n - \varphi_{n-1})\} \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m}^{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \tau} \exp\{j2\pi(f_n - \alpha f_{n-1})t\} dt.$$

Используя выражение (1.11), получим:

$$\begin{aligned} \chi_{n,n-1}(\tau, \alpha) &= a_n a_{n-1} \exp\{j2\pi f_{n-1}\tau + j(\varphi_n - \varphi_{n-1})\} \cdot \\ &\cdot \frac{\sin(\pi(f_n - \alpha f_{n-1})\tau)}{\pi(f_n - f_{n-1})} \exp\left\{j\pi(f_n - \alpha f_{n-1})\left(2\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \tau\right)\right\}, \\ \chi_{n,n-1}(\tau, \alpha) &= a_n a_{n-1} \tau \cdot \text{sinc}(\pi(f_n - \alpha f_{n-1})\tau) \cdot \\ &\cdot \exp\left\{j\pi(f_n - \alpha f_{n-1})\left(2\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \tau\right) + j2\pi f_{n-1}\tau + j(\varphi_n - \varphi_{n-1})\right\}. \end{aligned} \quad (1.13)$$

Наконец, подставим (1.12) и (1.13) в (1.9) и запишем выражение для функции неопределённости СШП ДКЧС для переменных дальности и скорости с учётом сделанных допущений (1.6) и (1.7):

$$|\chi(R, \nu)| = \frac{1}{E} \left| \sum_{n=0}^{N-1} \chi_{n,n}(R, \nu) + \sum_{n=1}^{N-1} \chi_{n,n-1}(R, \nu) \right|, \quad (1.14)$$

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

$$\begin{aligned} \chi_{n,n}(R, \nu) &= a_n^2 \left(T_n - \frac{2R}{c}\right) \text{sinc}\left(2\pi f_n \frac{\nu}{c} \left(T_n - \frac{2R}{c}\right)\right) \exp\left\{j\frac{4\pi}{c} f_n \left[R + \nu \left(\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{T_n}{2} + \frac{R}{c}\right)\right]\right\}, \\ \chi_{n,n-1}(R, \nu) &= a_n a_{n-1} \frac{2R}{c} \cdot \text{sinc}\left(\pi \left(f_n - f_{n-1} + \frac{2\nu}{c} f_{n-1}\right) \frac{2R}{c}\right) \cdot \\ &\cdot \exp\left\{j2\pi \left[\left(f_n - f_{n-1} + \frac{2\nu}{c} f_{n-1}\right) \left(\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{R}{c}\right) + f_{n-1} \frac{2R}{c}\right] + j(\varphi_n - \varphi_{n-1})\right\}. \end{aligned}$$

Данное уравнение (1.14) позволяет анализировать характеристики сжатия СШП ДКЧС в зависимости от выбранного сигнала с различными значениями частот f_n и длительностями дискретов T_n . Важной особенностью данного выражения является возможность анализа сигналов с неравномерным шагом по частоте и непостоянным периодом излучения дискретов.

Для компьютерного моделирования ФН СШП ДКЧС (1.14) написан скрипт на языке MATLAB, позволяющий оценивать характеристики данной функции, строить сечения и внешний вид трёхмерного тела ФН. Код данного скрипта приведён в приложении Б.

1.2 Характеристики функции неопределённости сверхширокополосных дискретно-кодированных по частоте сигналов

Полученная функция неопределённости СШП ДКЧС (1.14) с учётом сделанных допущений (1.6) и (1.7) зависит от амплитуд, начальных фаз, частот и длительностей дискретов сигнала. Проанализируем зависимость основных характеристик функции неопределённости от частотно-временных параметров сигнала.

1.2.1 Разрешающая способность по дальности и интервал однозначного определения дальности

Разрешающей способностью по дальности является ширина главного лепестка функции неопределённости по уровню 0,5 [38] в сечении при нулевой скорости. Запишем функцию (1.14) при $v=0$:

$$|\chi(R,0)| = \frac{1}{E} \left| \sum_{n=0}^{N-1} \chi_{n,n}(R,0) + \sum_{n=1}^{N-1} \chi_{n,n-1}(R,0) \right|, \quad (1.15)$$

где $\chi_{n,n}(R,0) = a_n^2 \left(T_n - \frac{2R}{c} \right) \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} f_n R \right\}$,

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

Предположим следующий закон изменения частоты с постоянным шагом:

$$f_n = f_0 + \theta_n \cdot \Delta f, \quad n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (1.16)$$

где f_0 – начальная частота, Δf – шаг по частоте, θ_n – некоторый дискретный закон изменения (код) частоты.

В таком случае уравнение (1.15) можно переписать в следующем виде:

$$|\chi(R,0)| = \frac{1}{E} \left| \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} f_0 R \right\} \cdot \left(\sum_{n=0}^{N-1} \chi_{n,n}(R,0) + \sum_{n=1}^{N-1} \chi_{n,n-1}(R,0) \right) \right|, \quad (1.17)$$

где $\chi_{n,n}(R,0) = a_n^2 \left(T_n - \frac{2R}{c} \right) \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} \theta_n \Delta f R \right\}$,

$$\begin{aligned} \chi_{n,n-1}(R,0) = & a_n a_{n-1} \cdot \sin \left(\pi (\theta_n - \theta_{n-1}) \Delta f \cdot 2R/c \right) / \left(\pi (\theta_n - \theta_{n-1}) \Delta f \right) \cdot \\ & \cdot \exp \left\{ j 2\pi \left[(\theta_n - \theta_{n-1}) \Delta f \left(\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{R}{c} \right) + \theta_{n-1} \Delta f \frac{2R}{c} \right] + j (\varphi_n - \varphi_{n-1}) \right\}. \end{aligned}$$

Из (1.17) видно, что величина начальной частоты f_0 не влияет на модуль сечения ФН при нулевой скорости.

Далее, для удобства анализа предположим постоянные коды амплитуды и фазы, постоянные длительности излучения, а также целочисленный, неповторяющийся код частоты (1.16):

$$a_n = 1, \quad \varphi_n = 0, \quad (1.18)$$

$$a_n = a = const, \quad \varphi_n = \varphi = const, \quad T_n = T = const, \quad \{\theta_n\} = [0, 1, \dots, N-1],$$

$n = 0, 1, \dots, N-1$.

Для анализа влияния двух слагаемых в формуле (1.17) на сечение ФН предположим линейный закон изменения частоты, такой что $(\theta_n - \theta_{n-1}) = 1, n = 1, \dots, N-1$. Тогда первое слагаемое под знаком модуля пропорционально разностям $[1 - 2R/(cT)]$, в то время как второе слагаемое вносит равномерный по дальности вклад, пропорциональный $(1/\pi \Delta f NT)$.

Зафиксируем максимальную дальность с учётом условия (1.6) и построим сечения (1.17) исходной ФН (1.14) для ДКЧС размерностью $N = 5$ и шагом по частоте $\Delta f = 1$ МГц.

На рисунке 1.3 приведены графики двух слагаемых в формуле (1.17), а также закон убывания $(1 - 2R/cT)$ с параметрами сигнала: $\Delta f = 1$ МГц, $T = 5$ мкс, $N = 5$.

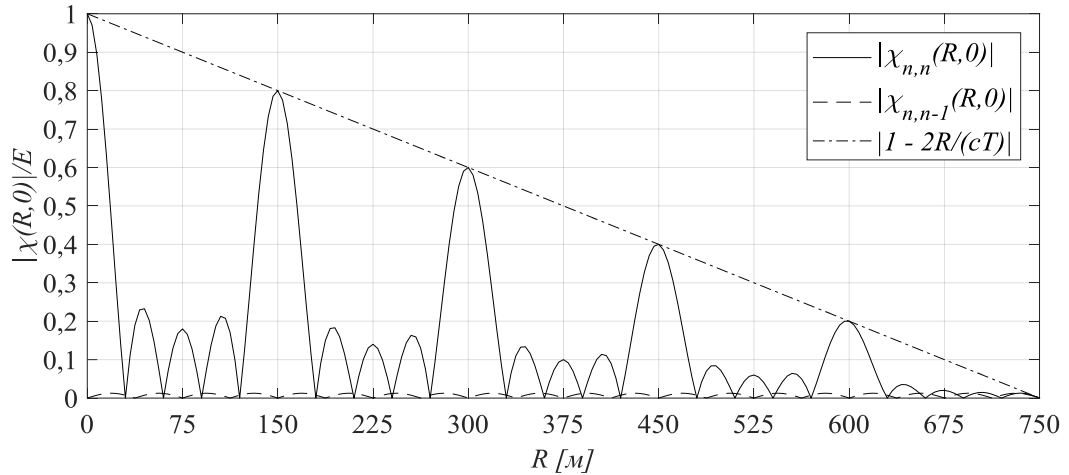


Рисунок 1.3 Сечение двух слагаемых функции неопределённости СШП ДКЧС (1.17), а также закон убывания $(1 - 2R/cT)$ для сигнала с параметрами $\Delta f = 1$ МГц, $T = 5$ мкс, $N = 5$

Как видно из рисунка 1.3, при линейном коде частоты уровень второго слагаемого не превышает $1/(\pi\Delta fTN)$. Учитывая условие (1.6), в предельном случае, когда $R_{\max} = \min_n(T_n) \cdot c/2$, влияние второго слагаемого достигает максимального значения при максимальной дальности. В таком случае пренебрежение этим слагаемым может привести к полностью неопределённому уровню ФН на максимальной дальности. Однако в остальном диапазоне дальностей влияние второго слагаемого будет тем меньше, чем выше значения произведений ΔfTN . Таким образом, при выполнении условия

$$\Delta fTN \gg 1 \tag{1.19}$$

вторым слагаемым в формуле (1.17) можно пренебречь.

В РЛС, где используются ДКЧС, условие (1.19) выполняется в большинстве случаев, поэтому пренебрежём вторым слагаемым в (1.17) и проанализируем получившееся сечение ФН:

$$|\chi(R,0)| = \frac{1}{NT} \left| \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} f_0 R \right\} \sum_{n=0}^{N-1} \left(T - \frac{2R}{c} \right) \cdot \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} \theta_n \Delta f R \right\} \right|. \tag{1.20}$$

В таком случае, используя соотношение:

$$\sum_{n=0}^{N-1} e^{jnm} = e^{j(N-1)m/2} \cdot \frac{\sin(Nm/2)}{\sin(m/2)},$$

можно свести выражение (1.20) к виду:

$$|\chi(R,0)| = \frac{1}{N} \left| \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} \left(f_0 + \frac{N-1}{2} \Delta f \right) R \right\} \cdot \frac{\sin \left(\frac{2\pi N \Delta f R}{c} \right)}{\sin \left(\frac{2\pi \Delta f R}{c} \right)} \right|. \quad (1.21)$$

Выражение (1.21) позволяет сделать вывод, что при условиях (1.16), сечение ФН ДКЧС по дальности при нулевой скорости (1.17) не зависит от кода частоты и является периодичным, с двумя основными периодами, определяющими разрешающую способность и интервал однозначного определения дальности (ИООД).

Разрешающая способность по дальности определяется полной шириной полосы сигнала:

$$\Delta R = \frac{c}{2N\Delta f}, \quad (1.22)$$

а интервал однозначного определения дальности (Unambiguous Range):

$$R_{UR} = \frac{c}{2\Delta f}. \quad (1.23)$$

Следует отметить, что в случае, когда код частоты становится неравномерным ($\Delta f_n \neq const, n = 0, \dots, N$), либо, когда длительности дискретов не постоянны, разрешающая способность и интервал однозначного определения дальности перестают определяться формулами (1.22) и (1.23). Для сигналов со сложными частотно-временными структурами требуется моделирование ФН с последующим вычислением интересующих параметров.

1.2.2 Разрешающая способность по скорости

Для определения разрешающей способности по скорости запишем сечение функции неопределённости (1.14) при $R = 0$:

$$|\chi(0, \nu)| = \frac{1}{E} \left| \sum_{n=0}^{N-1} a_n^2 T_n \operatorname{sinc} \left(\frac{2\pi}{c} f_n \nu T_n \right) \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_n \nu \left(\sum_{m=0}^n T_m - \frac{T_n}{2} \right) \right\} \right|. \quad (1.24)$$

Анализ формулы (1.24) с помощью расчёта и моделирования на ЭВМ для СШП ДКЧС с различными частотно-временными структурами показал, что ширина главного лепестка по уровню 0,5 [38] зависит от частотно-временной матрицы сигнала T_n, f_n .

По результатам моделирования получена аппроксимирующая кривая для зависимости разрешающей способности по скорости от параметров сигнала:

$$\Delta \nu = \frac{c}{2 \sum_{n=0}^{N-1} T_n \cdot f_n}. \quad (1.25)$$

Выражение (1.25) учитывает различные сочетания частотно-временных параметров сигнала, в том числе с неравномерной сеткой частот и неодинаковыми длительностями дискретов.

1.3 Выводы по главе 1

В главе 1 получено аналитическое выражение функции неопределённости СШП ДКЧС (1.14) с учётом допущенных ограничений (1.6) и (1.7), позволяющее моделировать сигнал на выходе согласованного фильтра РЛС ближнего действия.

С помощью аналитического выражения ФН СШП ДКЧС (1.14), получена аналитическая зависимость следующих характеристик сжатия: разрешающей способности по дальности (1.22) и интервала однозначного определения дальности (1.23) от частотных параметров сигнала (шага по частоте Δf и полной ширины полосы сигнала $N\Delta f$).

Для определения зависимости разрешающей способности по скорости от частотно-временных параметров сигнала, таких как размерность сигнала N , начальная частота f_0 , шаг по частоте Δf и длительность дискретов T написана программа на языке MATLAB, вычисляющая ширину главного лепестка в нулевом сечении по скорости ФН СШП ДКЧС (1.24). С использованием этой программы произведен расчет значений разрешающей способности по скорости при различных параметрах СШП ДКЧС. По результатам моделирования выражения (1.24) получена аппроксимирующая кривая для зависимости разрешающей способности по скорости от параметров сигнала (1.25).

Представленные в главе 1 результаты апробированы в двух статьях в журналах, индексируемых международной научной базой Scopus IOP Conference Series: «Materials Science and Engineering 2020» – #20 [29] и «2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications – IEEE Conference Record» #48371 [28].

ГЛАВА 2. ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА НА УРОВЕНЬ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ ФУНКЦИИ НЕОПРЕЛЁННОСТИ

Как было показано в главе 1, влияние начальных фаз на характеристики ФН (1.14) возможно только во втором слагаемом функции. При выполнении условия (1.19) второе слагаемое становится пренебрежимо мало, следовательно, код фазы перестаёт влиять на характеристики ФН. Кроме того, использование кода амплитуды, отличного от единичного приводит к уменьшению энергетического потенциала сигнала. Таким образом, для дальнейших выводов будем предполагать нулевой код начальной фазы и единичный код амплитуды (1.18). Исследуем зависимость уровня боковых лепестков (УБЛ), а также интервала однозначного определения дальности ФН СШП ДКЧС от следующих частотно-временных параметров сигнала.

Код частоты:

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

Неравномерность сетки частот:

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

Непостоянство длительностей дискретов:

$$T_n \neq const, \quad n = 0, 1, \dots, N-1.$$

Существуют различные методы оценки УБЛ: по максимальному боковому лепестку, по среднему значению боковых лепестков либо по медианному значению боковых лепестков. Здесь под уровнем боковых лепестков понимается пиковый УБЛ — отношение уровня максимального бокового лепестка к уровню центрального максимума ФН. Для удобства отображения на графиках УБЛ приводится в децибелах (дБ).

2.1 Влияние кода частоты

Влияние кода частоты на УБЛ узкополосных дискретно-кодированных по частоте сигналов показано в различных работах и монографиях [1], [24], [25], [39]–[41]. В некоторых работах [24], [25] отмечается, что псевдослучайные коды частоты, основанные на массивах Костаса [39] для ДКЧС размерности N позволяют добиться «кнопочного» вида функции неопределённости, с равномерным распределением боковых лепестков ФН в координатах время-частота Доплера на уровне $1/N$. Кроме того, как показывают результаты компьютерного моделирования, узкополосные ДКЧС Костаса являются достаточно устойчивыми к случайным фазовым нестабильностям [30]. Однако, учитывая сверхширокополосность исследуемых сигналов и метод сжатия, определяемый условиями (1.6) и (1.7), требуется проверка сохранения свойств кодов Костаса для исследуемых СШП ДКЧС.

На языке MATLAB написана программа, формирующая функцию неопределённости (1.14) для сигналов с заданными частотно-временными параметрами, проверяющая все $N!$ кодов для каждой из размерностей $N = 3, 4, \dots, 10$ и запоминая оптимальный код, обладающий минимальным уровнем боковых лепестков. Выбранные частотно-временные параметры сигнала: $f_0 = 1$ ГГц, $\Delta f = 1$ МГц, $T = 50$ мкс. Найденные коды частоты представлены в таблице 2.1.

Таблица 2.1 Оптимальные коды частоты для сигналов со следующими частотно-временными параметрами: $f_0 = 1$ ГГц, $\Delta f = 1$ МГц, $T = 50$ мкс

N	УБЛ [дБ]	Массив Костаса	Код частоты									
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

Данные таблицы 2.1 показывают, что для СШП сигналов оптимальные коды частоты по критерию минимизации УБЛ не всегда являются кодами Костаса. Учитывая, что в процессе численного моделирования 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 функции неопределённости СШП ДКЧС.

Для определения зависимости УБЛ оптимальных кодов от таких параметров сигнала, как шаг по частоте, длительность дискретов и начальная частота повторим вычисления УБЛ, изменяя каждый из перечисленных параметров относительно параметров в таблице 2.1.

Таблица 2.2 Оптимальные коды частоты для сигналов со следующими частотно-временными параметрами: $f_0 = 1$ ГГц, $\Delta f = 1$ МГц, $T = 10$ мкс

N	УБЛ [дБ]	Массив Костаса	Код частоты									
			3	2	1							
3	-1,034	Да	3	2	1							
4	-1,556	Да	3	4	2	1						
5	-2,135	Нет	1	2	3	5	4					
6	-2,245	Нет	3	1	2	5	4	6				
7	-2,315	Нет	2	7	6	4	5	1	3			
8	-2,683	Нет	1	2	5	3	8	7	4	6		
9	-2,984	Нет	7	9	5	8	6	3	4	2	1	
10	-3,020	Нет	10	8	4	7	5	9	6	1	3	2

Таблица 2.3 Оптимальные коды частоты для сигналов со следующими частотно-временными параметрами: $f_0 = 1$ ГГц, $\Delta f = 10$ МГц, $T = 50$ мкс

N	УБЛ [дБ]	Массив Костаса	Код частоты									
			3	2	1							
3	-1,128	Да	3	2	1							
4	-1,667	Да	3	4	2	1						
5	-2,273	Нет	4	5	3	2	1					
6	-2,400	Нет	3	1	2	5	4	6				
7	-2,524	Нет	7	6	2	5	3	4	1			
8	-2,866	Нет	6	4	7	8	3	5	2	1		
9	-2,951	Нет	7	9	5	8	6	3	4	2	1	
10	-3,043	Нет	10	9	8	5	6	3	7	2	4	1

Таблица 2.4 Оптимальные коды частоты для сигналов со следующими частотно-временными параметрами: $f_0 = 100$ МГц, $\Delta f = 1$ МГц, $T = 50$ мкс

N	УБЛ [дБ]	Массив Костаса	Код частоты									
3	-1,116	Да	3	2	1							
4	-1,656	Да	3	4	2	1						
5	-2,270	Нет	4	5	3	2	1					
6	-2,391	Нет	6	4	5	2	1	3				
7	-2,511	Нет	1	4	3	5	2	6	7			
8	-2,851	Нет	1	2	5	3	8	7	4	6		
9	-2,946	Нет	7	9	5	8	6	3	4	2	1	
10	-3,050	Нет	10	9	4	6	7	8	5	3	2	1

Сравнение результатов численного моделирования в таблицах 2.1 –2.4 при различных изменениях в частотно-временных параметрах сигнала показывают, что зависимость УБЛ СШП ДКЧС от параметров сигнала является сложной параметрической и для выбора подходящего зондирующего сигнала при проектировании РЛС требуется предварительное моделирование ФН с использованием выражения (1.14).

Кроме того, из таблицы 2.1 видно, что с увеличением N УБЛ ФН уменьшается, однако, неизвестен порядок данной зависимости. Для нахождения порядка обратной зависимости необходимо проверить УБЛ в ФН ДКЧС высоких размерностей $N > 10$. Дальнейшее факториальное увеличение количества возможных кодов увеличивает время моделирования на используемой ЭВМ, что не позволяет в данных условиях проверить все коды размерности $N > 10$. Поэтому для компьютерного моделирования ФН ДКЧС размерностей превышающих 10 был выбран следующий итерационный алгоритм перебора. Для выбора текущего проверяемого кода частоты используется функция инструментария MATLAB $randperm(N)$,

случайным образом переставляющая числа от 1 до N . Данная функция генерирует код частоты на каждой итерации в цикле из 100 000 итераций. Таким образом, находится код частоты, обладающий минимальным УБЛ из 100 000 случайно выбранных кодов. После этого проверяется, найден ли код частоты размерности N , позволяющий получить УБЛ меньше минимального УБЛ, полученного для предыдущей размерности $N-1$.

$$\min\{\text{УБЛ}(N)\} < \min\{\text{УБЛ}(N-1)\} \quad (2.1)$$

Если код, удовлетворяющий условию (2.1), не найден, цикл из 100 000 итераций повторяется ещё раз, после чего вновь выполняется проверка условия (2.1). Далее выполняется 5 подобных попыток по 100 000 итераций. Таким образом, если, в течение 500 000 итераций случайного перебора кодов размерности N не был найден ни один код, удовлетворяющий (2.1), данная размерность пропускается и начинается поиск для следующей размерности $N+1$. С использованием данного алгоритма поиска были найдены коды, позволяющие получить наименьший УБЛ для размерностей $N = 11, 12, \dots, 50$.

В результате данного псевдослучайного перебора кодов частоты получены коды частоты для размерностей $N = 11, 12, \dots, 50$ за исключением 29, 35, 42, 43, 47. Для данных размерностей 500 000 итераций оказалось недостаточно для нахождения кодов, удовлетворяющих (2.1).

Для проверки размерностей $N > 50$ количество итераций нахождения кода с минимальным УБЛ было уменьшено с 100 000 до 10 000, кроме того, проверяемые размерности ограничены следующими числами: $N = 75, 100, 150, 200, 300, 400, 500, 1000$.

Результаты моделирования показаны на рисунке 2.1.

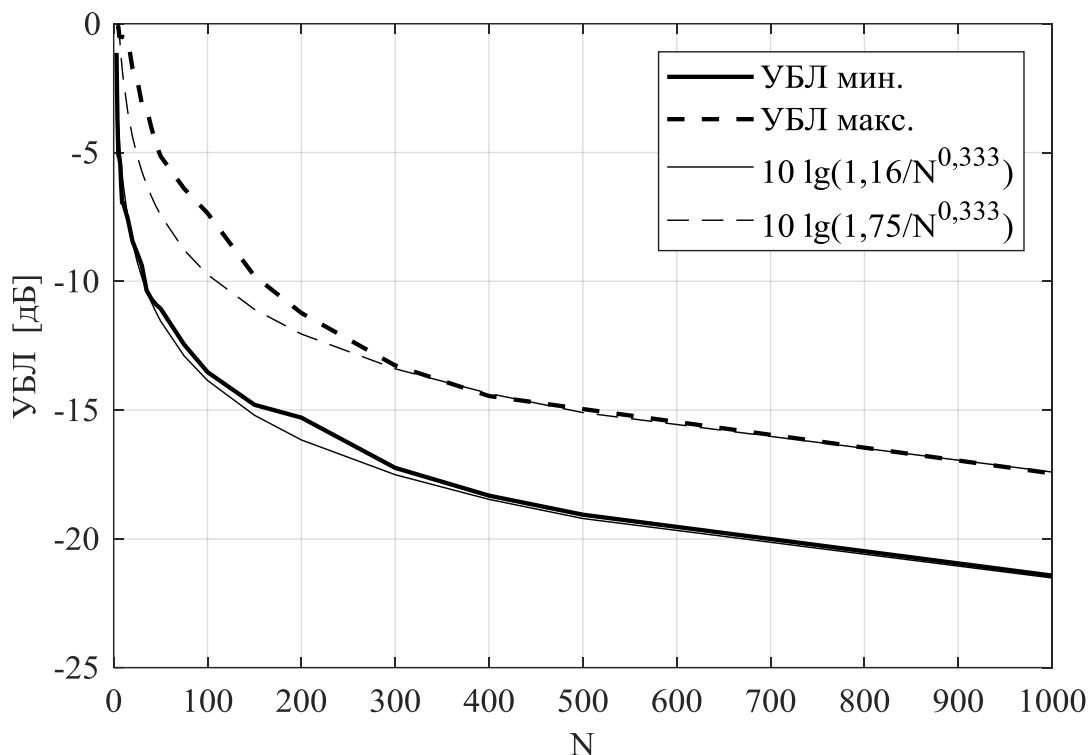


Рисунок 2.1 График зависимости минимального и максимального найденного УБЛ ФН СШП ДКЧС от размерности сигнала N

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

$$УБЛ_{анп} = 10 \lg \left(\frac{l}{\sqrt[3]{N}} \right), \quad (2.2)$$

где l — некоторый постоянный коэффициент

Результаты проведённого моделирования показали, что изменение параметров начальной частоты f_0 , шага по частоте Δf и длительности дискретов T изменяет УБЛ, а также определяет оптимальные коды частоты. Точное аналитическое влияние частотно-временных параметров на УБЛ и законы выбора оптимальных кодов частоты требуют углубленного параметрического анализа и не рассматриваются в рамках данной работы.

Однако, несмотря на влияние частотно-временных параметров СШП ДКЧС на УБЛ, зависимость возможного достижимого УБЛ от размерности

сигнала N с увеличением размерности сигнала выше 300 определяется приближённой формулой (2.2). Таким образом, при выборе размерности сигнала N СШП ДКЧС для решения задачи минимизации УБЛ предлагается руководствоваться выражением (2.2). Для нахождения непосредственно кода частоты СШП ДКЧС, обеспечивающего наилучший УБЛ, в реальных радиолокационных задачах предлагается использовать полученное выражение ФН СШП ДКЧС (1.14) для проверки конечного числа кодов частоты. Условия поиска определяются из УБЛ, выбранного по формуле (2.2)

$$УБЛ_{\text{треб}}(N) \leq УБЛ_{\text{теор}}(N). \quad (2.3)$$

2.2 Влияние неравномерности сетки частот

Как отмечалось ранее, постоянство шага по частоте на протяжении всего СШП ДКЧС приводит к появлению периодичности в сигнале (Рисунок 2.2), поэтому ИООД для СШП ДКЧС с равномерным частотным кодом определяется по формуле (1.23). На рисунке 2.2 показана функция неопределённости СШП ДКЧС с линейным возрастающим кодом частоты при $N = 900$, $\Delta f = 5$ МГц, $T = 50$ мкс, $f_0 = 1$ ГГц.

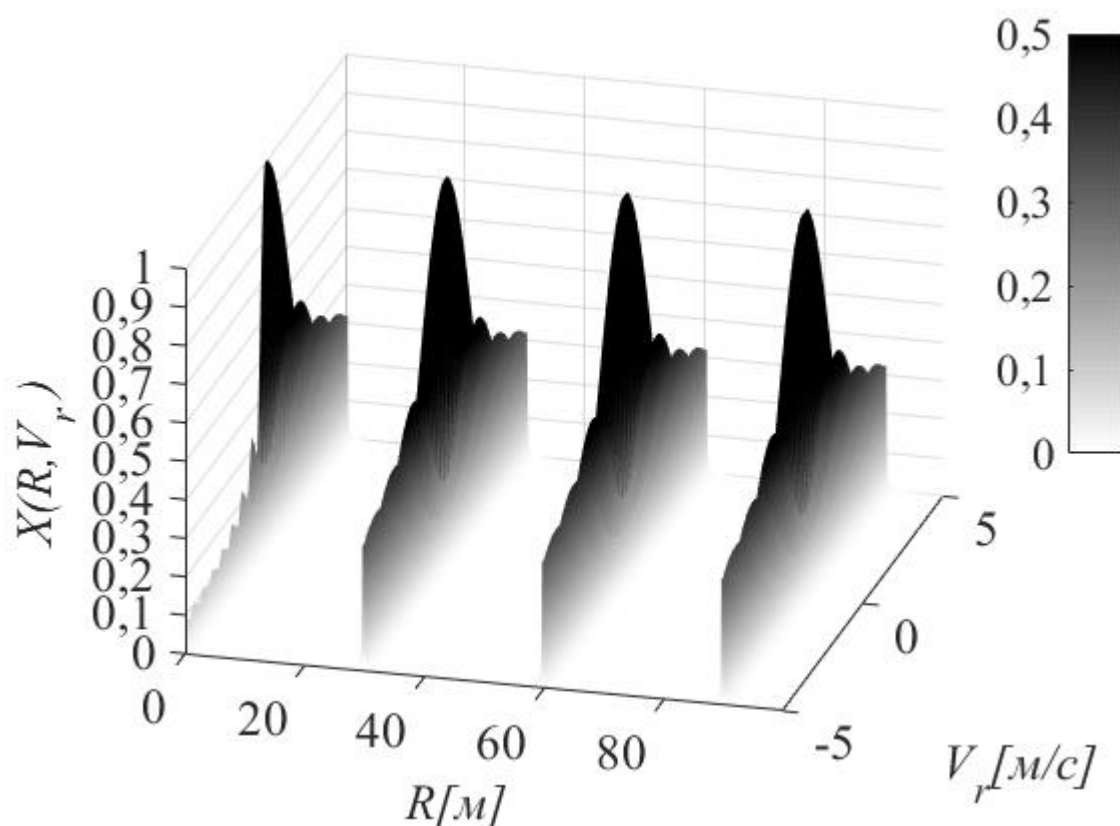


Рисунок 2.2 Внешний вид функции неопределённости СШП ДКЧС, иллюстрирующий повторение сигнала с периодом определяемым (1.23)

Добавление нерегулярности в частотную структуру сигнала позволяет избавиться от данной периодичности и уменьшить уровень боковых лепестков, ограничивающих период однозначного определения дальности. На рисунке 2.3 приведён трёхмерный вид функции неопределённости СШП

ДКЧС с такими же характеристиками, но с добавлением псевдослучайного изменения (дрожания) шага по частоте:

$$f_n = f_0 + \left[\theta_n + k \cdot \left(\hat{\theta}_n / N - 0,5 \right) \right] \cdot \Delta f, \quad (2.4)$$

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

$\text{RandPerm}(N)$ – функция, случайным образом переставляющая N неповторяющихся целых чисел в диапазоне от 1 до N , $k = 0,3$ – диапазон псевдослучайного дрожания частот относительно шага по частоте.

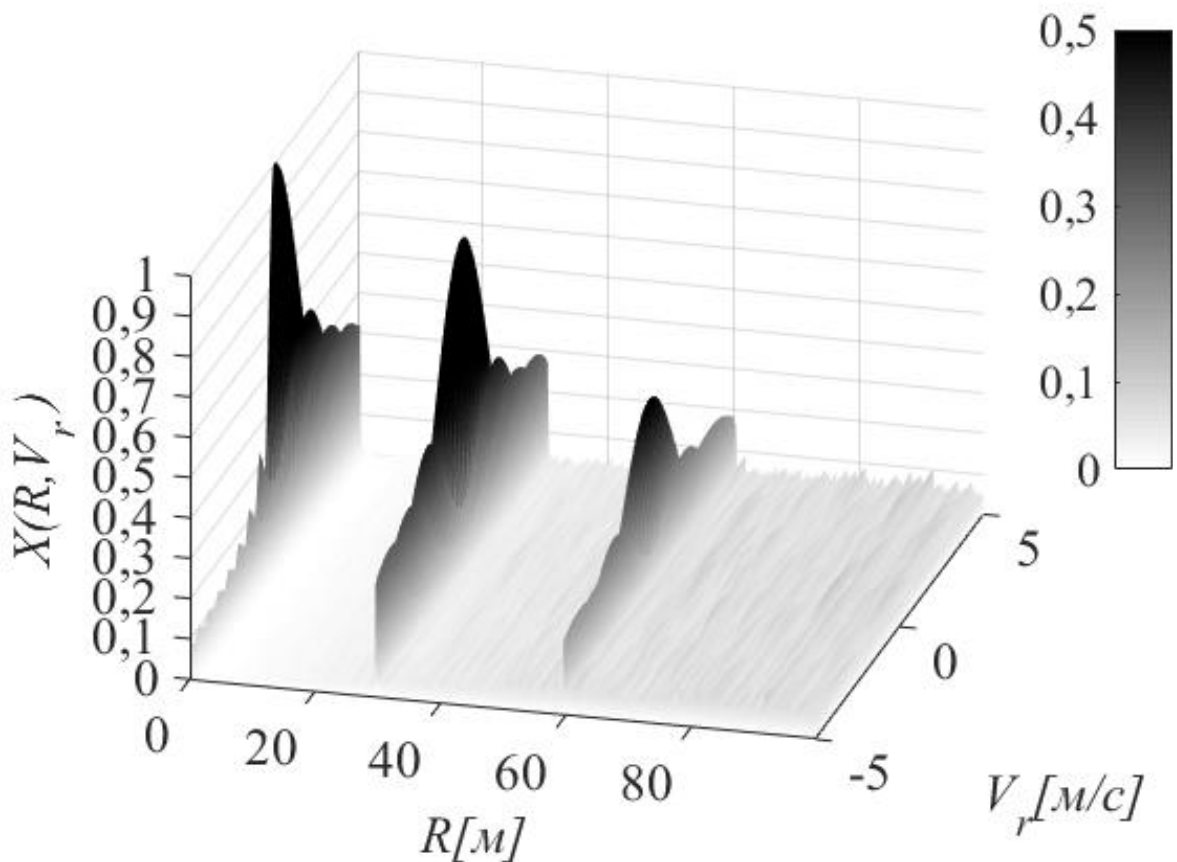


Рисунок 2.3 Внешний вид ФН СШП ДКЧС с нерегулярной сеткой частот (2.4), $k = 0,3$

Сравнение рисунков 2.2 и 2.3 позволяет заметить, что переход к неравномерной сетке частот с некоторым псевдослучайным изменением (дрожанием) шага по частоте приводит к двум эффектам. Во-первых, уменьшается уровень периодических повторений центрального лепестка с периодом однозначного определения дальностей. Во-вторых, увеличивается

средний уровень боковых лепестков в областях дальностей между периодами однозначного определения дальности. Так как оба эффекта прослеживаются в сечении по дальности, то для дальнейших выводов будем использовать выражение (1.17), моделируя сечения ФН СШП ДКЧС при нулевой скорости с заданными параметрами сигнала.

Исследуем зависимость периодичных повторений главного лепестка от диапазона псевдослучайного изменения шага частот относительно начального шага по частоте (2.4).

Ниже приведено сечение ФН при нулевой скорости для СШП ДКЧС со следующими параметрами: $N = 100$, $\Delta f = 5$ МГц, $T = 50$ мкс, $f_0 = 1$ ГГц, $k = 0,05$.

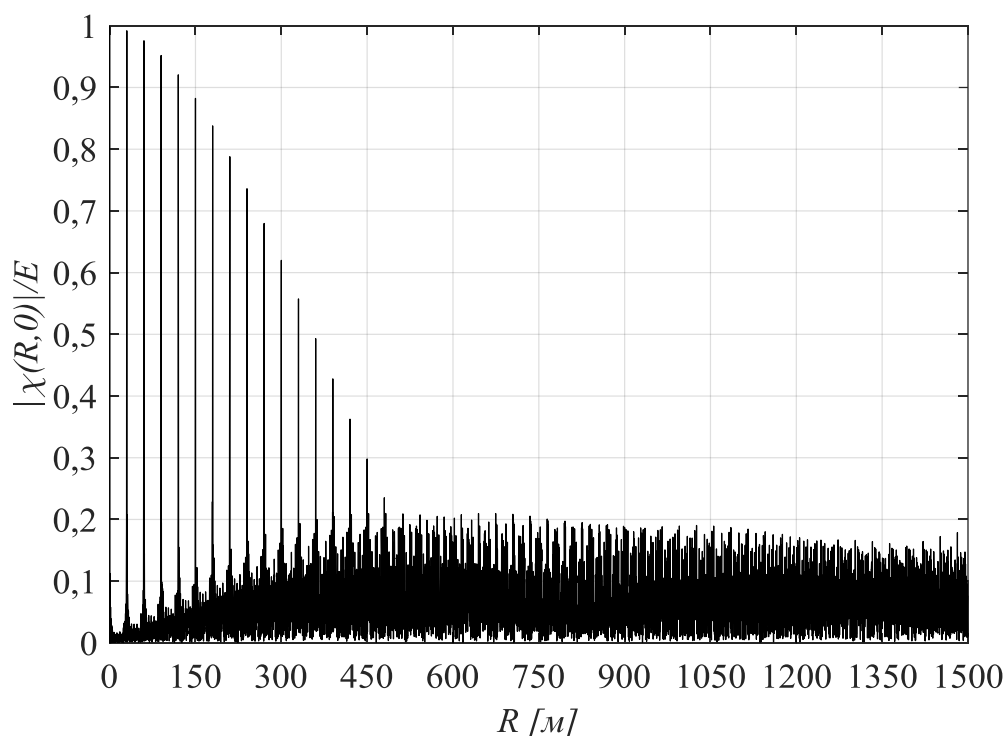


Рисунок 2.4 Сечение ФН СШП ДКЧС при нулевой скорости с нерегулярным кодом частоты и диапазоном псевдослучайного изменения шага частот 0,05 относительно начального шага по частоте

Из рисунка 2.4 видно, что боковые лепестки спадают по некоторому закону с увеличением дальности и распределены на отметках дальности, кратных ИООД (1.23). Зафиксируем все параметры сигнала ($N = 100$,

$\Delta f = 5$ МГц, $T = 50$ мкс, $f_0 = 1$ ГГц), кроме диапазона дрожания частоты k . Построим сечения ФН ДКЧС при нулевой скорости с шагом дискретизации по дальности, определяемым (1.23), для сигналов со следующими диапазонами псевдослучайного изменения шага частот $k = [0,05 \ 0,1 \ 0,2 \ 0,5]$:

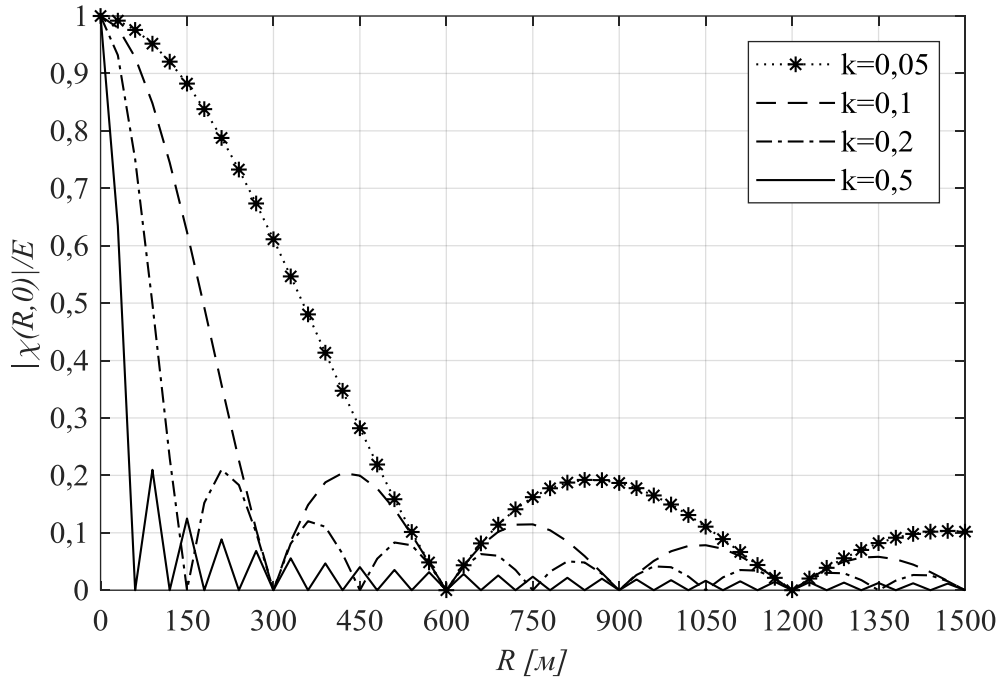


Рисунок 2.5 Огибающие боковых лепестков ограничивающих ИООД в сечении ФН СШП ДКЧС (1.17) при различных диапазонах псевдослучайного изменения шага частот $N = 100$, $\Delta f = 5$ МГц, $T = 50$ мкс, $f_0 = 1$ ГГц

Из рисунка 2.5 видно, что огибающая боковых лепестков, ограничивающих интервал однозначного определения дальности, определяется выражением:

$$|\chi_{УБЛ}(R, k)| = \left| \text{sinc} \left(\frac{k \cdot R}{R_{MAX}} \right) \right| = \left| \text{sinc} \left(\frac{2\Delta f \cdot k \cdot R}{c} \right) \right| \quad (2.5)$$

Таким образом, первый эффект перехода к неравномерной сетке частот зависит только от диапазона псевдослучайного дрожания k и начального шага по частоте Δf . Для обнуления боковых лепестков, ограничивающих ИООД, расположенных на дальностях, кратных R_{UR} (1.23), необходимо

установить диапазон изменения шага частот $k = 1$, как показано на рисунке 2.6.

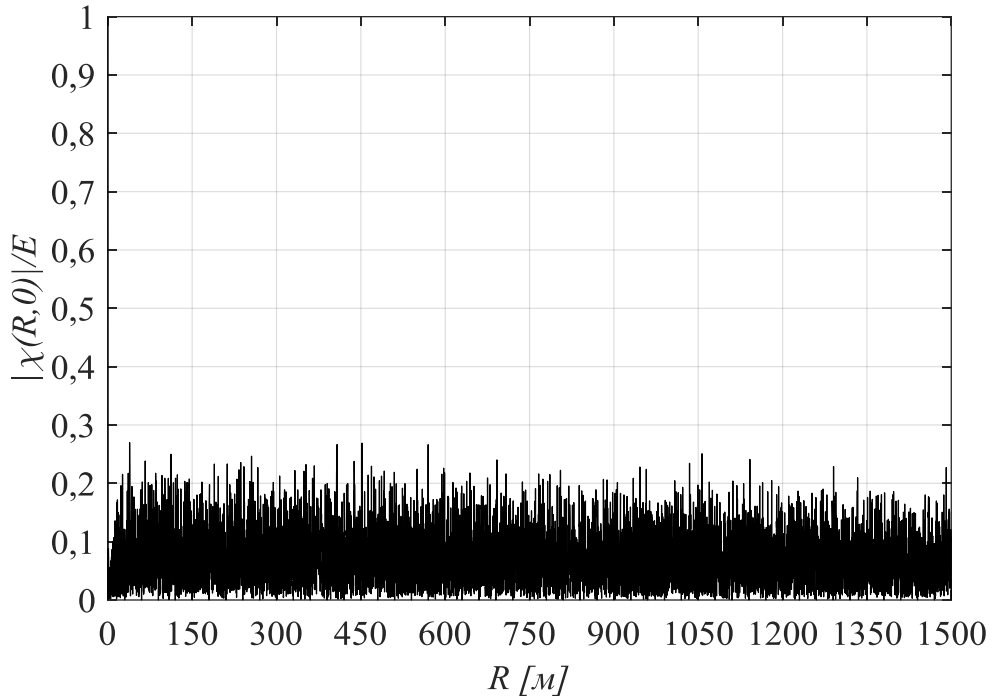


Рисунок 2.6 Сечение ФН СШП ДКЧС (1.17) с неравномерным частотным кодом при диапазоне дрожания частот равном шагу по частоте

Для исследования второго эффекта перехода к неравномерной сетке частот зафиксируем диапазон псевдослучайного дрожания шага частот $k = 1$, и будем менять количество частот N . В реальных системах рабочая полоса частот $F = N\Delta f$ строго ограничена, поэтому для сохранения абсолютной ширины полосы сигнала F с увеличением количества частот N будем пропорционально уменьшать шаг по частоте $\Delta f = F/N$.

Так как для формирования псевдослучайного дрожания шага частот была выбрана функция $RandPerm(N)/N$ (2.4), то минимальный период повторения в сигнале уменьшается в N раз. Следовательно, новый интервал однозначного определения дальности определяется:

$$R_{UR} = N \frac{c}{2\Delta f} \quad (2.6)$$

На рисунке 2.7 приведено сечение ФН ДКЧС с неравномерной сеткой частот (2.4) и следующими частотно-временными параметрами: $N = 10$, $\Delta f = 5$ МГц, $T = 50$ мкс, $f_0 = 1$ ГГц, $k = 1$.

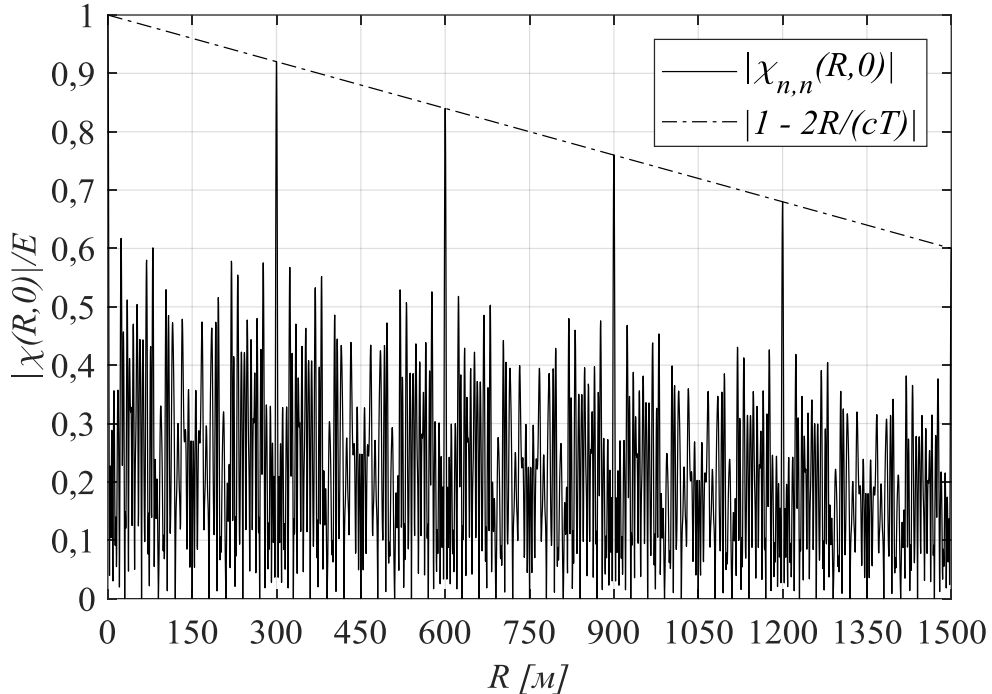


Рисунок 2.7 Сечение ФН ДКЧС (1.17) с неравномерной сеткой частот с ИООД увеличенным N раз относительно ИООД с равномерным кодом частоты ($N = 10$, $\Delta f = 5$ МГц, $T = 25$ мкс, $k = 1$)

Из сравнения рисунков 2.7 и 1.3 видно, что сечение ФН СШП ДКЧС (1.17) для сигнала с неравномерной сеткой частот имеет периодичный характер, с периодом R_{UR} (2.6) с боковыми лепестками, спадающими пропорционально $[1 - 2R/(cT)]$. Поэтому при оценке зависимости уровня боковых лепестков от количества дискретов, в соответствии с ограничением функции (1.6) имеет смысл установить следующее ограничение для интересующего интервала по дальности:

$$R_{\max} = \min \left(N \frac{c}{2\Delta f}, \frac{cT}{2} \right) \quad (2.7)$$

Будем производить вычисления по интервалу дальностей $R = 0, \Delta R, \dots, R_{\max}$ (2.7) для размерностей $N = 10, 20, \dots, 500, 550, \dots, 1000$.

Для каждой размерности вычисления повторяются 1000 раз для различных комбинаций функции $RandPerm(N)$ (2.4) с фиксацией максимального и минимального значений пикового УБЛ. Параметры моделируемых сигналов: $T = 50$ мкс, $f_0 = 1$ ГГц, $k = 1$, $\Delta f = F/N$, абсолютные значения ширины полосы $F = 100$ МГц, 500 МГц, 1 ГГц, 2 ГГц и 5 ГГц. На рисунке 2.8 приведён результат моделирования в логарифмическом масштабе по оси ординат. 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).

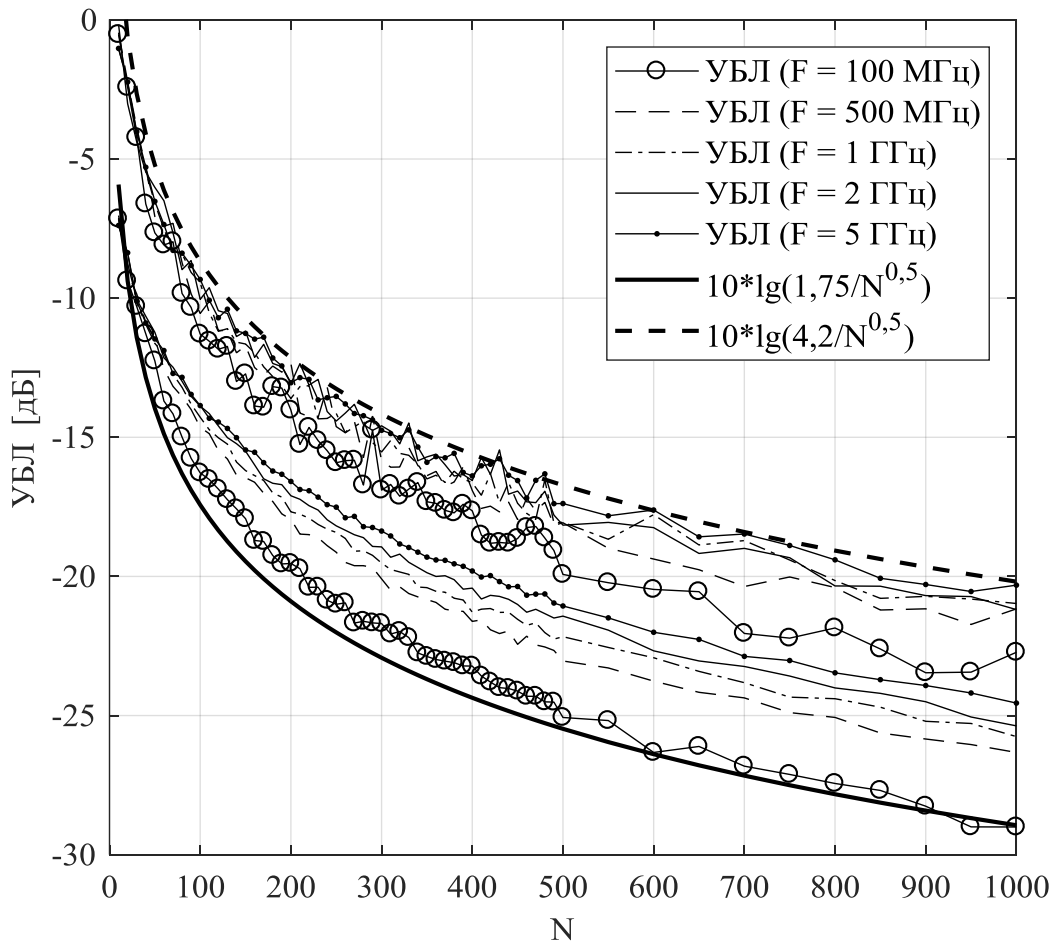


Рисунок 2.8 Зависимость максимального и минимального УБЛ в сечении ФН СШП ДКЧС (1.17) с неравномерной сеткой частот (2.4) при $k = 1$ от размерности сигнала N

Из рисунка 2.8 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:

$$УБЛ(N) = 10 \lg \left(\frac{l}{\sqrt{N}} \right), \quad (2.8)$$

где l — некоторый постоянный коэффициент $l > 1$. Помимо этого, можно увидеть, что с увеличением ширины полосы сигнала УБЛ растёт. Так как с увеличением ширины полосы F сигнала при сохранении размерности сигнала N уменьшается ИООД R_{UR} (2.6), то учитывая неизменность длительности дискретов T , данная зависимость обуславливается уменьшением влияния сомножителя $\left(1 - \frac{2R}{cT} \right)$. При выборе большей длительности дискретов T влияние данного сомножителя будет уменьшаться.

2.3 Влияние длительностей дискретов

Моделирование различных последовательностей длительностей дискретов показало, что при неодинаковых длительностях дискретов в сечении ФН ДКЧС при нулевой скорости (1.17) возникают локальные увеличенные боковые лепестки обусловленные увеличением множителя $a_n^2 \left(T_n - \frac{2R}{c} \right)$ в (1.14). Таким образом, варьирование длительностей дискретов можно назвать нежелательным действием, ухудшающим УБЛ ФН СШП ДКЧС. Тем не менее, в реальных радиолокационных системах есть инерционные звенья, не позволяющие уменьшать длительность дискретов до необходимых равных значений, в таком случае необходимо иметь возможность учитывать данное различие длительностей дискретов при обработке сигналов. В главе 3 показано, как данный эффект можно учесть в цифровом этапе сжатия СШП ДКЧС.

2.4 Выводы по главе 2

В главе 2 произведён анализ зависимости уровня боковых лепестков ФН от кода частоты в СШП ДКЧС. С помощью последовательного перебора всех $N!$ перестановок для каждой из размерностей 3, 4, ..., 10 были найдены оптимальные коды частоты, позволяющие получить минимальный уровень боковых лепестков ФН СШП ДКЧС (таблица 2.1). Последующая проверка полученных кодов на удовлетворение условиям массивов Костаса показала, что в большинстве случаев коды Костаса не являются оптимальными для получения наименьшего уровня боковых лепестков.

Построена зависимость максимального и минимального УБЛ ФН от размерности ДКЧС при псевдослучайном кодировании и равномерной сетке частот (Рисунок 2.1). Показано, что с увеличением размерности сигнала N выше 300 УБЛ ФН спадает пропорционально кубическому корню из N (2.2).

Для расширения интервала однозначного оценивания дальности (ИООД) предлагается перейти к неравномерной сетке частот (2.4). Для уменьшения боковых лепестков, являющихся периодическим повторением главного лепестка с шагом (1.23), необходимо устанавливать диапазон псевдослучайного дрожания шага частот равным начальному шагу по частоте. В таком случае ИООД увеличивается в N раз (2.6). Однако, переход к неравномерному шагу обладает эффектом увеличения промежуточных боковых лепестков в диапазонах дальностей между отметками, кратными R_{UR} (1.23). Показано, что УБЛ ФН в сечении по дальности при неравномерной сетке частот спадает обратно пропорционально квадратному корню из размерности СШП ДКЧС N (2.8).

ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА МАКЕТА РЛС С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СШП ДКЧС

Полученная в 1-й главе функция неопределённости (1.14) является теоретическим сигналом на выходе идеального согласованного фильтра в РЛС с использованием СШП ДКЧС. Практическая реализация такого фильтра может осуществляться различными способами и может сильно отличаться в зависимости от конкретной решаемой задачи и технических возможностей разработчика РЛС.

Рассмотрим один из популярных вариантов реализации согласованной фильтрации сверхширокополосных СЧМ сигналов (простейших СШП ДКЧС), отличающийся простотой реализации и высоким коэффициентом широкополосности генерируемых радиолокационных сигналов, и модифицируем его для возможности генерирования СШП ДКЧС с псевдослучайным кодированием частоты. Затем построим математическую модель цифрового сигнала на выходе приёмного тракта РЛС с использованием СШП ДКЧС и приведём выражение двумерной цифровой функции сжатия для реализации совместного оценивания дальности и радиальной скорости цели по однократному зондированию.

3.1 Структурная схема приёмопередающего тракта РЛС

Сжатие сигнала, соответствующее функции (1.14) можно выполнять в два этапа:

- 1) Аналоговый этап сжатия выполняется в приёмном тракте РЛС и реализуется с помощью квадратурного детектора и фильтра нижних частот. Конечным звеном приёмного тракта являются два аналого-цифровых преобразователя (АЦП) в синфазном и квадратурном каналах.
- 2) Цифровой этап сжатия осуществляется в цифровом сигнальном процессоре для цифровых отсчётов на выходе АЦП.

Рассмотрим распространённую структурную схему [3], [17], [23], [42] – [43], реализующую формирование, излучение и аналоговый этап сжатия простейшего СШП ДКЧС — сверхширокополосного ступенчатого частотно модулированного (СЧМ) сигнала ($\Delta f = \text{const}$, $T = \text{const}$).

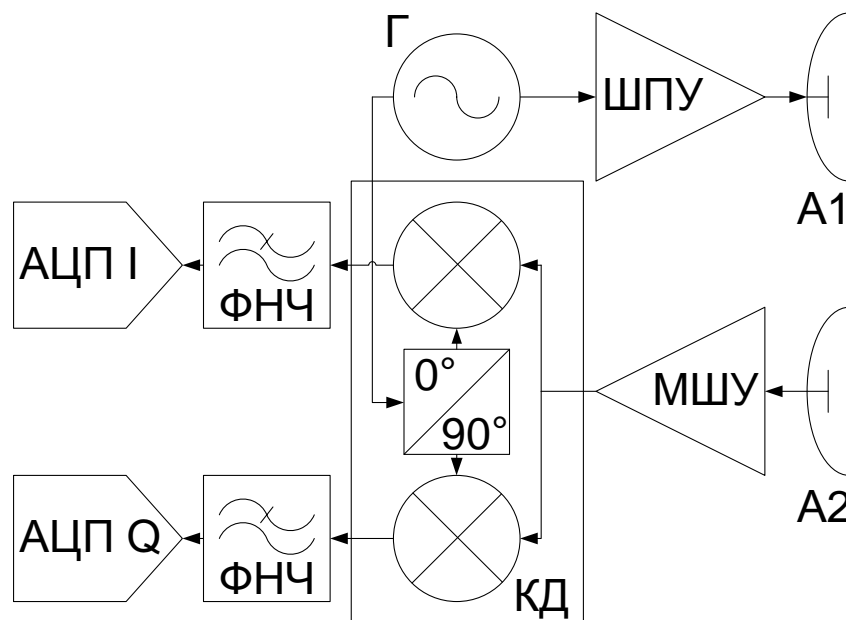


Рисунок 3.1 Структурная схема аналоговой части приёмопередающего тракта СШП РЛС ближнего действия

На рисунке 3.1 приведена структурная схема аналоговой части приёмопередающего тракта СШП РЛС ближнего действия. Г – генератор СШП сигналов, ШПУ – широкополосный усилитель, А1 – антенна передающая, А2 – антенна приёмная, МШУ – малозумящий усилитель, КД – квадратурный демодулятор, АЦП I и АЦП Q – аналогово-цифровые преобразователи синфазной и квадратурной составляющих сигнала на выходе КД. Несмотря на использование различных антенн и каналов для передачи и приёма сигнала, расстояние между антеннами А1 и А2 существенно меньше рабочих дальностей РЛС, что не удовлетворяет критериям бистатических РЛС [44], поэтому, такие РЛС относят к моностатическим.

Подробно рассмотрим преобразование сигнала в структурной схеме, представленной на рисунке 3.1.

СШП генератор сигналов последовательно формирует гармоники различной частоты:

$$s_n(t) = a_n \cos(2\pi f_n t + \varphi_n), t \in \left[\sum_{m=0}^{n-1} T_m; \sum_{m=0}^n T_m \right], \quad (3.1)$$

где a_n — амплитуда гармоники с выхода генератора; f_n — частота сигнала; φ_n — некоторая случайная начальная фаза сигнала, различная на каждой частоте f_n .

Гармоники сигнала усиливаются в широкополосном усилителе и излучаются в пространство, n -й дискрет сигнала на выходе передатчика:

$$s_n^{TX}(t) = a_n^{TX} \cos(2\pi f_n t + \varphi_n), t \in \left[\sum_{m=0}^{n-1} T_m; \sum_{m=0}^n T_m \right]. \quad (3.2)$$

$a_n^{TX} = a_n \cdot K^{TX}(f_n)$ — амплитуда излучаемого сигнала, учитывающая амплитуду сигнала с выхода генератора и комплексную частотную характеристику (КЧХ) передающего тракта РЛС на текущей частоте $K^{TX}(f_n)$.

Если на некотором начальном расстоянии (в момент излучения первого дискрета) R_y находится цель с радиальной скоростью v_y , то n -й дискрет отражённого от неё сигнала на входе приёмника $s_n^{RX}(t)$ имеет следующий вид:

$$s_n^{RX}(t) = a_n^{RX} \cos \left(2\pi f_n \left(t - \frac{2v_y}{c} \sum_{m=0}^{n-1} T_m - \frac{2R_y}{c} \right) + \varphi_n + \varphi_{0n} \right), \quad (3.3)$$

$$t \in \left[\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{2R_y}{c}; \sum_{m=0}^n T_m + \frac{2R_y}{c} \right],$$

где c — скорость света в воздухе ($c \approx 3 \cdot 10^8$ м/с);

$a_n^{RX} = a_n^{TX} \cdot L(R, G_t, A_r, \sigma, F) \cdot K^{RX}(f_n)$ — амплитуда сигнала на входе квадратурного демодулятора, $L(R, G_b, A_r, \sigma, F)$ — коэффициент затухания сигнала в среде при распространении до цели и обратно, G_t — коэффициент усиления (КУ) передающей антенны A_1 , A_r — эффективная площадь (апертура) приемной антенны, $A_r = G_r \cdot \lambda^2 / 4\pi$, где G_r — КУ приемной антенны, $\lambda = c/f_n$ — длина волны на текущей частоте, σ — эффективная площадь рассеяния (ЭПР) цели при текущем ракурсе, $K^{RX}(f_n)$ — комплексная частотная характеристика приёмного тракта РЛС на текущей частоте;

$\varphi_{0n} \in [0; 2\pi)$ — случайный сдвиг фазы сигнала, возникающий при отражении волны заданной частоты f_n от цели и зависящий от электромагнитных характеристик цели на данной частоте. Будем считать, что в рабочем диапазоне частот изменение фазы, обусловленное отражением от цели, является случайным, но одинаковым для всех частот:

$$\varphi_{0n} \approx \varphi_0 = const, n = 0, 1, \dots, N-1.$$

Распишем уравнение принимаемого сигнала в следующем виде:

$$s_n^{RX}(t) = a_n^{RX} \cos(2\pi f_n t + \varphi_n) \cos\left(\frac{4\pi}{c} f_n \left(-v_y \sum_{m=0}^{n-1} T_m - R_y\right) + \varphi_0\right) -$$

$$- a_n^{RX} \sin(2\pi f_n t + \varphi_n) \sin\left(\frac{4\pi}{c} f_n \left(-v_y \sum_{m=0}^{n-1} T_m - R_y\right) + \varphi_0\right), \quad (3.4)$$

$$t \in \left[\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{2R_y}{c}; \sum_{m=0}^n T_m + \frac{2R_y}{c} \right].$$

Введём следующее обозначение медленно изменяющейся фазы:

$$-\frac{4\pi}{c} f_n \left(R_y + v_y \sum_{m=0}^{n-1} T_m \right) + \varphi_0 = \Phi_n. \quad (3.5)$$

$$s_n^{RX}(t) = a_n^{RX} \cos(2\pi f_n t + \varphi_n) \cos(\Phi_n) - a_n^{RX} \sin(2\pi f_n t + \varphi_n) \sin(\Phi_n),$$

$$t \in \left[\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{2R_y}{c}; \sum_{m=0}^n T_m + \frac{2R_y}{c} \right]. \quad (3.6)$$

Выполним перемножение принимаемого сигнала (3.4) на опорный (3.1) в двух квадратурных смесителях в составе КД с последующим интегрированием в ФНЧ на протяжении длительности дискрета T_n :

$$I_n(t) = \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{2R_y}{c}}^{\sum_{m=0}^n T_m + \frac{2R_y}{c}} s_n^{RX}(t) \cdot a_n \cos(2\pi f_n t + \varphi_n) dt, \quad (3.7)$$

$$Q_n(t) = - \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{2R_y}{c}}^{\sum_{m=0}^n T_m + \frac{2R_y}{c}} s_n^{RX}(t) \cdot a_n \sin(2\pi f_n t + \varphi_n) dt. \quad (3.8)$$

Выполним операцию интегрирования для синфазной составляющей (3.7) принимаемого сигнала на выходе ФНЧ:

$$I_n(t) = a_n^{RX} a_n \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{2R_y}{c}}^{\sum_{m=0}^n T_m + \frac{2R_y}{c}} \left[\cos(2\pi f_n t + \varphi_n) \cos(\Phi_n) - \sin(2\pi f_n t + \varphi_n) \sin(\Phi_n) \right] \cdot \cos(2\pi f_n t + \varphi_n) dt,$$

$$I_n(t) = a_n^{RX} a_n \left[\cos(\Phi_n) \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{2R_u}{c}}^{\sum_{m=0}^n T_m} \cos^2(2\pi f_n t + \varphi_n) dt + \right. \\ \left. + \sin(\Phi_n) \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{2R_u}{c}}^{\sum_{m=0}^n T_m} [\sin(2\pi f_n t + \varphi_n) \cos(2\pi f_n t + \varphi_n)] dt \right].$$

Упростим определённые интегралы, используя следующие формулы:

$$\sin \alpha \cos \alpha = \frac{1}{2} \sin 2\alpha, \quad \cos^2 \alpha = \frac{1}{2} + \frac{\cos 2\alpha}{2}, \quad \int f(ax+b) dx = \frac{1}{a} F(ax+b) + C,$$

$$\int_{x_1}^{x_2} \cos^2(ax+b) dx = \frac{x_2 - x_1}{2} + \frac{\sin(2ax_2 + 2b) - \sin(2ax_1 + 2b)}{2a}.$$

Для интеграла от квадрата косинуса получим следующее выражение:

$$\int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{2R_u}{c}}^{\sum_{m=0}^n T_m} \cos^2(2\pi f_n t + \varphi_n) dt = \frac{t}{2} + \frac{\sin(4\pi f_n t + 2\varphi_n)}{8\pi f_n} \Bigg|_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{2R_u}{c}}^{\sum_{m=0}^n T_m} = \\ = \frac{T_n}{2} - \frac{2R_u}{c} + \frac{\sin\left(4\pi f_n \sum_{m=0}^n T_m + 2\varphi_n\right) - \sin\left(4\pi f_n \left(\sum_{m=0}^{n-1} T_m - \frac{2R_u}{c}\right) + 2\varphi_n\right)}{4\pi f_n}. \quad (3.9)$$

Учитывая, что в реальных, рассматриваемых РЛС порядок частоты определяется гигагерцами ($f_n > 10^9$ Гц), а длительность дискретов предполагается не меньше 1 мкс ($T_n < 10^{-6}$ с), то третье слагаемое в (3.9)

можно считать пренебрежительно малым по сравнению с $\frac{T_n}{2}$:

$$\int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{2R_u}{c}}^{\sum_{m=0}^n T_m} \cos^2(2\pi f_n t + \varphi_n) dt \cong \frac{T_n}{2} - \frac{2R_u}{c}. \quad (3.10)$$

Запишем выражение для интеграла произведения синуса и косинуса:

$$\begin{aligned}
 & \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m}^{\sum_{m=0}^n T_m} \left[\sin(2\pi f_n t + \varphi_n) \cos(2\pi f_n t + \varphi_n) \right] dt = \frac{1}{2} \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m}^{\sum_{m=0}^n T_m} \sin(4\pi f_n t + 2\varphi_n) dt = \\
 & = -\frac{\cos(4\pi f_n t + 2\varphi_n)}{8\pi f_n} \Bigg|_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{2R_y}{c}}^{\sum_{m=0}^n T_m} = \\
 & = -\frac{\cos\left(4\pi f_n \sum_{m=0}^n T_m + 2\varphi_n\right) - \cos\left(4\pi f_n \left(\sum_{m=0}^{n-1} T_m - \frac{2R_y}{c}\right) + 2\varphi_n\right)}{8\pi f_n}. \quad (3.11)
 \end{aligned}$$

Результат выражения (3.11) обратно-пропорционален абсолютным значениям частоты для каждого дискрета, следовательно, им также можно пренебречь.

$$\int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{2R}{c}}^{\sum_{m=0}^n T_m} \left[\sin(2\pi f_n t + \varphi_n) \cos(2\pi f_n t + \varphi_n) \right] dt \cong 0. \quad (3.12)$$

Итоговое выражение для синфазной составляющей сигнала (3.7) на выходе ФНЧ с учётом выражений (3.10) и (3.12) не зависит от времени и является постоянным для каждого индекса дискрета n :

$$I[n] = a_n^{RX} a_n \left(\frac{T_n}{2} - \frac{2R_y}{c} \right) \cos \left(-\frac{4\pi}{c} f_n \left(R_y + \nu_y \sum_{m=0}^{n-1} T_m \right) + \varphi_0 \right). \quad (3.13)$$

Выполнив подобные преобразования с отбрасыванием пренебрежимо малых составляющих для квадратурной составляющей (3.8) сигнала на выходе ФНЧ, получим следующее выражение, также не зависящее от времени:

$$Q[n] = a_n^{RX} a_n \left(\frac{T_n}{2} - \frac{2R_y}{c} \right) \sin \left(-\frac{4\pi}{c} f_n \left(R_y + \nu_y \sum_{m=0}^{n-1} T_m \right) + \varphi_0 \right). \quad (3.14)$$

Таким образом, принимаемый сигнал, отражённый от цели на начальном расстоянии R и обладающей радиальной скоростью ν после обработки в

приёмном тракте (Рисунок 3.1) и преобразовании в АЦП принимает форму цифровых комплексных отсчётов:

$$\dot{S}[n] = a_n^{RX} a_n \left(\frac{T_n}{2} - \frac{2R_u}{c} \right) \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_n \left(R_u + v_u \sum_{m=0}^{n-1} T_m \right) + j\varphi_0 \right\}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1. \quad (3.15)$$

Полученное выражение цифрового комплексного отсчёта дискрета (3.15) пересекается с выражением члена суммы $\chi_{n,n}(R, v)$ в выражении функции неопределённости СШП ДКЧС (1.14). Для совместного оценивания дальности R_u и радиальной скорости v_u цели необходимо выполнить накопление цифровых отсчётов по всем N дискретам сигнала с соответствующей компенсацией сдвига фазы в показателе экспоненты (3.15). В данных целях предлагается использовать двумерную цифровую функцию сжатия (ДЦФС) сигнала:

$$|\dot{X}(R, v)| = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{S}[n] \cdot \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} f_n \left[R + v \sum_{m=0}^{n-1} T_m \right] \right\} \right|. \quad (3.16)$$

Выражение (3.16) формирует двумерную функцию сжатия в координатах дальность и скорость, обладающую большинством свойств и характеристик ФН СШП ДКЧС, рассмотренных в 1-ой и 2-ой главах. Свойство нормирования энергии ФН СШП ДКЧС (1.14) не выполняется для ДЦФС (3.16) из-за отсутствия априорных данных о диаграмме обратного рассеяния (ДОР) цели и неоднородности электромагнитных свойств среды распространения сигнала. Характеристики разрешающих способностей по дальности и скорости, а также интервал однозначного определения дальности определяются выражениями (1.22), (1.25) и (1.23) соответственно. Выводы 2 главы, касающиеся УБЛ, остаются справедливы и для ДЦФС. На рисунке 3.2 представлен пример графика выражения ДЦФС (3.16) для теоретического сигнала от цели на расстоянии 2 м с радиальной скоростью -2 м/с.

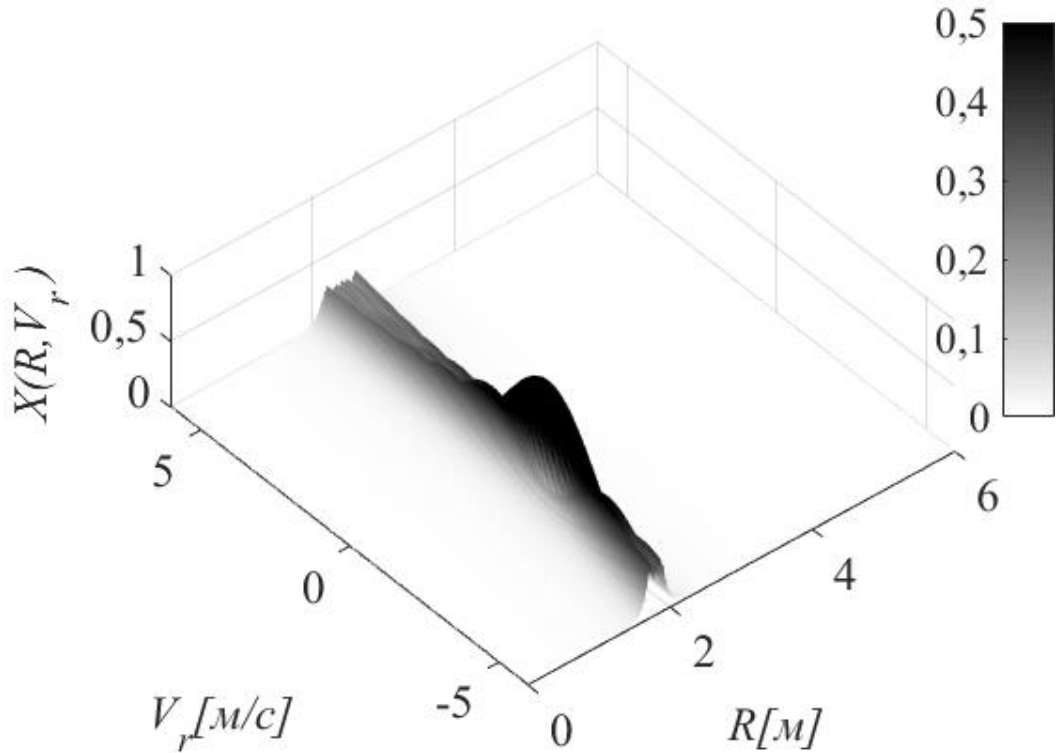


Рисунок 3.2 Внешний вид ДЦФС для теоретического сигнала от цели на расстоянии 2 м с радиальной скоростью – 2 м/с. Параметры сигнала $N = 900$, единичный код амплитуды, равномерная сетка частот, линейный код частоты, $\Delta f = 5$ МГц, $T = 45$ мкс

При наличии нескольких целей выражение (3.15) принимает вид суммы с количеством слагаемых, равных количеству целей:

$$\dot{S}[n] = \sum_{i=1}^M a_{ni}^{RX} a_n \left(\frac{T_n}{2} - \frac{2R_{ci}}{c} \right) \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_n \left(R_{ci} + v_{ci} \sum_{m=0}^{n-1} T_m \right) + j\varphi_0 \right\}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (3.17)$$

где M — количество целей.

В таком случае результат сжатия (3.16) от (3.17) является сложной двумерной функцией с M локальными максимумами с координатами, соответствующими дальностям и скоростям каждой из целей.

Если цели находятся на одинаковых или близких дальностях и обладают близкими скоростями, то диагональные боковые лепестки ФН СШП ДКЧС с линейным кодированием частоты могут привести к взаимному искажению форм сигналов от целей и усложнению или полной невозможности оценки

дальностей и скоростей целей. На рисунке 3.3 изображён пример графика выражения ДЦФС (3.16) для теоретического сигнала с линейным кодом частоты от двух целей на расстоянии 2 м с радиальными скоростями – 2 м/с и 2 м/с.

В таком случае для понижения уровня боковых лепестков необходимо изменить структуру сигнала, например, использовать псевдослучайный код частоты, описанный в главе 2. На рисунке 3.4 изображён пример графика выражения ДЦФС (3.16) для теоретического сигнала с псевдослучайным кодом частоты от двух целей на расстоянии 2 м с радиальными скоростями – 2 м/с и 2 м/с.

Для формирования таких сигналов необходимо иметь возможность генерировать дискреты в широком диапазоне частот. В качестве генератора СШП ДКЧС (Рисунок 3.5) часто используется генератор на петле фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ или *phased locked loop PLL*) с зарядом накачки, упрощённая структурная схема которого приведена на рисунке 3.5, ОГ – опорный генератор, ФД – фазовый детектор, ДПКД – делитель частоты с переменным коэффициентом деления, ГУН – генератор управляемый напряжением.

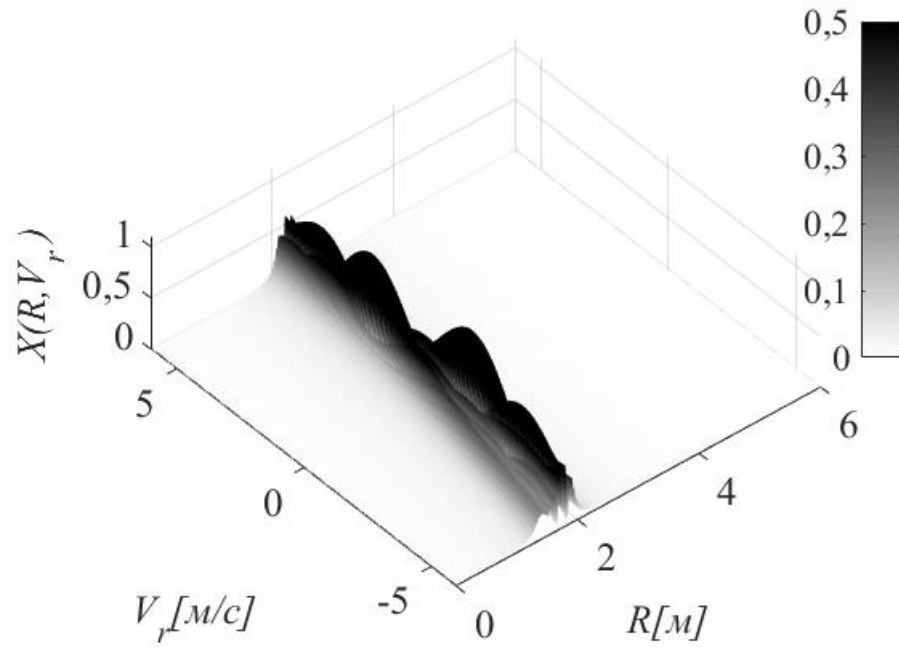


Рисунок 3.3 Внешний вид ДЦФС для теоретического СШП ДКЧС с линейным кодом частоты, отражённого от двух целей, движущихся со скоростями 2 м/с и -2 м/с

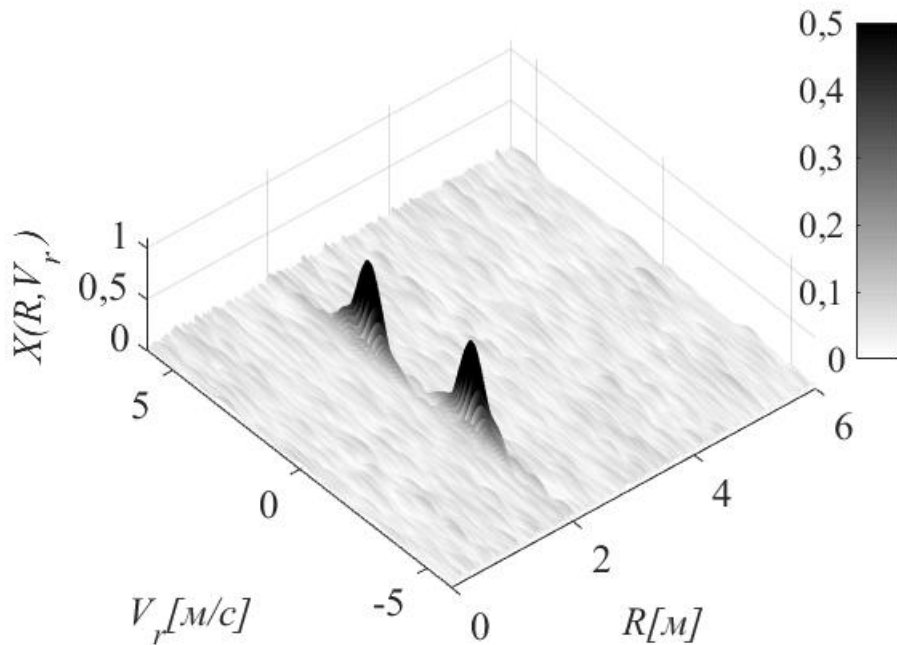


Рисунок 3.4 Внешний вид ДЦФС для теоретического СШП ДКЧС с псевдослучайным кодом частоты, отражённого от двух целей, движущихся со скоростями 2 м/с и -2 м/с

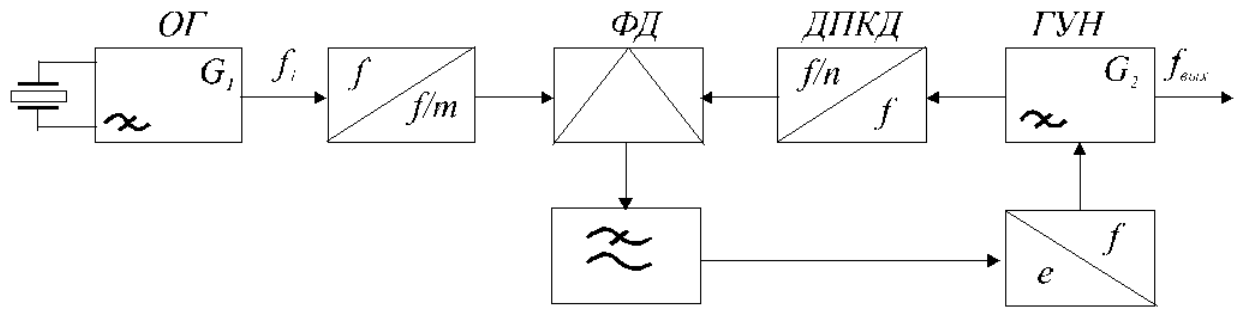


Рисунок 3.5 Структурная схема генератора на петле ФАПЧ

Преимуществами таких синтезаторов с ФАПЧ являются простота реализации и управления, малое энергопотребление, малые габариты микросхемы и низкий уровень фазовых шумов при достаточно широком диапазоне рабочих частот, который может составлять несколько октав. Например, актуальные синтезаторы серии LMX производства Texas Instruments включают в себя несколько ядер в генераторе управляемом напряжением (ГУН), ДПКД с возможностью установки дробных коэффициентов деления, делители и умножители выходной частоты ГУНа $f_{\text{вых}}$ и способны генерировать гармонические сигналы в диапазоне от 100 МГц до 19 ГГц. Главные недостатки синтезаторов с ФАПЧ обуславливаются инерционностью фильтра нижних частот (ФНЧ) в петле ФАПЧ, а также нелинейностью ГУН. Инерционность петли ФАПЧ приводит к относительно высоким значениям времени перестройки частоты, которые могут достигать значений выше 100 мкс, а нелинейность ГУН к возникновению на выходе синтезатора гармоник на частотах кратных основной $f_{\text{вых}}$.

Результаты 2 главы показывают, что для расширения интервала однозначного оценивания дальности необходимо перестраивать частоты с точностью до $\Delta f/N$. Кроме того, перестройку частот необходимо осуществлять достаточно быстро, чтобы за время формирования всего сигнала движение потенциальной цели оставалось линейным (1.7). Для удовлетворения данных требований выбрана следующая структурная схема РЛС, представленная на рисунке 3.6. Г – генератор СВЧ гармоник

(синтезатор с ФАПЧ), DDS I и DDS Q – квадратурные цифровые вычислительные синтезаторы или синтезаторы прямого цифрового синтеза (direct digital synthesizer DDS), ФНЧ – фильтр нижних частот, ПФНЧ – ФНЧ с перестраиваемой частотой среза, КМ – квадратурный модулятор, ШПУ – широкополосный усилитель, А1 – антенна передающая, А2 – антенна приёмная, МШУ – малошумящий усилитель, КД – квадратурный демодулятор, АЦП I и АЦП Q – аналогово-цифровые преобразователи синфазной и квадратурной составляющих сигнала на выходе КД.

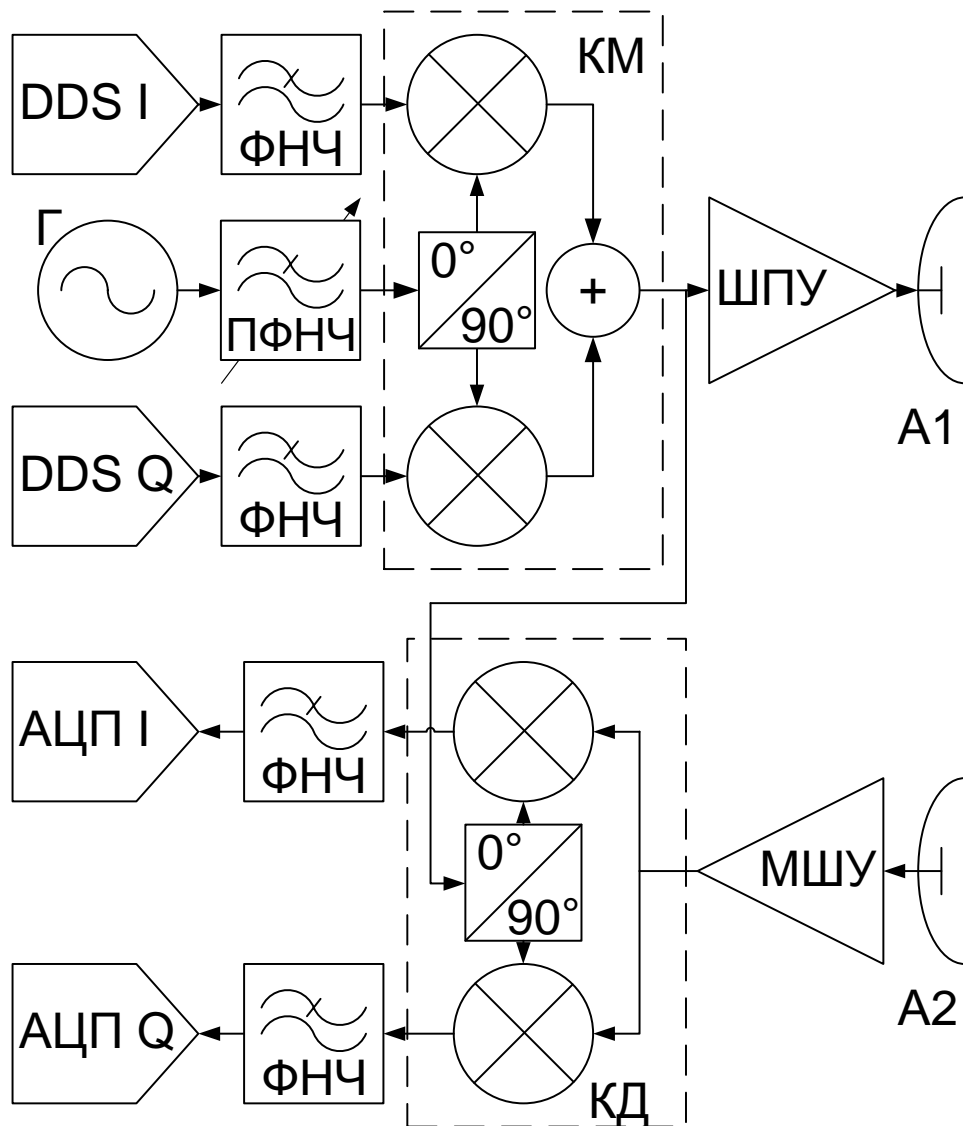


Рисунок 3.6 Структурная схема аналоговой части приёмопередающего тракта СШП РЛС ближнего действия с составным генератором

В данной схеме для формирования гармоник необходимой частоты используется сложный генератор частот, состоящий из квадратурного модулятора (КМ), смешивающего частоту опорного СВЧ генератора (Г) с частотой сигналов на выходе двух квадратурных синтезаторов прямого цифрового синтеза, представляющих собой цифровые генераторы гармонических сигналов с выходными цифро-аналоговыми преобразователями (ЦАП).

Объединение DDS и СВЧ Г на петле ФАПЧ (phased locked loop PLL) в цепи передачи позволяет использовать преимущества обеих микросхем. DDS генерируют стабильные сигналы с быстрыми временами перестройки T_{DDS} и малым шагом по частоте Δf_{DDS} в диапазоне частот f_{DDS} до максимальной F_{DDS} , определяемой частотой тактового генератора f_{ref} ($F_{DDS} < 0,5 f_{ref}$). Данные сигналы смешиваются с сигналами PLL частоты f_{PLL} в квадратурном модуляторе (КМ), на выходе которого формируется сигнал частоты $f_n = f_{PLL} \pm f_{DDS}$. PLL выполняет медленную перестройку частоты сигнала за время $T_{PLL} \gg T_{DDS}$ с большим шагом $\Delta f_{PLL} = 2F_{DDS}$. ФНЧ в цепи передатчика необходимы для сглаживания полезного сигнала на выходе ЦАП в составе DDS (антиалиасинговая фильтрация). Частота среза таких сглаживающих фильтров выбирается из диапазона $F_{DDS} < f_{cp} < (f_{ref} - F_{DDS})$.

По результатам исследований разработана РЛС, функциональная схема которой представлена в приложении А.

3.2 Учёт неодинаковых длительностей дискретов

Выбранный сложный способ генерирования частоты (Рисунок 3.6) предполагает различие в длительностях дискретов за счёт различных времён перестройки частоты Γ на петле ФАПЧ и синтезатора DDS. Как указано в главе 2 данное различие приведёт к росту боковых лепестков функции неопределённости. На рисунке 3.7 приведён внешний вид ДЦФС (3.16) для теоретического сигнала. Сигнал сформирован с использованием схемы на рисунке 3.6.

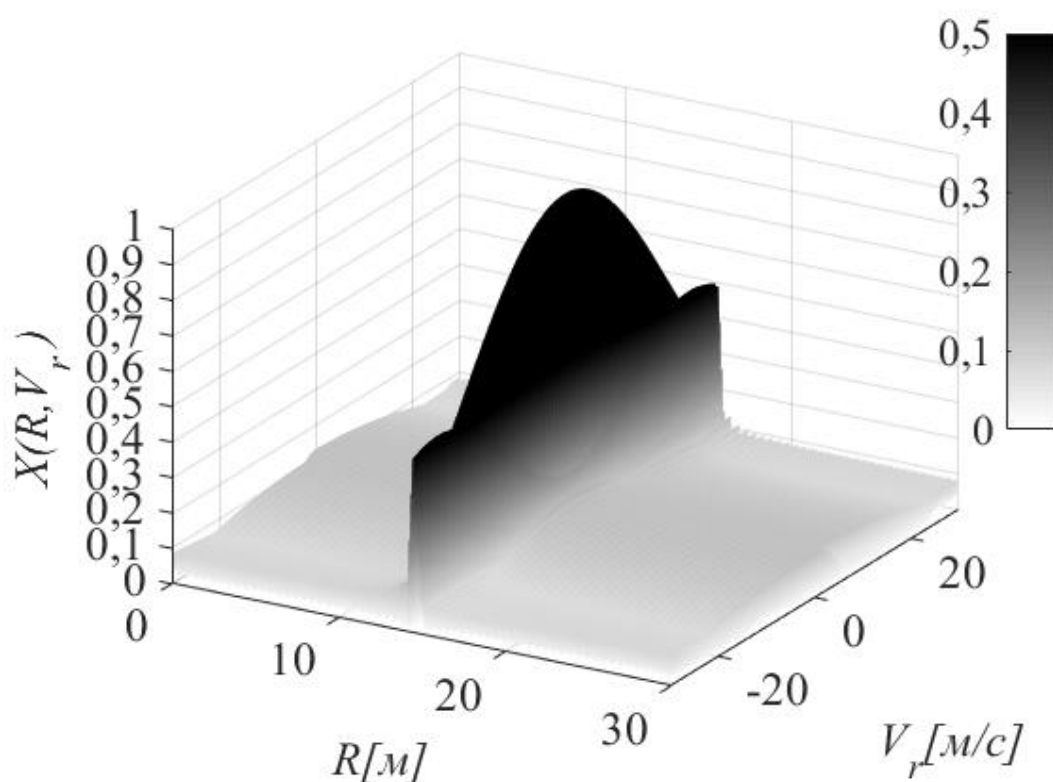


Рисунок 3.7 Внешний вид ДЦФС для теоретического сигнала, полученного от неподвижной цели на расстоянии 15 м. Параметры сигнала: линейный код частоты, $N_{\text{PLL}} = 5$, $N_{\text{DDS}} = 60$, $T_{\text{PLL}} = 300$ мкс, $T_{\text{DDS}} = 30$ мкс, $\Delta f = 5$ МГц, $f_0 = 752$ МГц.

Как видно из рисунка 3.7 в сечении по дальности наблюдается увеличение УБЛ, обусловленное разными длительностями дискретов PLL и

DDS. Уровень боковых лепестков будет тем больше, чем выше соотношение T_{PLL}/T_{DDS} . Так как данное явление обусловлено разной энергией дискретов PLL и DDS, характеризующейся множителем $a_n^{RX} a_n \left(\frac{T_n}{2} - \frac{2R_u}{c} \right)$ в выражении (3.15), то для компенсации необходимо в ДЦФС (3.16) предусмотреть деление на временную составляющую данного множителя:

$$|\dot{X}(R, \nu)| = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{S}[n] \cdot \left(\frac{T_n}{2} - \frac{2R}{c} \right)^{-1} \cdot \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} f_n \left[R + \nu \sum_{m=0}^{n-1} T_m \right] \right\} \right|. \quad (3.18)$$

На рисунке 3.7 приведён результат цифрового сжатия сигнала после учёта разной длительности дискретов (3.18).

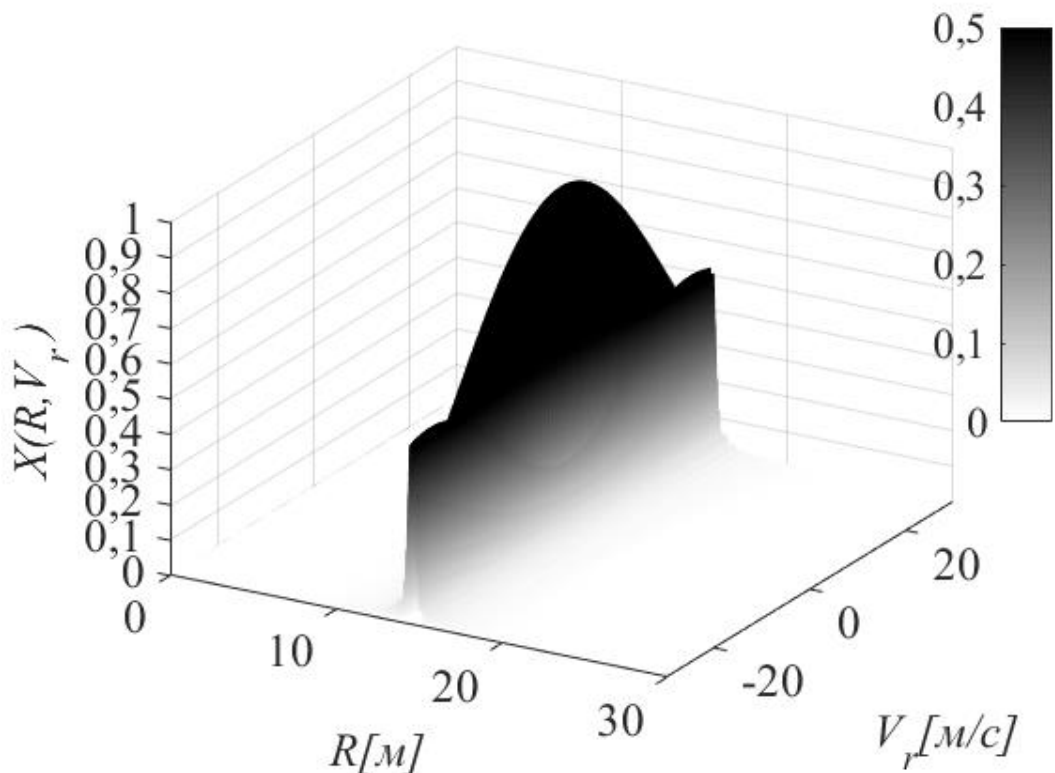


Рисунок 3.8 Внешний вид ДЦФС для теоретического сигнала, полученного от неподвижной цели на расстоянии 15 м. Параметры сигнала: линейный код частоты, $N_{PLL} = 5$, $N_{DDS} = 60$, $T_{PLL} = 300$ мкс, $T_{DDS} = 30$ мкс, $\Delta f = 5$ МГц.

Как видно из сравнения рисунков 3.7 и 3.8, благодаря учёту разных длительностей дискретов, уровень боковых лепестков уменьшился и

отображается белым цветом в соответствии с выбранной шкалой соответствия уровней ДЦФС и оттенков серого.

Следует отметить, что при выводе математической модели сигнала на выходе приёмного тракта (3.15) в качестве математической модели интегратора выбран фильтр нижних частот (рисунок 3.6). На практике, это соответствует RC-фильтру нижних частот, в котором постоянная времени фильтра согласована с максимальной длительностью дискрета в составе СШП ДКЧС. В противном случае, когда постоянная времени выбранного RC-фильтра согласована с самым коротким дискретом в составе СШП ДКЧС, модуль комплексных отсчётов различных дискретов на выходе АЦП не будет отличаться и из функции ДЦФС можно исключить сомножитель, учитывающий различные длительности $\left(\frac{T_n}{2} - \frac{2R}{c}\right)^{-1}$.

Для компьютерного моделирования ДЦФС от одной или нескольких подвижных целей с разными начальными дальностями написан скрипт на языке MATLAB, код которого приведён в приложении В. Данный скрипт позволяет сравнивать внешний вид ДЦФС для СШП ДКЧС с различными кодами частоты и различными длительностями дискретов.

3.3 Учёт неидеальностей приёмно-передающего тракта РЛС

В экспериментальном макете РЛС, функциональная схема которой приведена в приложении А, приёмный и передающий тракты расположены на одной печатной плате, кроме того расстояние между приёмной и передающей антеннами составляет менее 30 см. Данные факторы приводят к высокому уровню сигнала прямого пролаза из передающей антенны в приёмную. К тому же, в принимаемом сигнале всегда присутствуют наводки сигнала передатчика на приёмный тракт по печатной плате. Кроме того, в рабочей зоне РЛС часто присутствуют неподвижные объекты, такие как подстилающие поверхности, растения и различные конструкции. В результате, при отсутствии подвижных целей на входе приёмника присутствует некоторый постоянный сигнал, называемый постоянным «фоном»:

$$\dot{S}_\phi[n], n = 0, 1, \dots, N - 1. \quad (3.19)$$

Для компенсации сигнала (3.19) в уравнение ДЦФС (3.18) добавляется дополнительная операция вычитания фона:

$$|\dot{X}(R, \nu)| = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (\dot{S}[n] - \dot{S}_\phi[n]) \cdot \left(\frac{T_n}{2} - \frac{2R}{c} \right)^{-1} \cdot \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} f_n \left[R + \nu \sum_{m=0}^{n-1} T_m \right] \right\} \right|. \quad (3.20)$$

В качестве фонового сигнала (3.19) обычно возможно использовать любой сигнал без движущихся целей, полученный после выхода радиолокационной системы на постоянный температурный режим.

Наличие неоднородностей в комплексных частотных характеристиках (КЧХ) компонентов в составе СВЧ тракта РЛС приводит к искажениям в сквозной КЧХ, учитывающей КЧХ передающего $K^{TX}(f)$ (3.2) и приёмного $K^{RX}(f)$ (3.3) трактов

$$\dot{K}^{RTX}(f) = \dot{K}^{RX}(f) \cdot \dot{K}^{TX}(f). \quad (3.21)$$

Отличия сквозной КЧХ от идеальной равномерной приводят к искажениям формы ДЦФС, что в свою очередь приводит к ухудшению разрешающих способностей по дальности и скорости, и к увеличению УБЛ. Для компенсации неравномерности КЧХ предлагается использовать следующий калибровочный алгоритм для РЛС.

- 1 РЛС устанавливается в безэховой камере, в память управляющей электронно-вычислительной машины (УЭВМ) записывается сигнал фона (3.19).
- 2 На известном расстоянии R_0 по нормали к антеннам РЛС устанавливается опорный отражатель (углоковый или сферический). После чего в память УЭВМ записывается сигнал, содержащий отражения от опорного отражателя и фон:

$$\dot{S}_0[n], n = 0, 1, \dots, N - 1. \quad (3.22)$$

- 3 С учётом известного расстояния R_0 и нулевой скорости ($v_0 = 0$) по формуле (3.17) вычисляется теоретический сигнал с единичной амплитудой:

$$\dot{S}_T[n] = a_n^{RX} a_n \left(\frac{T_n}{2} - \frac{2R_0}{c} \right) \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_n R_0 \right\}, n = 0, 1, \dots, N - 1. \quad (3.23)$$

- 4 Вычисляются цифровые калибровочные коэффициенты, компенсирующие неоднородность КЧХ:

$$\dot{C}[n] = \max \left\{ \left| \dot{S}_0[n] \right| \right\} \frac{\dot{S}_T[n]}{\dot{S}_0[n] - \dot{S}_\phi[n]}. \quad (3.24)$$

В итоге, с учётом комплексных калибровочных коэффициентов (3.24) получаем окончательное выражение ДЦФС:

$$\left| \dot{X}(R, v) \right| = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\dot{S}[n] - \dot{S}_\phi[n] \right) \cdot \dot{C}[n] \cdot \left(\frac{T_n}{2} - \frac{2R}{c} \right)^{-1} \cdot \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} f_n \left[R + v \sum_{m=0}^{n-1} T_m \right] \right\} \right|. \quad (3.25)$$

Данное выражение (3.25) позволяет получить ДЦФС для каждого СШП ДКЧС и произвести совместное оценивание дальности и скорости движущихся целей по локальным максимумам данной функции.

3.4 Выводы по главе 3

В главе 3 представлена структурная схема приёмо-передающего тракта РЛС с использованием СШП ДКЧС с неравномерной сеткой частот и неодинаковой длительностью дискретов. Особенностью разработанной схемы является использование сверхширокополосного квадратурного модулятора, позволяющего объединить преимущества двух типов генераторов: генератора на петле ФАПЧ, позволяющего перекрыть широкий диапазон частот при формировании сигнала, а также генераторов прямого цифрового синтеза, позволяющих совершать быструю и точную перестройку частот на каждой из «поднесущих», формируемых ФАПЧ генератором. Для представленной структурной схемы получены аналитические выражения цифрового сигнала от подвижной цели на выходе АЦП (3.15).

Для совместного оценивания дальности и радиальной скорости целей предложено использование двумерной цифровой функции сжатия (ДЦФС) (3.25). ДЦФС учитывает неодинаковую длительность дискретов, неравномерную сетку частот СШП ДКЧС и включает в себя операции вычитания фона и учёта цифровых калибровочных коэффициентов (3.24), компенсирующих неравномерности КЧХ приёмопередающего тракта РЛС. Кроме того, предложен алгоритм вычисления цифровых калибровочных коэффициентов.

Нужно заметить, что информация о дальности и радиальной скорости одной или нескольких целей в выражении ДЦФС СШП ДКЧС (3.25) содержится в координатах локальных максимумов двумерной функции. Задача поиска таких максимумов может решаться различными способами от последовательного сравнения всех значений ДЦФС до применения сложных алгоритмов поиска максимумов, учитывающих значения соседних элементов и их взаимное расположение, и не рассматривается в рамках данной диссертационной работы.

Полученные в главе 3 результаты апробированы на международной молодёжной научной конференции «Авиация и космонавтика 17» (Москва, 2018) [34] и в статье в научном журнале «Электросвязь» 2019 г. – №8 [27].

ГЛАВА 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИСПЫТАНИЯ МАКЕТА РЛС С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СШП ДКЧС

Целью исследований, описываемых в данной главе, является экспериментальное определение точности совместного оценивания дальности и скорости с использованием ДЦФС. В данной главе проводится сравнение характеристик оценивания скорости методом, основанным на использовании ДЦФС и «классическим» методом [45] – [48], основанным на вычислении смещения цели по дальности за период зондирования, применяемом в большинстве современных РЛС с использованием СШП СЧМ сигналов для обнаружения подвижных целей. Кроме того, производится оценка влияния перехода от линейного к псевдослучайному коду частоты, а также применения цифровых калибровочных коэффициентов (3.24), вычисленных для спроектированного макета РЛС (приложение А) по предложенному алгоритму калибровки приёмопередающего тракта РЛС.

4.1 Описание метода оценивания радиальной скорости цели с использованием смещения цели по дальности

Данный «классический» метод оценивания радиальной скорости цели основан на вычислении разностного сигнала — популярном способе выделения подвижных целей в многочастотных и видеоимпульсных СШП РЛС сантиметрового диапазона волн [45] – [48]. Вычисление скорости цели в таком случае производится по смещению локального максимума от цели в так называемом «дальностном профиле» (перевод с англ. — Range profile) пространства за период повторения СЧМ сигнала [13]:

$$v_k = \frac{R_k \left(\max \left(\left| IFFT \left\{ \dot{S}_k - \dot{S}_\phi \right\} \right| \right) \right) - R_{k-1} \left(\max \left(\left| IFFT \left\{ \dot{S}_{k-1} - \dot{S}_\phi \right\} \right| \right) \right)}{T_{III}}, \quad k = 0, 1, \dots, K - 1, \quad (4.1)$$

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 УЭВМ СЧМ сигналов;

$|IFFT \{ \dot{S}_k \}|$ — модуль операции обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ) от k -го цифрового комплексного сигнала (3.15). Данное выражение называют «дальностным профилем» пространства и, как правило, индексируют сразу в отсчётах по дальности [49]. Можно показать, что данная операция ОБПФ идентична сечению ДЦФС (3.16) при нулевой скорости:

$$\left| \dot{X}(R, 0) \right| = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{S}[n] \cdot \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} f_n R \right\} \right|. \quad (4.2)$$

Продискретизируем непрерывную переменную дальности с периодом дискретизации, соответствующим разрешающей способности СЧМ сигнала:

$$f_n = n\Delta f, \Delta R = \frac{c}{2N\Delta f}, R = m\Delta R = m\frac{c}{2N\Delta f}, m = 0, 1, \dots, N-1:$$

$$|\dot{X}[m]| = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{S}[n] \cdot \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} n\Delta f \cdot m \frac{c}{2N\Delta f} \right\} \right| = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{S}[n] \cdot \exp \left\{ j \frac{2\pi nm}{N} \right\} \right|. \quad (4.3)$$

Полученное выражение (4.3) соответствует операции обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ). На практике вместо аналитического вычисления ОДПФ используют численные методы обратного БПФ. Таким образом, существующий «классический» метод оценивания скорости, основанный на вычислении нескольких последовательных дальностных профилей идентичен применению сечений ДЦФС при нулевой скорости. Так как форма сечения ДЦФС при нулевой скорости ($v = 0$) зависит от частотно-временной структуры сигнала, и от положения центрального максимума ДЦФС, то с увеличением модуля скорости цели и удалением центрального максимума от нулевого положения ($v > 0$) форма дальностного профиля будет менее удобна для нахождения локального максимума. Соответственно, оценивание дальности и скорости цели «классическим» методом, может оказаться невозможным [50].

4.2 Экспериментальная установка для испытаний макета

Для испытаний РЛС, спроектированной по функциональной схеме (Приложение А), построена экспериментальная установка с алюминиевым маятником, радиуса 20 см (ЭПР примерно 0,125 м²). Маятник раскачивается в плоскости нормали к антенной системе РЛС. В качестве начальной точки движения маятника выбрана точка с максимальным удалением от РЛС. Таким образом, при рассмотрении результатов, не учитываются сигналы на дальностях превышающих начальную дальность R_0 до маятника, то есть сигналы, отражённые от задней стенки помещения и других объектов, находящихся позади маятника. Схема экспериментальной установки представлена на рисунке 4.1.

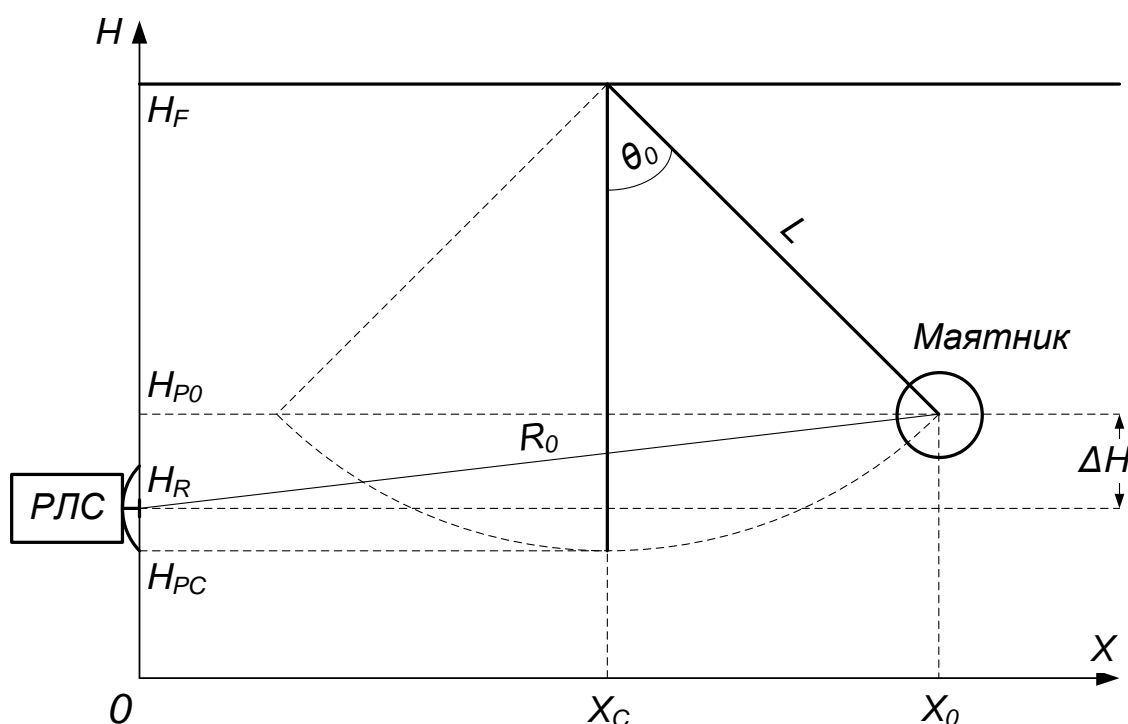


Рисунок 4.1 Схема экспериментальной установки для подтверждения работы алгоритма совместного оценивания дальности и скорости

На основании схемы экспериментальной установки (рисунок 4.1) получим законы изменения дальности и радиальной скорости маятника.

Исходные данные:

X — горизонтальная координата в плоскости раскачивания маятника (фазовый центр антенной системы РЛС имеет координату $X=0$);

X_0 — 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.

Начальный угол отклонения маятника от вертикального положения определяется следующим выражением:

$$\alpha_0 = \arccos\left(\frac{H_F - H_{P0}}{L}\right). \quad (4.4)$$

Далее процесс колебаний угла отклонения математического маятника описывается следующим выражением:

$$\alpha(t) = \alpha_0 \cos\left(2\pi \frac{t}{T}\right), \quad (4.5)$$

где

$$T \cong 2\pi \sqrt{\frac{L}{g}} \left[1 + \frac{1}{4} \sin^2\left(\frac{\alpha_0}{2}\right)\right]. \quad (4.6)$$

Выражение (4.6) представляет приближённое выражение периода колебаний маятника с точностью не хуже 1% при углах отклонения не превышающих 60° , что является достаточным для эксперимента, проводимого в рамках данной главы.

Значение текущей дальности до маятника $R(t)$ определяется как гипотенуза в треугольнике с катетами $X_P(t)$ (горизонтальная координата

маятника) и $\Delta H(t)$ (разница между высотами маятника и РЛС над уровнем пола):

$$R(t) = \sqrt{X_p^2(t) + \Delta H^2(t)}, \quad (4.7)$$

где

$$X_p(t) = X_C + L \sin \alpha(t), \quad (4.8)$$

$$\Delta H(t) = H_p(t) - H_R = H_F - H_R - L \cos \alpha(t). \quad (4.9)$$

Выражения (4.7)-(4.9) с учётом (4.4)-(4.6) описывают теоретический закон изменения дальности до маятника с течением времени. Для нахождения закона изменения скорости необходимо взять производную дальности (4.7) по времени.

$$\begin{aligned} V(t) &= \frac{dR(t)}{dt} = \frac{d\sqrt{X_p^2(t) + \Delta H^2(t)}}{dt} = \frac{\frac{dX_p^2(t)}{dt} + \frac{d\Delta H^2(t)}{dt}}{2\sqrt{X_p^2(t) + \Delta H^2(t)}} = \\ &= \frac{2X_p(t) \frac{d[X_C + L \sin \alpha(t)]}{dt} + 2\Delta H(t) \frac{d[H_F - H_R - L \cos \alpha(t)]}{dt}}{2\sqrt{X_p^2(t) + \Delta H^2(t)}} = \\ &= \frac{X_p(t) L \cos \alpha(t) \frac{d\alpha(t)}{dt} + \Delta H(t) L \sin \alpha(t) \frac{d\alpha(t)}{dt}}{\sqrt{X_p^2(t) + \Delta H^2(t)}} = \\ &= L \frac{X_p(t) \cos \alpha(t) + \Delta H(t) \sin \alpha(t)}{\sqrt{X_p^2(t) + \Delta H^2(t)}} \frac{d\alpha(t)}{dt}. \end{aligned}$$

Произведём дифференцирование угла отклонения маятника и запишем конечное выражение радиальной скорости маятника:

$$V(t) = -\frac{2\pi L \alpha_0}{T} \frac{X_p(t) \cos \alpha(t) + \Delta H(t) \sin \alpha(t)}{\sqrt{X_p^2(t) + \Delta H^2(t)}} \sin\left(2\pi \frac{t}{T}\right). \quad (4.10)$$

4.3 Параметры зондирующих сигналов

Данные накапливаются для сигналов с периодом повторения $T_{\text{ПП}} = 115$ мс.

Частотно-временные параметры используемых ДКЧС:

- $T_{\text{DDS}} = 40$ мкс, $T_{\text{PLL}} = 300$ мкс;
- $N_{\text{DDS}} = 60$, $N_{\text{PLL}} = 14$, $N = N_{\text{DDS}} \times N_{\text{PLL}} = 840$;
- $T_{\text{FULL}} = NT_{\text{DDS}} + N_{\text{PLL}}T_{\text{PLL}} = 37,88$ мс;
- $\Delta f_{\text{DDS}} = 5$ МГц, $f_{\text{DDS}} = -148$ МГц, -143 МГц, ..., $+147$ МГц;
- $\Delta f_{\text{PLL}} = 300$ МГц, $f_{\text{PLL}} = 900$ МГц, 1200 МГц, ..., 4800 МГц;
- $f_n = 752$ МГц, 757 МГц, ..., 4947 МГц;
- $F = 4200$ МГц;
- Линейный либо псевдослучайный (рисунок 4.2) код частоты:

$$\theta_n = \theta_{\text{PLL}i} N_{\text{DDS}} + \theta_{\text{DDS}j},$$

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

$$i = 0, 1, \dots, N_{\text{PLL}}-1, j = 0, 1, \dots, N_{\text{DDS}}-1,$$

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

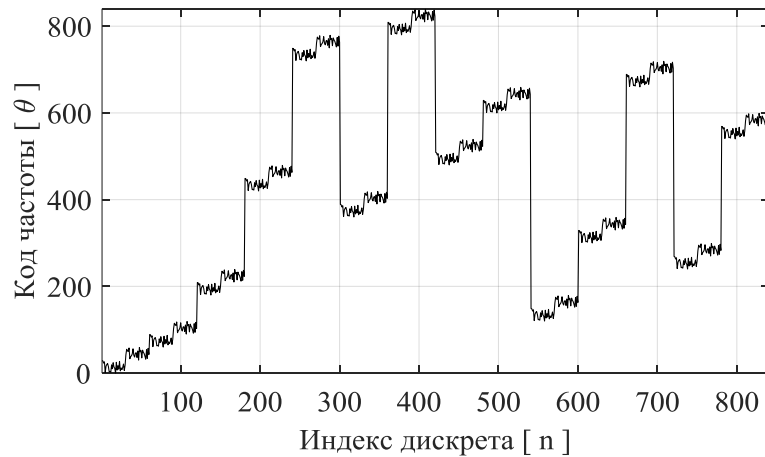


Рисунок 4.2 График псевдослучайного кода частоты, используемого в экспериментальных испытаниях

4.4 Результаты экспериментов

В качестве опорной скорости маятника выбирается теоретический закон изменения скорости математического маятника (4.10) с учётом некоторого экспоненциального затухания, задаваемого эмпирическим коэффициентом:

$$V_{теор}(t) = V(t) \cdot \exp(-t / \alpha), \quad (4.11)$$

$X_C = 4,1$ [м]; $H_F = 6,5$ [м]; $H_R = 0,8$ [м]; $H_{P0} = 2,3$ [м]; $H_{PC} = 0,45$ [м];
 $L = 5,53$ [м]; $g = 9,78$ [м/с²];

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

Данные, получаемые с двух АЦП в квадратурных каналах приёмного тракта РЛС, спроектированной по схеме в приложении А, записывались в постоянную память УЭВМ для дальнейшего этапа цифровой обработки в среде MATLAB. Скрипт, реализующий для сохранённых цифровых сигналов вычисление скорости маятника двумя способами, приведён в приложении Г. Результаты вычисления сохраняются в массивы и затем в файлы типа .mat. Для дальнейшего анализа результатов используется скрипт, выводящий графики мгновенных значений скорости маятника от времени, а также вычисляющий статистические оценки ошибок оценивания скорости. Данный скрипт приведён в приложении Д.

На рисунке 4.3 представлен график зависимости скорости маятника от времени, измеренной различными методами для сигнала с линейным законом изменения частоты. На нижней части графика (рисунок 4.3) приведена абсолютная ошибка между теоретическими значениями скорости и оценками, полученными двумя методами. Обе части графика имеют общую временную ось.

V_{shift} — оценка скорости, вычисляемая известным «классическим» методом (4.1) с использованием сдвига цели по дальности за время одного периода зондирования.

V_{AF} — оценка скорости, вычисляемая по положению максимума ДЦФС (3.20).

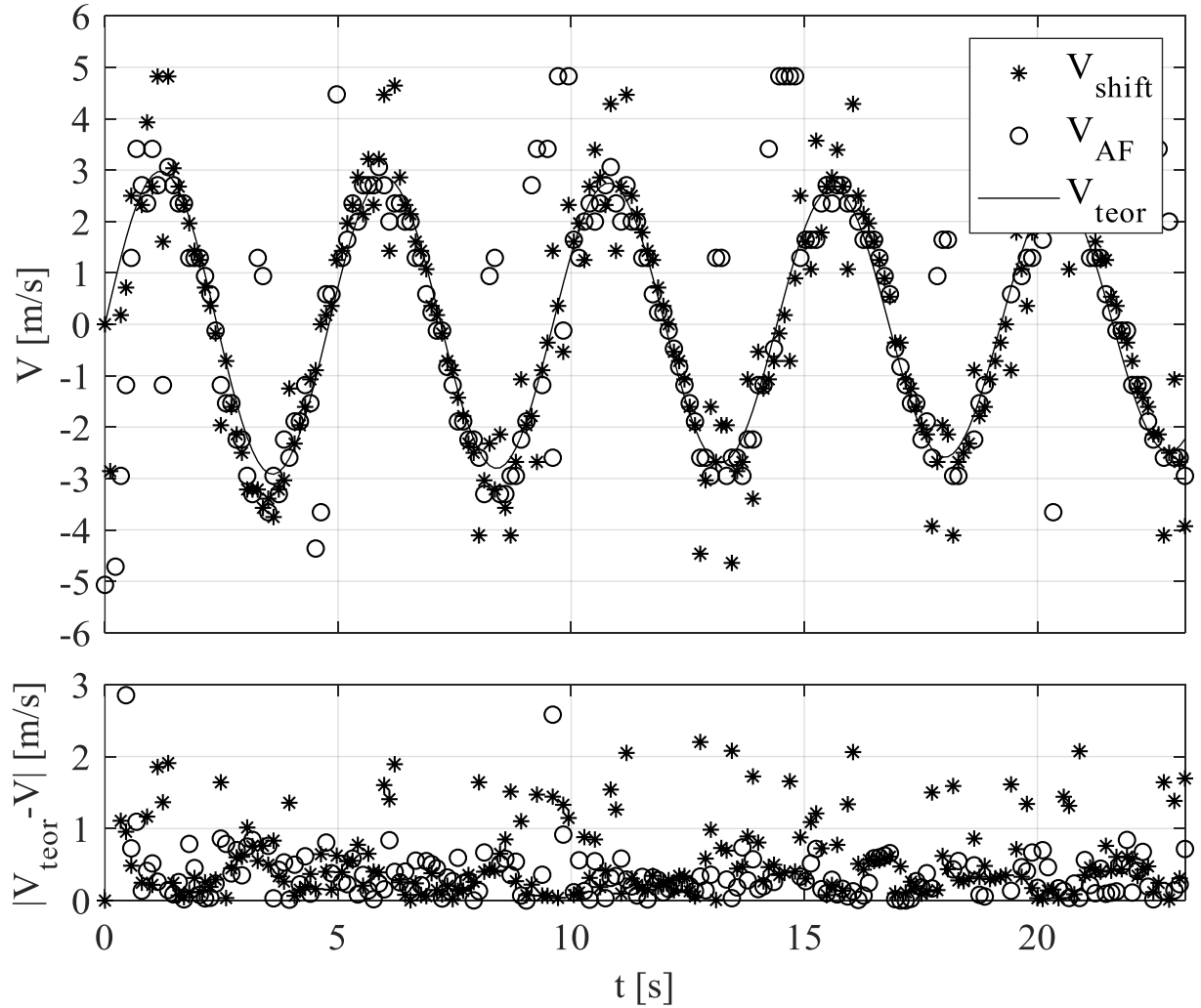


Рисунок 4.3 График зависимости скорости маятника от времени, измеренной различными методами для сигнала с линейным законом изменения частоты. Нижняя часть графика содержит абсолютную ошибку оценивания скорости.

Данные (Рисунок 4.3) получены для 204 зондирований. Эксперимент повторялся ещё два раза с произвольным значением количества зондирований (197 и 206). Для каждого эксперимента по результатам

вычисления абсолютных ошибок произведены вычисления статистических оценок, таких как математическое ожидание, медиана и дисперсия — для сравнения точности оценивания скорости двумя рассматриваемыми методами. Ниже приведена таблица 4.1 с оценками статистических характеристик точности оценивания скорости.

Таблица 4.1 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	Коэф. 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

Из сравнения математических ожиданий и медиан в таблице 4.1 видно, что при невысоких значениях скорости объекта (ниже 4 м/с) использование ДЦФС позволяет производить оценивание скорости цели с точностью близкой к точности «классического» метода (медиана ошибок обоих методов не превышает 0,57 м/с, математическое ожидание ошибок не выше 1,26 м/с). Однако, в отличие от метода оценивания скорости с использованием сдвига по дальности (4.1), требующего не менее двух последовательно излучаемых сигналов, использование ДЦФС позволяет производить оценивание по одному СШП ДКЧС, что как минимум в два раза уменьшает время на вынесение решения о текущем значении скорости цели.

Кроме того, из таблицы 4.1 можно заметить, что СКО абсолютной ошибки оценивания скорости «классическим» методом всегда превосходит

СКО при использовании ДЦФС не менее, чем в два раза. Данный разброс значений объясняется дрожанием положения максимума в дальностном профиле распределённой цели в процессе её движения. Например, на рисунке 4.4 приведены сечение максимума ДЦФС и результат операции ОБПФ для разностей принимаемого сигнала и сигнала фона (3.19) для 24 сигнала из 204 зондирований в рамках первого эксперимента в таблице 4.1.

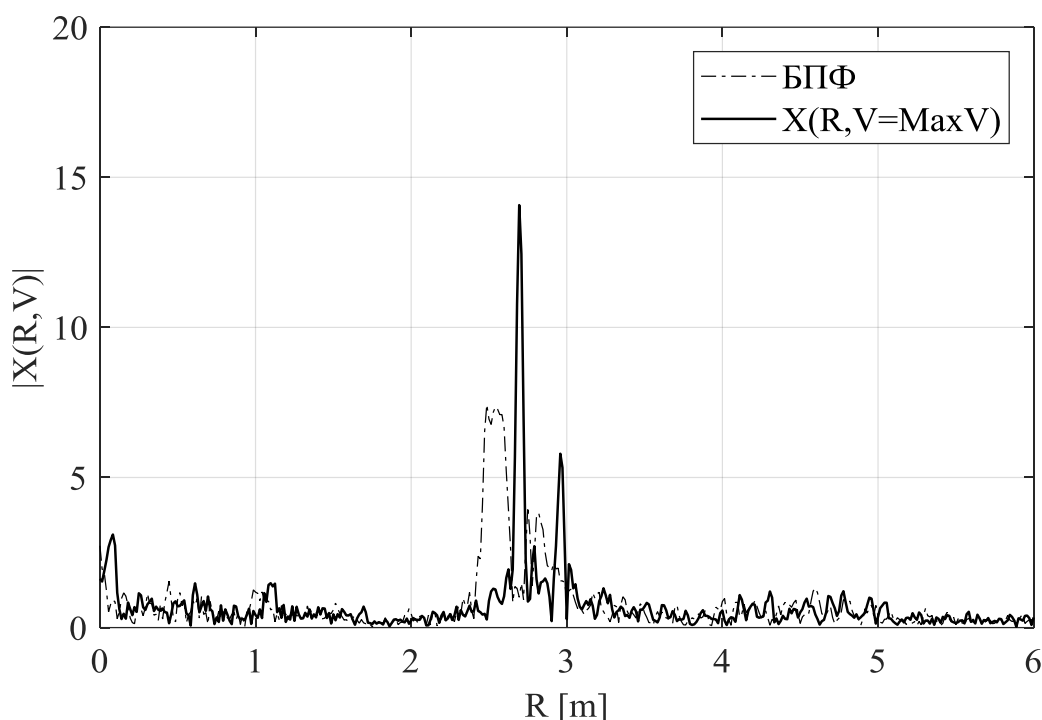


Рисунок 4.4 Сечение максимума ДЦФС и результат операции ОБПФ для разностей принимаемого сигнала и сигнала фона

Из рисунка 4.4 видно, что максимум в ОБПФ (штрихпунктирная линия) смещён ближе к РЛС и имеет растянутую по дальности форму относительно узкого пика сечения ДЦФС по дальности. Данное растяжение по дальности приводит к тому, что определение положения максимума в сигнале такой формы от зондирования к зондированию может возвращать различные точки внутри растянутого максимума. Это, в свою очередь, приводит к дрожанию значений положения максимума в медленном времени и, соответственно, дрожанию мгновенных значений скорости цели.

Кроме того, за счёт близкого расположения маятника к поверхности пола при зондировании с указанной высоты H_R присутствует отраженный от пола сигнал, обусловленный многолучевым распространением радиоволн. Сигнал от цели в дальностном профиле, в таком случае, является суммой сечений при нулевой скорости функций неопределённости (1.17) прямого и отражённого от пола сигналов, складывающихся в различных комбинациях от зондирования к зондированию. На рисунке 4.4 можно увидеть два выраженных пика в сечении максимума ДЦФС при $v = \text{const}$ и два растянутых пика в сигнале ОБПФ. Таким образом, при вычислении всей двумерной «карты» ДЦФС (3.20) принимаемого сигнала, максимум прямого сигнала менее подвержен влиянию боковых лепестков сигнала отражённого от пола, следовательно, его положение обладает большей стабильностью.

В целях исследования дальнейшего увеличения точности оценивания с использованием ДЦФС сравним характеристики оценивания для линейного и псевдослучайного (Рисунок 4.2) кодов частоты. На рисунке 4.5 представлен график зависимости оценки скорости от типа кодирования сигнала.

V_{LFM} — линейный код частоты

V_{RAND} — псевдослучайный код частоты

Экспериментальные данные с псевдослучайным законом изменения частоты на рисунке 4.5 получены для 235 сигналов. Так как количество сигналов отличается от количества сигналов, записанных в первом эксперименте в таблице 4.1 (204 зондирования), то в целях выравнивания количества зондирований для построения совместного графика (Рисунок 4.5) и вычисления статистических характеристик абсолютных ошибок, из 235 сигналов отбрасывались лишние конечные 31 сигналов.

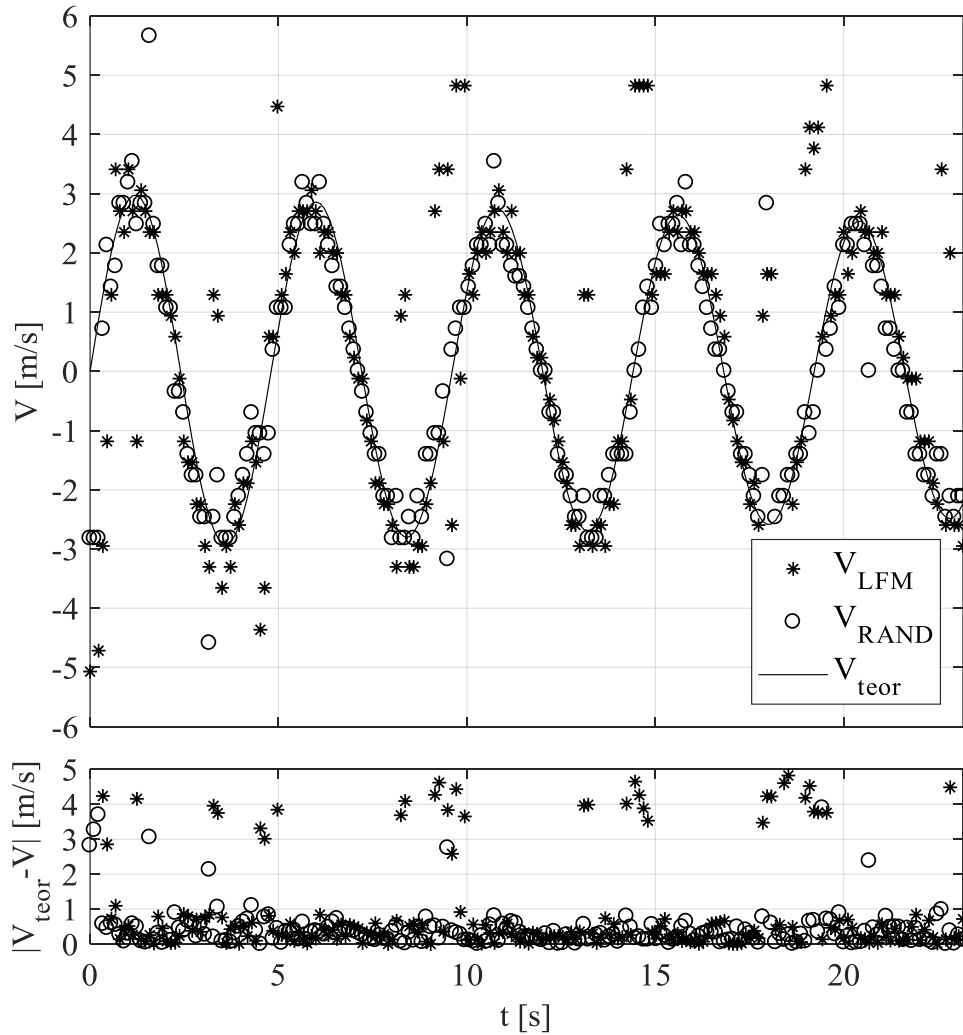


Рисунок 4.5 График зависимости скорости маятника от времени, измеренной с помощью ДЦФС для сигналов с линейным и псевдослучайным законами изменения частоты

Эксперимент с псевдослучайным кодированием частоты повторялся ещё два раза для 190 и 201 зондирований. Для сравнения с результатами предыдущих экспериментов (таблица 4.1) выбраны результаты с близким значением количества зондирований — 197 и 206, соответственно. Для них также отброшены лишние зондирования и пересчитаны статистические характеристики ошибок оценивания скорости. Результаты оценки статистических характеристик, а также средние значения коэффициентов увеличения точности приведены в таблице 4.2.

Таблица 4.2 Статистические характеристики точности оценивания скорости с использованием линейного и псевдослучайного кодирования частоты

Характеристика оценивания абсолютных ошибок	Кол. зонд.	СЧМ Без учёта калибров. коэффиц.	Псевдосл. код. Без учёта калибров. коэффиц.	Средний коэффициент 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	

Из результатов сканирования с использованием линейного кода частоты и псевдослучайного кода частоты видно, что переход к псевдослучайному коду увеличил точность оценивания скорости в среднем в полтора раза, как по значениям математического ожидания и медианы, так и в смысле разброса значений ошибки (среднеквадратическое отклонение). Этот эффект увеличения точности связан с изменением формы (кнопочная форма) функции сжатия при переходе к псевдослучайному коду частоты. В сигнале такой формы точнее выделяется положение локального максимума, и его локализация меньше подвержена влиянию боковых лепестков от сигналов, отраженных от соседних объектов, например, от поверхности пола.

Дальнейшим шагом к увеличению точности оценивания скорости является применение калибровочных коэффициентов (3.24).

Эксперименты (таблицы 4.1-4.2) проводились без использования калибровочных коэффициентов (3.24). Для вычисления данных коэффициентов отдельно проведена процедура калибровки, описанная в п. 3.3. Сравним влияние учёта калибровочных коэффициентов на ошибку оценивания скорости по максимуму ДЦФС (3.25).

На рисунке 4.6 представлены графики оценок скорости во времени для ДКЧС с псевдослучайным кодом частоты без учёта (3.20) и с учётом (3.25) калибровочных коэффициентов (3.24) для 204 зондирований.

V_{RAND} — оценка скорости без учёта калибровочных коэффициентов (аналогично значениями на рисунке 4.5)

\tilde{V}_{RAND} — оценка скорости с учётом калибровочных коэффициентов.

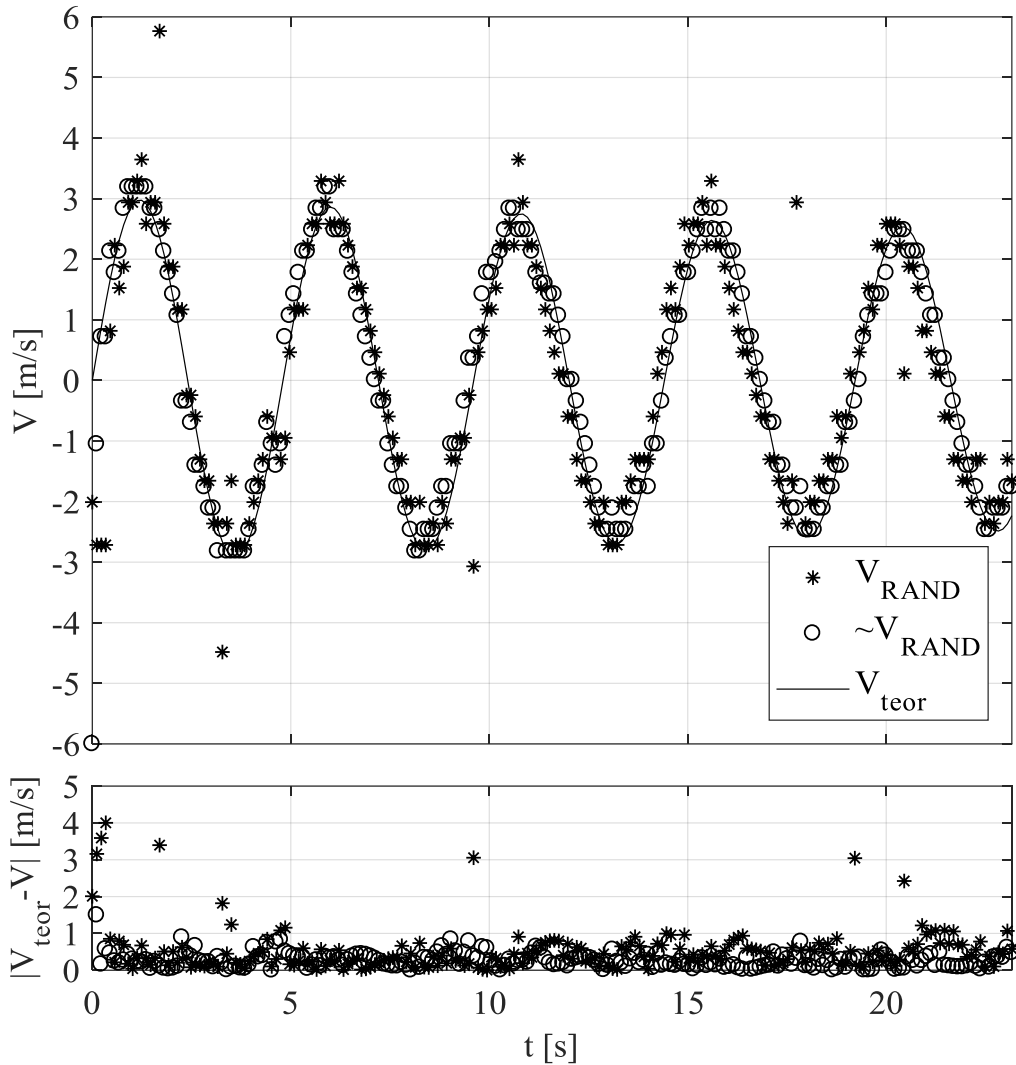


Рисунок 4.6 График зависимости скорости маятника от времени, измеренной с помощью ДЦФС для сигналов с псевдослучайным кодом частоты до применения калибровочных коэффициентов и после применения калибровочных коэффициентов

Данные вычисления (Рисунок 4.6) повторялись ещё 2 раза для других результатов экспериментов со случайным кодированием с различным количеством зондирований. По результатам оценивания скорости вычислены статистические характеристики абсолютной ошибки. Вычисленные значения сведены в таблицу 4.3.

Таблица 4.3 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 калибров. коэффиц.	Псевдосл. кодирование С учётом калибров. коэффиц.	Коэфф. 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

Статистические характеристики абсолютной ошибки в таблице 4.3 позволяют сделать вывод, что учёт калибровочных коэффициентов (3.24) при вычислении ДЦФС (3.25) позволяет добиться дополнительного увеличения точности оценивания радиальной скорости цели за счёт компенсации неравномерностей КЧХ приёмо-передающего тракта РЛС.

Таким образом, из сравнения результатов в таблицах 4.1 и 4.3 можно сделать выводы о точности оценивания скорости с использованием предлагаемого метода, включающего вычисление ДЦФС (3.25) для СШП ДКЧС с псевдослучайным кодом частоты (рисунок 4.2) и с учётом калибровочных коэффициентов (3.24). Объединим результаты таблиц 4.1 и

4.3 в таблице 4.4 и сравним точность оценивания скорости «классическим» методом с использованием сдвига по дальности за период зондирования $T_{\text{ПП}}$ (4.1) и предлагаемым методом с использованием ДЦФС с псевдослучайным кодированием частоты и цифровыми калибровочными коэффициентами (3.24).

Таблица 4.4 Статистические характеристики точности оценивания скорости с использованием сдвига сигнала по дальности и с использованием ДЦФС

Характеристика оценивания абсолютных ошибок	Кол. зонд.	Исп. сдвига по дальности с СЧМ и без учёта калибр. коэф	Исп. ДЦФС с псевдослуч. код. частоты и учётом калибр. коэф.	Средний коэфф. увеличен. точности
Математическое ожидание [м/с]	204	0,9427	0,4730	1,9
	190	0,7264	0,3912	
	201	0,8821	0,4792	
СКО [м/с]	204	4,2485	0,5252	4,9
	190	2,9697	0,8461	
	201	3,9152	0,8989	
Медиана [м/с]	204	0,4412	0,3752	1,39
	190	0,3225	0,2187	
	201	0,4017	0,2431	

Из результатов в таблице 4.4 видно, что предлагаемый метод совместного оценивания дальности и скорости с использованием ДЦФС с псевдослучайным кодированием частоты (рисунок 4.2) и с учётом калибровочных коэффициентов (3.24) позволяет оценивать скорость по одному СШП ДКЧС с точностью превышающей точность «классического» метода оценивания с использованием ОБПФ и сигналов с линейным кодированием частоты (4.1).

4.5 Выводы по главе 4

В главе 4 приведены результаты и анализ экспериментальных данных, полученных на макете РЛС с использованием СШП ДКЧС. Макет РЛС разработан в соответствии со структурной схемой, приведенной в Приложении А, испытания проводились на экспериментальной установке с алюминиевым маятником радиуса 20 см (рисунок 4.1) длиной $L = 5,53$ м раскачивающегося в плоскости нормали к РЛС с мгновенными скоростями, не превышающими 4 м/с по модулю. Сравнение результатов оценивания скорости известным методом, использующим измерение смещения цели по дальности за период зондирования (4.1) и предлагаемым методом, использующим ДЦФС (3.25), позволяют сделать вывод о близких характеристиках точности данных методов. Так, для разработанного макета РЛС с использованием СШП ДКЧС сигналы в полосе частот от 750 МГц до 4950 МГц и полной длительностью сигнала 38 мс, получены следующие значения характеристик точности оценивания скорости. Математическое ожидание абсолютной ошибки оценивания скорости для предлагаемого метода не превышает 0,48 м/с, в то время, как для «классического» метода данное значение может превышать 1 м/с, средний выигрыш в точности для данной характеристики в 1,9 раз. СКО ошибок оценивания скорости для предлагаемого и «классического» методов не превышает 0,9 м/с и 4,25 м/с соответственно, средний выигрыш в 4,9 раз. Медиана абсолютных ошибок оценивания скорости для двух методов отличается не сильно (максимальная ошибка 0,41 м/с для «классического» метода и 0,37 м/с для предлагаемого метода), средний выигрыш 1,39 раз. Данные значения могут отличаться в зависимости от выбранных параметров кодирования частоты, а также значений длительности и начальной частоты сигнала. Однако, учитывая эффекты смещения и расползания по дальности сигнала, полученного с использованием «классического» метода (Рисунок 4.4) при увеличении

скорости движения объекта, можно предположить, что при дальнейшем увеличении скорости движения объекта, метод, основанный на вычислении обратного БПФ от отсчётов СЧМ сигнала окажется непригодным для оценивания дальности и скорости [50], в отличие от предлагаемого метода, не зависящего от скорости цели. Тем не менее, даже при небольших скоростях движения цели ($|V| < 4$ м/с), основным преимуществом предлагаемого метода является значительно меньшее время, необходимое для вынесения решения о мгновенной скорости цели. При оптимизации алгоритма и увеличении скорости вычисления положений максимумов ДЦФС (3.25), время вынесения решения ограничено только длительностью одного СШП ДКЧС, в то время, как для «классического» метода необходимо принять два СШП ДКЧС с периодом повторения $T_{\text{ШП}}$. Таким образом, даже при минимальном периоде повторения, равном длительности СШП ДКЧС, время вынесения решения предлагаемым методом будет в два раза меньше, чем для «классического» метода.

Полученные в главе 4 результаты апробированы в двух статьях в журналах, индексируемых в международной научной базе Scopus IOP Conference Series: Materials Science and Engineering 2020 – #20 [29] и 2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications – IEEE Conference Record #48371 [28].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Получено аналитическое выражение функции неопределённости СШП ДКЧС (1.14) с учётом допущенных ограничений (1.6) и (1.7), позволяющее моделировать сигнал с неравномерной частотно-временной матрицей на выходе согласованного фильтра РЛС ближнего действия.
2. Показана зависимость разрешающей способности по дальности (1.22), интервала однозначного определения дальности (1.23) и разрешающей способности по скорости (1.25) 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 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 из N (2.2).
4. Для расширения интервала однозначного оценивания дальности предложено перейти к неравномерной сетке частот (2.4). Для уменьшения боковых лепестков, являющихся периодическим повторением главного лепестка с шагом (1.23), необходимо устанавливать диапазон псевдослучайного изменения шага частот равный начальному шагу по частоте. В таком случае интервал однозначного оценивания дальности увеличивается в N раз (2.6). Однако, переход к неравномерному шагу частот обладает эффектом увеличения промежуточных боковых лепестков в диапазонах дальностей между отметками, кратными R_{UR} (1.23). Показано, что

УБЛ ФН в сечение по дальности при неравномерной сетке частот спадает обратно пропорционально квадратному корню из размерности СШП ДКЧС N (2.8).

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 (3.15). Предложено аналитическое выражение двумерной цифровой функции сжатия таких сигналов (3.25), 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 (3.24).
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 4.1), раскачиваемым со скоростью не превышающей 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 (4.1), и предлагаемым методом, использующим ДЦФС (3.25), 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.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ultrawideband radar applications and design. / ed. Taylor J. D. – New York – CRC Press Taylor & Francis Group – 2012 – PP. 8-10, 33-41, 163, 178-183.
2. Through-the-wall radar imaging / ed. Amin M. G. – Boca Raton, London, New York – CRC Press Taylor & Francis Group – 2011 – P. 19.
3. Handbook of ultra-wideband short-range sensing / Jurgen S. – Weinheim, Germany – Wiley-VCH Verlag & Co. KGaA – 2012 – PP. 65, 829.
4. Биорадиолокация / под ред. Бугаева А.С., Ивашова С.И. – 2-е изд. – Москва – Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана – 2018 – 396 с.
5. Pieraccini M., Miccinesi L., Rojhani N. RCS measurements and ISAR images of small UAVs // IEEE A&E systems magazine – 2017 – pp. 28-32 – DOI 10.1109/MAES.2017.160167.
6. Быстров Н.Е., Жукова И.Н., Кунец Н.А., Реганов В.М., Чеботарёв С.Д. Малогабаритная РЛС X/L-диапазона для обнаружения/сопровождения малоразмерных БПЛА // Радиотехника и связь – Вестник Новгородского государственного университета – №4 (116) – 2019 – с. 65-71 – DOI: [https://doi.org/10.34680/2076-8052.2019.4\(116\).65-71](https://doi.org/10.34680/2076-8052.2019.4(116).65-71).
7. Pieraccini M., Miccinesi L. CWSF radar for detecting small UAVs // IEEE International Conference on Microwaves, Antennas, Communications and Electronic Systems (COMCAS) – Tel-Aviv – Israel – 2017 – DOI: 10.1109/COMCAS.2017.8244710.
8. Drozdowicz J. et al. 35 GHz FMCW drone detection system // Krakow – Poland – Proc. IEEE Int. Radar Symp. – 2016 – P. 1-4.
9. Caris M. et al. Millimeter wave radar for perimeter surveillance and detection of MAVs (micro aerial vehicles) // Dresden – Germany – Proc. IEEE Int. Radar Symp.– June 2015 – P. 284–87.

10. Избранные задачи теории сверхширокополосных радиолокационных систем / Чапурский В.В. – Москва – Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана – 2012. – 279 с.
11. Radar signals an introduction to theory and application / Cook C., Bernfeld M. – New York / London – Academic Press Inc. – 1967 – P. 269.
12. Радиолокационные сигналы / Кук Ч., Бернфельд М. – Пер. с английского под ред. В.С. Кельзона – М.: Сов. Радио – 1971 – 568 с.
13. High-resolution radar / Wehner D. R. – 2nd ed. – Norwood, MA – Artech House Inc. – vol. 1 – 1995 – P. 484.
14. Ultra-wideband radar technology / ed. Taylor J. D. – Boca Raton, London, New York, Washington D.C. – CRC Press LLC – 2001 – P. 313.
15. Advances ultrawideband radar technology signals, targets, and applications / ed. Taylor J. D. – Boca Raton, London, New York – CRC Press Taylor & Francis Group – 2017 – P. 458.
16. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений / Астанин Л.Ю., Костылёв А.А. – М.: Радио и связь – 1989 – 192 с.
17. Stepped-frequency radar sensor analysis theory, analysis and design / Nguyen C., Park J. – Springer Briefs in Electrical and Computer Engineering – Springer – 2016 – P. 129.
18. Kajiwara A. Vehicular stepped-FM coded radar for collision avoidance // IEEE Vehicular Technology Conference – 1998 – vol. 3, P. 2085–2089.
19. 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.
20. 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.
21. 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.

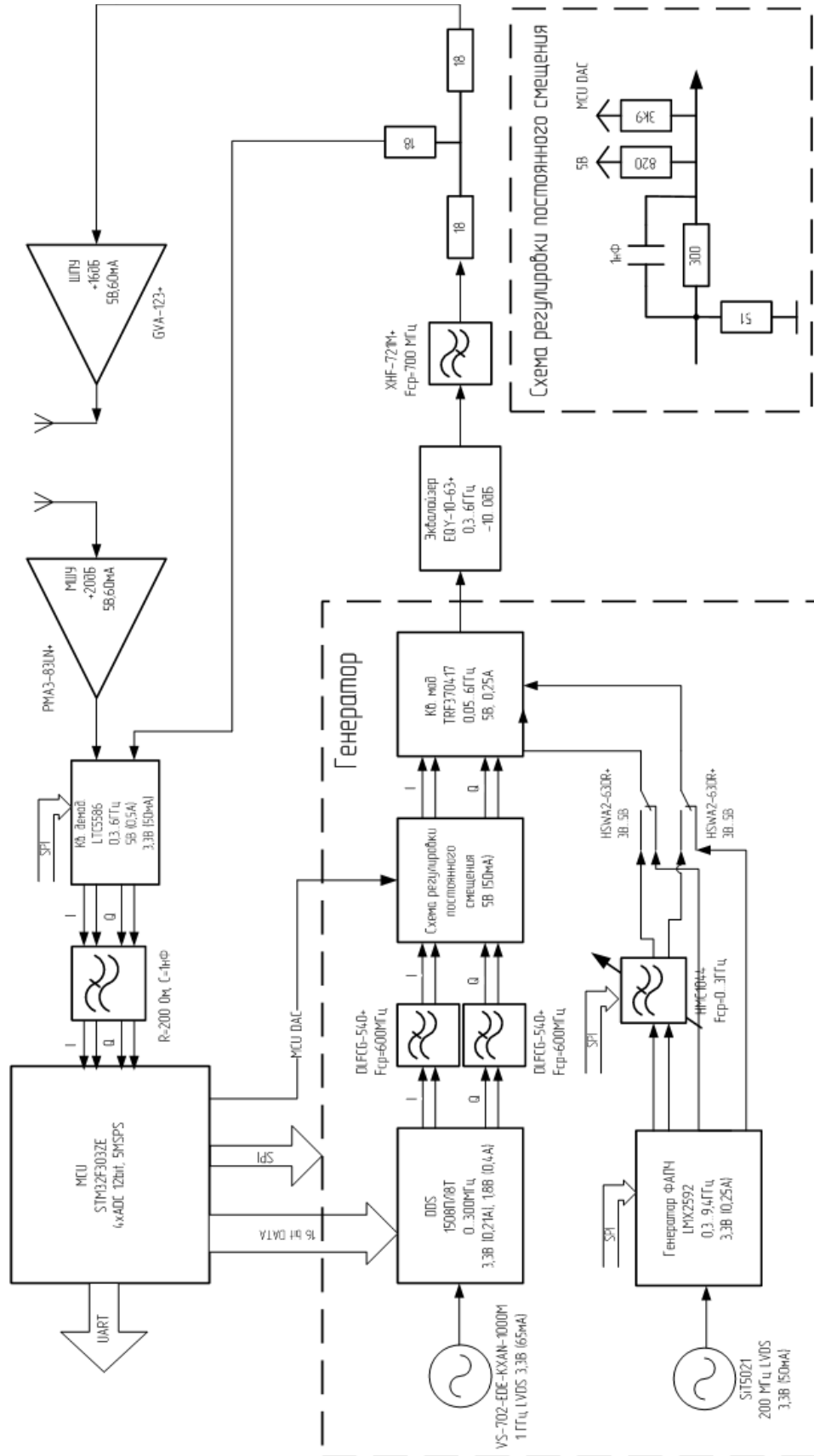
22. Liu Y., Huang T., Meng H., Wang X. Fundamental Limits of HRR Profiling and Velocity Compensation for Stepped-Frequency Waveforms // IEEE Transactions on Signal Processing – 2014 – vol. 62, no. 17, P. 4490–4504.
23. Asuzu P., Thompson Ch. A more exact linear FMCW radar signal model for simultaneous range-velocity estimation // 2018 IEEE Radar Conference (RadarConf18) – Oklahoma City, OK, USA – 23-27 April 2018 – DOI: 10.1109/RADAR.2018.8378521.
24. Каменский И.В., Плёкин В.Я. Свойства функции неопределённости дискретно-кодированных по частоте сигналов Костаса // Радиотехника. – 2001. – № 5. – С. 59-68. (Изв. высш. учеб. заведений).
25. Levanon N. Stepped-Frequency Pulse-Train Radar Signal // IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation – 2002 – vol. 149, no. 6, P. 297–309.
26. 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.
27. Сапронов Д.И., Каменский И.В. Метод одновременного оценивания дальностей и скоростей целей в РЛС ближнего действия // Москва – Электросвязь – 2019 – №8 – С.34-42.
28. Sapronov D. I., Kamenskiy I. V., Kirdyashkin 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.
29. 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.

30. 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.
31. 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.
32. 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.
33. 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.
34. 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.
35. Теория вероятностей и теория информации с применениями в радиолокации / Вудворд Ф. М. – М. – Сов. Радио. – 1955 – С. 128.
36. Radar signals / Levanon N., Mozeson E. – Hoboken, New Jersey – John Wiley & Sons – 2004 – P. 5.

37. Sibul L.H., Ziomek L.J. Generalized wideband crossambiguity function // IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP – 1981 – P. 1239–1242.
38. Разрешение и сжатие сигналов / Ширман Я. Д. – М.: Сов. радио – 1974 – С. 39.
39. Костас Дж. П. Свойства сигналов с почти идеальной функцией неопределенности в координатах «дальность-доплеровская частота» // ТИИЭР. – 1984. – Т. 72. – № 8. – С. 5-18.
40. Плёкин В. Я., Каменский И. В. Анализ функций неопределенности дискретно-кодированных сигналов. // Радиоэлектроника. – 1999. – Т. 42. – № 6. – С. 58-66. (Изв. высш. учеб. заведений).
41. Pralon L., Beltrao G., Pralon M., Fortes J.M. Near-thumbtack ambiguity function of random frequency modulated signals. // IEEE Radar Conference. – 2017.
42. Усачев В. А., Голов Н. А., Кудрявцева Н. В., Сагдатов А. А. Моделирование и обработка сигнала со ступенчатым изменением частоты // Наука и образование. — Изд. ФГБОУ ВПО "МГТУ им. Н.Э. Баумана"— 2011.
43. Andinata K., Munir A. Simulation design of compact stepped-frequency continuous-wave through-wall radar // Bali, Indonesia – The 5th Int. Conf. on Electrical Engineering and Informatics – 2015 – P. 332–335.
44. Bistatic Radar / Nicholas J. W. – Raleigh, North Carolina – SciTech Publishing Inc. – 2005 – С. 3
45. Weiss J M Continuous-wave stepped-frequency radar for target ranging and motion detection. // Proc. of the 42nd Annual Midwest Instruction and Computing Symposium – 2009.
46. Kadaba D.V., Bachina K., Subhan S.A., Bansal V.K., Gowtham G., Ramakrishnan L. Real-time through-wall imaging using SFCW radar system // India – 9th Int. Radar Symposium – 2013.

47. Song Y., Hu J., Dai Y., Jin T., Zhou Zh. Estimation and mitigation of time-variant rfi in low-frequency ultra-wideband radar // IEEE geoscience and remote sensing letters – vol. 15 – no. 3 – 2018 – P. 409-413.
48. Безуглов В.А., Негодяев С.С., Царьков А.В. Алгоритм обработки данных сверхширокополосного радиолокатора для обнаружения подвижных объектов за оптически непрозрачными преградами // Спецтехника и связь – 2013 – С. 33-39.
49. Nguyen L. Signal processing techniques for stepped frequency ultra-wideband radar // Radar Sensor Technology XVIII. Proceedings of the SPIE – vol. 9077 – 2014 – 90771H.
50. Liu B., Chang W. Range alignment and motion compensation for missile-borne frequency stepped chirp radar // Progress In Electromagnetics Research – 2013 – Vol. 136 – P. 523–542. DOI:10.2528/PIER12110809.

ПРИЛОЖЕНИЕ А. ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА РЛС С СШП ДКЧС



ПРИЛОЖЕНИЕ Б. КОД ПРОГРАММЫ, МОДЕЛИРУЮЩЕЙ ФУНКЦИЮ НЕОПРЕДЕЛЁННОСТИ НА ЯЗЫКЕ МАТЛАВ

```
clear;
% БАЗОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ СИГНАЛОВ И СРЕДЫ РАСПРОСТРАНЕНИЯ
c=3e8;
N = 38;
F0 = 1000e6;
dF = 5e6;
Fc = (2*F0+(N-1)*dF)/2;

% ПАРАМЕТРЫ СИГНАЛА ДЛЯ СЛОЖНОЙ СХЕМЫ ГЕНЕРАТОРА (PLL+DDS+IQmodulator)
Ndds = 60; % количество профилей DDS
Npll = 15; % количество перестроек ФАПЧ
N = Ndds*Npll;
dTpll = 300e-6; % длительность дискрета PLL
dTdds = 40e-6; % длительность дискрета DDS
T = repmat([dTpll,ones(1,Ndds-1)*dTdds],1,Npll);
Nbeg=1; Nend = length(T);
T_FULLL = sum(T(Nbeg:Nend)); % полная длительность накопления сигнала

% НАСТРОЙКА КОДА ЧАСТОТЫ PLL
PLLcode = [11 15 10 4 6 13 9 1 14 8 7 12 5 2 3]-1;
% НАСТРОЙКА КОДА ЧАСТОТЫ DDS
DDScode = [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];
% СОЗДАНИЕ МАССИВА С ОБЩИМ ЧАСТОТНЫМ КОДОМ "CODE"
for i=1:Npll
    DDScode = randperm(Ndds);
    DDScode = DDScode+1*(randperm(Ndds)/Ndds-0.5);
    for j=1:Ndds
        Code((i-1)*Ndds+j)=PLLcode(i)*Ndds+DDScode(j);
    end
end

% ДОБАВЛЕНИЕ СЛУЧАЙНОГО ДРОЖАНИЯ В КОД ЧАСТОТЫ
ExtraCode = randperm(length(Code));
N = length(Code);
Code = Code+ExtraCode/max(ExtraCode)-0.5;

% ФОРМИРОВАНИЕ МАССИВА ЧАСТОТ С УЧЁТОМ ШАГА ПО ЧАСТОТЕ И НАЧАЛЬНОЙ ЧАСТОТЫ
F = F0+(Code)*dF;
% ВЫЧИСЛЕНИЕ СРЕДНЕГО ШАГА ПО ЧАСТОТЕ
dFavg = mean(abs(F(2:end)-F(1:end-1)))*1e-6;

% АМПЛИТУДЫ И НАЧАЛЬНЫЕ ФАЗЫ СИГНАЛА
a = ones(1,N);
phi = zeros(1,N);
Tmin = min(T); Tmax = max(T); Tfull = sum(T); Tavg = Tfull/N;

% -----ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ФН-----
X1 = zeros(length(V),length(R));
Xnn = zeros(length(V),length(R));
Xnn_1 = zeros(length(V),length(R));
for n=1:N
```

```

Xnn = a(n)^2*(T(n)-2*RR/c).*sinc(2*F(n)*VV/c.*(T(n)-2*RR/c)).*...
      exp(1i*4*pi*F(n)/c*(RR-VV.*(sum(T(1:n-1)))));
% ВТОРАЯ СОСТАВЛЯЮЩАЯ
if n>1
Xnn_1=a(n)*a(n-1)*2*RR/c.*sinc((F(n)-F(n-1)+2*VV*F(n-1)/c)*2.*RR/c).*...
      exp(...
        1i*2*pi*((F(n)-F(n-1)+2*VV*F(n-1)/c).*(sum(T(1:n))+RR/c)+F(n-
1)*2*RR/c)+...
        1i*(phi(n)-phi(n-1))...
      );
end
X1=X1+Xnn+Xnn_1;
end
X1=abs(X1)/(sum(a.^2)*Tavg);

%% РАСЧЁТ СРЕДНЕГО И МАКСИМАЛЬНОГО УРОВНЯ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ
velIndexes = fix(length(V)/2)-fix(1.2*dVteor/dv):...
             fix(length(V)/2)+fix(1.2*dVteor/dv);
ranIndexes = 1:fix(2*dRteor/dr);
X2(velIndexes,ranIndexes)=zeros(length(velIndexes),length(ranIndexes));

SLL_MEAN = mean(mean(X2(velIndexes,:)));
SLL_MEDIAN = median(median(X2(velIndexes,:)));
SLL_MAX = 0;
for ri=2:length(R)-1
  for vi=2:length(V)-1
    if(X2(vi,ri)>SLL_MAX &&...
      X2(vi,ri)>X2(vi-1,ri) && X2(vi,ri)>X2(vi+1,ri) && ...
      X2(vi,ri)>X2(vi,ri-1) && X2(vi,ri)>X2(vi,ri+1) && ...
      X2(vi,ri)>X2(vi-1,ri-1) && X2(vi,ri)>X2(vi+1,ri+1) && ...
      X2(vi,ri)>X2(vi-1,ri+1) && X2(vi,ri)>X2(vi+1,ri-1))
      SLL_MAX = X2(vi,ri);
    end
  end
end
SLL_MAX = max(findpeaks(X2(velIndexes,:)));
X2(velIndexes,:)=zeros(length(velIndexes),length(R));
% ВЫВОД ТРЁХМЕРНОГО ТЕЛА ФУНКЦИИ НЕОПРЕДЕЛЁННОСТИ
figure(3); surf(RR,VV,X0,'LineStyle','none'); view([45 30]);
ylim([-Vmax Vmax]); zlim([0 1]);
set(gcf,'color','w');
xlabel('R[m]'); ylabel('V_r[m/c]'); zlabel('X(R,V_r)');
shading('interp');
zticks([0:0.1:1]);
caxis([0 0.5]);
colormap(flipud(gray));
cb=colorbar;
cb.Location = 'eastoutside';
cb.Position = [0.95 0.45 0.05 0.5];
cb.AxisLocation = 'in';
set(cb,'YTick',[0:0.1:0.5]);

% ПОДСВЕТИТЬ МАКС БОКОВОЙ ЛЕПЕСТОК
hold on
plot3(RR(X2==SLL_MAX),VV(X2==SLL_MAX),X2(X2==SLL_MAX),'.r','markersize',20);
hold off
xlim([R(1) R(end)]); ylim([V(1) V(end)]);

% НАСТРОЙКА ШРИФТОВ
set(findall(gcf,'-property','FontSize'),'FontSize',19);
set(findall(gcf,'-property','FontName'),'FontName','Times New Roman');

```

ПРИЛОЖЕНИЕ В. КОД ПРОГРАММЫ, МОДЕЛИРУЮЩЕЙ ДВУМЕРНУЮ ЦИФРОВУЮ ФУНКЦИЮ СЖАТИЯ НА ЯЗЫКЕ MATLAB

```
clear;
% БАЗОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ СИГНАЛОВ И СРЕДЫ РАСПРОСТРАНЕНИЯ
c=3e8;
N = 38;
F0 = 1000e6;
dF = 5e6;
Fc = (2*F0+(N-1)*dF)/2;

% ПАРАМЕТРЫ СИГНАЛА ДЛЯ СЛОЖНОЙ СХЕМЫ ГЕНЕРАТОРА (PLL+DDS+IQmodulator)
Ndds = 60; % количество профилей DDS
Npll = 15; % количество перестроек ФАПЧ
N = Ndds*Npll;
dTpll = 300e-6; % длительность дискрета PLL
dTdds = 40e-6; % длительность дискрета DDS
T = repmat([dTpll,ones(1,Ndds-1)*dTdds],1,Npll);
Nbeg=1; Nend = length(T);
T_FULLL = sum(T(Nbeg:Nend)); % полная длительность накопления сигнала

% НАСТРОЙКА КОДА ЧАСТОТЫ PLL
PLLcode = [11 15 10 4 6 13 9 1 14 8 7 12 5 2 3]-1;
% НАСТРОЙКА КОДА ЧАСТОТЫ DDS
DDScode = [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];
% СОЗДАНИЕ МАССИВА С ОБЩИМ ЧАСТОТНЫМ КОДОМ "CODE"
for i=1:Npll
    DDScode = randperm(Ndds);
    DDScode = DDScode+1*(randperm(Ndds)/Ndds-0.5);
    for j=1:Ndds
        Code((i-1)*Ndds+j)=PLLcode(i)*Ndds+DDScode(j);
    end
end

% ДОБАВЛЕНИЕ СЛУЧАЙНОГО ДРОЖАНИЯ В КОД ЧАСТОТЫ
ExtraCode = randperm(length(Code));
N = length(Code);
Code = Code+ExtraCode/max(ExtraCode)-0.5;

% ФОРМИРОВАНИЕ МАССИВА ЧАСТОТ С УЧЁТОМ ШАГА ПО ЧАСТОТЕ И НАЧАЛЬНОЙ ЧАСТОТЫ
F = F0+(Code)*dF;
% ВЫЧИСЛЕНИЕ СРЕДНЕГО ШАГА ПО ЧАСТОТЕ
dFavg = mean(abs(F(2:end)-F(1:end-1)))*1e-6;

% АМПЛИТУДЫ И НАЧАЛЬНЫЕ ФАЗЫ СИГНАЛА
a = ones(1,N);
phi = zeros(1,N);
Tmin = min(T); Tmax = max(T); Tfull = sum(T); Tavg = Tfull/N;

% ГРАФИК ЧАСТОТЫ
figure(1); set(gcf,'color','w');
plot(Code,'k');
```

```
ylabel('Код частоты [ \theta ]'); xlabel('Номер дискрета [ n ]');
xlim([1 N]); ylim([0 N-1]);
grid on;
set(findall(gcf, '-property', 'FontSize'), 'FontSize', 14);
set(findall(gcf, '-property', 'FontName'), 'FontName', 'Times New Roman');

% РАЗРЕШАЮЩИЕ СПОСОБНОСТИ И ОДНОЗНАЧНЫЕ ДАЛЬНОСТИ
dRteor = c / (2 * (max(F) - min(F)));
Rmax = c / (2 * dF); dr = dRteor / 21; % Rmax = N * dRteor;
Rend = min([Tmin * c / 2 Rmax]);
R = 0:dr:Rend;
dVteor = c / (2 * Fc * Tfull);
Vmax = 30; dv = dVteor / 21;
Vplus = dv:dv:Vmax;
V = cat(2, -flip(Vplus), 0, Vplus);
RR = repmat(R, length(V), 1);
VV = repmat(V', 1, length(R));

% СОЗДАНИЕ ЦИФРОВОГО СИГНАЛА ОТ ЦЕЛИ
Rtarg = [1]; Vtarg = [0];
[Fsort, Isort] = sort(F);
CS = zeros(1, N);
for n=1:N
    for tg = 1:length(Rtarg)
        CS(n) = CS(n) + a(n) ^ 2 * (T(n) - 2 * Rtarg(tg) / c) .* ...
            exp(1i * 4 * pi * F(n) / c * (Rtarg(tg) - Vtarg(tg)) .* ...
                (sum(T(1:n-1)) + T(n) / 2 + Rtarg(tg) / c));
    end
end

X0 = zeros(size(RR));
for n=1:N
    X0 = X0 + CS(n) * a(n) ^ 2 ./ (T(n) - 2 * RR / c) .* ...
        exp(-1i * 4 * pi / c * F(n) * (RR - VV .* (sum(T(1:n-1)))));
end
X0 = abs(X0) / (N);
% ВЫВОД ТРЁХМЕРНОГО ТЕЛА ФУНКЦИИ НЕОПРЕДЕЛЁННОСТИ
figure(3); surf(RR, VV, X0, 'LineStyle', 'none'); view([45 30]);
ylim([-Vmax Vmax]); zlim([0 1]);
set(gcf, 'color', 'w');
set(findall(gcf, '-property', 'FontSize'), 'FontSize', 19);
set(findall(gcf, '-property', 'FontName'), 'FontName', 'Times New Roman');
xlabel('R[m]', 'FontSize', 19, 'FontAngle', 'italic', 'FontName', 'Times New Roman');
ylabel('V_r[m/c]', 'FontSize', 19, 'FontAngle', 'italic', 'FontName', 'Times New Roman');
zlabel('X(R, V_r)', 'FontSize', 19, 'FontAngle', 'italic', 'FontName', 'Times New Roman');
shading('interp');
zticks([0:0.1:1]);
caxis([0 0.5]);
colormap(flipud(gray));
cb=colorbar;
cb.Location = 'eastoutside';
cb.Position = [0.95 0.45 0.05 0.5];
cb.AxisLocation = 'in';
set(cb, 'YTick', [0:0.1:0.5]);
```


ПРИЛОЖЕНИЕ Г. КОД ПРОГРАММЫ, ВЫЧИСЛЯЮЩЕЙ МГНОВЕННУЮ РАДИАЛЬНУЮ СКОРОСТЬ МАЯТНИКА НА ЯЗЫКЕ MATLAB

```
% clear; close all; fclose('all');
%% Открытие файла для определения количества кадров
% filename = 'Device\DDS_EXPERIMENTS\2019.08.01_Costas\1.data';
% filename = 'Device\DDS_EXPERIMENTS\2019.08.01_Costas\4.data';
filename = 'Device\2019.11.13_DDS_PENDULUM\PENDULUM3.data'; NFreqs = 1080;
% filename = 'Device\2019.12.23_LFMvsCOSTAS\Costas1.data';
% filename = 'Device\2019.12.23_LFMvsCOSTAS\Costas2.data';
% filename = 'Device\2019.12.23_LFMvsCOSTAS\Costas3.data';
% filename = 'Device\2019.12.23_LFMvsCOSTAS\LFM1.data';
% filename = 'Device\2019.12.23_LFMvsCOSTAS\LFM2.data';
% filename = 'Device\2019.12.23_LFMvsCOSTAS\LFM3.data';
% filename = 'Device\Costas_20dB.data';

fid = fopen(filename,'r','n','UTF-8');
% загрузка корректирующих коэффициентов
% load('Device\DDS_EXPERIMENTS\2019.08.01_Costas\CorCoef.mat','CorCoef');
% NFreqs = 840; % количество частот, на (к) берутся дискретные отсчёты
NReps = 1; % количество отсчётов АЦП на каждой частоте
% NFrames = 1591; % 2019.08.01_Costas\1.data
% NFrames = 1426; %2019.08.01_Costas\4.data
% NFrames = 344; % 2019.11.13_DDS_PENDULUM\PENDULUM1.data
% NFrames = 341; % 2019.11.13_DDS_PENDULUM\PENDULUM2.data
% NFrames = 345; % 2019.11.13_DDS_PENDULUM\PENDULUM3.data
% NFrames = 201; % Costas_20dB.data
NFrames = 0; %после цикла переменная будет содержать количество кадров
%
tline = fgetl(fid);
while ischar(tline)
    tline = fgetl(fid);
    NFrames = NFrames+1;
end
NFrames = fix(NFrames/(NFreqs*NReps+2));
fclose('all');

%% Исходные данные
с = 3*1e8; % скорость света в вакууме
% ----- ЧАСТОТА -----
F0 = 752*1e6; % начальная частота
dF = 5e6;
Nbeg = 1;
Nend = NFreqs;
N = Nend-Nbeg+1; % Количество частот, по (к) делается БПФ
Ndds = 60; % количество профилей DDS
Npll = 18; % количество перестроек ФАПЧ
% F = F0:dF:F0+(N-1)*dF;
Th = 0:NFreqs-1; % код частоты
% Th = I-1;
% ----- АМПЛИТУДА -----
A = ones(1,N); % код амплитуды
win = hamming(N)'; % создание окна для ДДП
% ----- ФАЗА -----
```

```
Ph = zeros(1,N); % код начальной фазы
% ----- ВРЕМЯ -----
dTpll = 300e-6; % длительность дискрета PLL
dTdds = 40e-6; % длительность дискрета DDS
dT = repmat([dTpll,ones(1,Ndds-1)*dTdds],1,Npll);
Tavg = mean(dT);
T_FULLL = sum(dT(Nbeg:Nend)); % полная длительность накопления сигнала
% ----- ДАЛЬНОСТЬ -----
dR = c/(2*N*dF); % теоретическое разрешение по дальности
RMAX = c/(2*dF); % теоретический интервал однозначного определения
dr = dR/2; % элемент по дальности для детализации ДДП
Rshift = 2.15; % сдвиг по дальности за счёт фазовых набегов
Rmax = 20; % максимальная дальность отрисовки ДДП
R = (Rshift:dr:Rmax+Rshift); % вектор элементов по дальности
time = R/c; % вектор задержек
PointCount = fix(RMAX/dr)+1; % количество точек для БПФ
% ----- СКОРОСТЬ -----
dV = c/(2*T_FULLL*(2*F0+(Nbeg-1)*dF+(Nend-1)*dF)); % теоретическое разрешение
v_max = 6; % максимальная скорость движения цели
dv = dV/2; % шаг изменения скорости
V = -v_max:dv:v_max; % вектор скоростей
% ----- МАССИВЫ ДЛЯ РАБОТЫ -----
% двумерные вектора для создания двумерной функции свёртки
RR=repmat(R,length(V),1); % X-дальность
VV=repmat(V',1,length(R)); % Y-скорость
X=zeros(length(V),length(R)); % Z-функция свёртки

FrSignal = zeros(NFrames,NFreqs); % массив для хранения частотных отсчётов
Signal = zeros(NFrames,PointCount); % массив для хранения ДДП
SIG = zeros(1,length(R)); % массив для отображения текущей разности

%% АЛГОРИТМ
fid = fopen(filename,'r','n','UTF-8');
count = 0; % переменная для хранения количества считанных байт
% ПРОПУСК ПЕРВЫХ FirstFrame КАДРОВ
% с сохранением пропущенных кадров в массив FrSignal
TIMES = zeros(NFrames,2);
FirstFrame = 2;
for i=1:FirstFrame-1
% fseek(fid,78,'cof');
OneLine1 = fgets(fid);
onlyTimes=textscan(OneLine1,'# %d %d# DDS Maket data');
if(~isempty(onlyTimes{1}))&&(~isempty(onlyTimes{2}))
TIMES(i,:) = [onlyTimes{1} onlyTimes{2}];
end
OneLine2 = fgets(fid);
[A,count] = fscanf(fid,'%i ',[11 NFreqs*NReps]);
F = reshape(A(1,:),[NReps,NFreqs]);
re = reshape(A(2,:),[NReps,NFreqs]);
im = reshape(A(3,:),[NReps,NFreqs]);
% ВЫВОД ГРАФИКА ЧАСТОТ
T=zeros(1,N);
for n=1:N
T(n)=sum(dT(1:n));
end
figure(1); plot(T*1e3,F,'k');
set(gcf,'color','w');
grid on;
xlabel('t [мс]');
ylabel('f [МГц]');
set(findall(gcf,'-property','FontSize'),'FontSize',14);
set(findall(gcf,'-property','FontName'),'FontName','Times');
```

```
yticks([900:600:6000 F(end)]);
xticks([0:3:T(end)*1e3]);
xlim([0 T(end)*1e3]);
ylim([0 F(end)]);
return;
% -----
[F,I]=sort(F); % сортировка для РАСКОДИРОВКИ данных по частотам
% I - вектор кода частоты (можно использовать, как вектор индексов)
% re = re(I); im = im(I);
FrSignal(i,:)=complex(im,re);
end
% ВЫВОД НА ЭКРАН ОСТАЛЬНЫХ КАДРОВ

%% СОЗДАНИЕ ГРАФИКОВ И НАСТРОЙКА ОТОБРАЖЕНИЯ
%1-ый график для вывода дальностных сечений
YLIM = 2e1; % масштаб ДДП по оси Y
fig1 = figure(1); set(fig1,'color','w');
subplot(2,2,1);
p111 = plot(R-Rshift,SIG); hold on;
p112 = plot(R-Rshift,SIG); hold off;
legend('X(R,V=0)', 'X(R,V=MaxV)');
ylim([0 YLIM]);
grid on;
xlim([0 Rmax]);
% t1 = title(['Frame = ',num2str(i)]);
xlabel('R [м]');

% 2-ой график для вывода параметров
sp2=subplot(2,2,2);
line1=['Frame = ',num2str(i)];
line2=['F (' ,num2str(F(Nbeg)), ', ' ,
', num2str(F(Nbeg+1)), '...' ,num2str(F(Nend)), ') [МГц]'];
line3=['Ffull = ', num2str(F(Nend)-F(Nbeg)), ' [МГц]'];
line4=['Tfull = ', num2str(T_FULLL*1e3), ' [мс]   Tfr = 100 [мс]'];
line5=['dR_т = ', num2str(dR,2), ' [м]   dr_п_п = ', num2str(dr,2), ' [м]'];
line6=['dV_т = ', num2str(dV,2), ' [м/с]   dv_п_п = ', num2str(dv,2), ' [м/с]'];
line7=[' '];
line8=[' '];

fullmsg = {line1,line2,line3,line4,line5,line6,line7,line8};
t2=text(0.5,0.5,fullmsg,'Parent',sp2);
set(t2, 'HorizontalAlignment', 'center');
set(sp2,'xtick',[],'ytick',[]);
set(sp2,'visible','off');

%3-ий график для вывода 3-ёх мерного тела функции свёртки
subplot(2,2,3);
srf = surf(VV,RR-Rshift,X,'LineStyle','none');
xlabel('V [м/с]');
ylabel('R [м]');
view(90,90);
ylim([0 Rmax]);

%4-ый график для вывода скоростных сечений
sp4 = subplot(2,2,4);
p141 = plot(zeros(1,length(V)),V);
% hold on; p142 = plot(V,zeros(1,length(V))); hold off;
legend('X(R=R(Max),V)');
grid on;
xlim([0 YLIM]);
ylim([-v_max v_max]);
```

```
yticks(-v_max:1:v_max);
set(sp4, 'Ydir', 'reverse');
xlabel('V [м/с]');
% t4 = title(['R=MaxR']);

% отдельный график для вывода сечений
fig2 = figure(2); set(fig2, 'color', 'w');
pl2_1 = plot(R-Rshift, SIG); hold on;
pl2_2 = plot(R-Rshift, SIG); hold off;
legend('FFT', 'X(R, V=MaxV)');
ylim([0 YLIM]);
grid on;
xlim([0 Rmax]);
% t1 = title(['Frame = ', num2str(i)]);
ylabel('|X(R, V)|');
xlabel('R [m]');

set(findall(gcf, '-property', 'FontSize'), 'FontSize', 12);
MaxR = 0; MaxRV0 = 0;
Vshift = zeros(1, NFrames);
Vaf = zeros(1, NFrames);
Raf = zeros(1, NFrames);
%% ОСНОВНОЙ ЦИКЛ ПО КАДРАМ
for i=FirstFrame:NFrames
    t2.String(1)={'Frame = ', num2str(i)};
    % fseek(fid, 78, 'cof');
    OneLine1 = fgets(fid);
    onlyTimes=textscan(OneLine1, '# %d %d# DDS Maket data');
    if (~isempty(onlyTimes{1})) && (~isempty(onlyTimes{2}))
        TIMES(i, :) = [onlyTimes{1} onlyTimes{2}];
    end
    OneLine2 = fgets(fid);
    [A, count] = fscanf(fid, '%i ', [11 NFreqs*NReps]);
    F = reshape(A(1, :), [NReps, NFreqs]);
    re = reshape(A(2, :), [NReps, NFreqs]);
    im = reshape(A(3, :), [NReps, NFreqs]);
    [Fsorted, I]=sort(F);
    % re = re(I); im = im(I);
    FrSignal(i, :)=complex(im, re);

    figure (2);
    plot(F, re, F, im, F, abs(complex(re, im)));
    grid on; ylim([-2048 2048]); %ylim([-100 100]);
    xticks(F(1):300:F(end));
    xlim([F(1) F(end)]);

    CS = FrSignal(i, :);
    CS_shft = zeros(1, length(CS));
    if i>1
        CS_diff = (FrSignal(i, :) - FrSignal(i-1, :)).*CorCoef(1:end);
        CS_shft = FrSignal(1, 1:end)-FrSignal(i, 1:end);
        CS_shft(I(Nbeg:Nend))=CS_shft(I(Nbeg:Nend)).*win; % окно
        CS_shft(I(Nbeg:Nend))=CS_shft(I(Nbeg:Nend)).*CorCoef(Nbeg:Nend);
    end

    SIG = abs(fft(CS_shft(I(Nbeg:Nend)), PointCount))/N;
    X=zeros(length(V), length(R));
    for n=Nbeg:Nend
        X=X+CS_shft(n)*Tavg./(dT(n)-2*RR/c).*...
            exp(-1i*4*pi/c*(RR-VV.*(sum(dT(Nbeg:n-1))+dT(n)/2+RR/c))*F(n)*1e6);
    end
```

```
X = abs(X)/N;
% построение сечения (V=0) функции свёртки
XV0=X(fix(length(V)/2)+1,:);
p111.YData = XV0;

% нахождение координат максимума функции свёртки
[MaxTempSig,MaxVIndTemp]=max(X);
[MaxSig,MaxRInd]=max(MaxTempSig);
MaxVInd = MaxVIndTemp(MaxRInd);

% нахождение координат максимума нулевого сечения по скорости
[~,MaxXV0Ind]=max(XV0);
Rdif = MaxRV0 - (R(MaxXV0Ind)-Rshift);
% Rdif = MaxR-R(MaxRInd);
MaxRV0 = R(MaxXV0Ind)-Rshift;
MaxR = R(MaxRInd)-Rshift;
MaxV = V(MaxVInd);

% построение дальностного сечения максимума функции свёртки
p112.YData = X(MaxVInd,:);

% построение скоростного сечения максимума функции свёртки
p141.XData = X(:,MaxRInd);
% построение сумм функции по дальности
p142.YData = sum(X,2)'/length(R);
figure(4); surf(RR-Rshift,VV,X/max(max(X)),'LineStyle','none'); view([15
30]);
set(gcf,'color','w');
set(findall(gcf,'-property','FontSize'),'FontSize',19);
set(findall(gcf,'-property','FontName'),'FontName','Times New Roman');
xlabel('R[m'],'FontSize',19,'FontAngle','italic','FontName','Times New
Roman');
ylabel('V_r[m/s]
','FontSize',19,'FontAngle','italic','FontName','Times New Roman');
zlabel('X(R,V_r)','FontSize',19,'FontAngle','italic','FontName','Times
New Roman');
xlim([0 Rmax]);
ylim([-v_max v_max]);
% shading('interp');
% zticks([0 0.25 0.5 0.75 1]);
caxis([0 0.5]);
colormap(flipud(gray));
cb=colorbar;
cb.Location = 'eastoutside';
cb.Position = [0.95 0.45 0.05 0.5];
cb.AxisLocation = 'in';
set(cb,'YTick',[0:0.1:0.5]);

% построение 3-ёх мерного тела функции свёртки
srf.ZData = X;
% Вычисление координат (Rc, Vc) "центра масс" функции свёртки
% и вывод их в заголовке графика 3-х мерного тела
NRV = length(R)*length(V); % число точек фигуры
m = sum(sum(X))/(NRV); % масса фигуры
Rc = sum(sum(X,1).*R)/(NRV*m);
Vc = sum(sum(X,2).*V)/(NRV*m);
% t2.String(7)={'R_c=', num2str(Rc), ' V_c=', num2str(Vc)};
t2.String(7)={'R(Max) = ',num2str(MaxR,'% 10.2f'),' [м]',...
' V(Max) = ',num2str(MaxV,'% 10.2f'),' [м/с]'};
t2.String(8)={'R_c_m_e_щ = ',num2str(Rdif,'% 10.2f'),' [м]',...
' V_c_m_e_щ = ',num2str(Rdif/0.1,'% 10.2f'),' [м/с]'};
```

```
Vshift(i) = Rdif/0.1;
Vaf(i) = MaxV;
ANIM(i) = getframe(fig1);
Raf(i)=MaxR;
pause(0.05);
end

save('Raf_DDS_Costas1.mat','Raf');
save('Vshift_DDS_Costas1.mat','Vshift');
save('Vaf_DDS_Costas1.mat','Vaf');
save('AF_DDS_LFM3_animation',ANIM);
fclose('all');
```

ПРИЛОЖЕНИЕ Д. КОД ПРОГРАММЫ ДЛЯ АНАЛИЗА ОЦЕНИВАНИЯ СКОРОСТИ МАЯТНИКА НА ЯЗЫКЕ МАТЛАВ

```
clear;
L=5.73; % [м] длина маятника
A=3; % [м] амплитуда колебаний
% Nbeg = 13;
% Nbeg = 0;

% load('Vshift_DDS_LFM1.mat'); load('Vaf_DDS_LFM1.mat');
load('Raf_DDS_LFM1.mat'); Nbeg = 5;
% load('Vshift_DDS_LFM2.mat'); load('Vaf_DDS_LFM2.mat');
load('Raf_DDS_LFM2.mat'); Nbeg = 222;
% load('Vshift_DDS_LFM3.mat'); load('Vaf_DDS_LFM3.mat');
load('Raf_DDS_LFM3.mat'); Nbeg = 11;
load('Vshift_DDS_COSTAS1.mat'); load('Vaf_DDS_COSTAS1.mat');
load('Raf_DDS_COSTAS1.mat'); Nbeg = 1;
% load('Vshift_DDS_COSTAS2.mat'); load('Vaf_DDS_COSTAS2.mat');
load('Raf_DDS_COSTAS2.mat'); Nbeg = 7;
% load('Vshift_DDS_COSTAS3.mat'); load('Vaf_DDS_COSTAS3.mat');
load('Raf_DDS_COSTAS3.mat'); Nbeg = 13;
phi0=0;
NFrames = length(Vshift);
NFrames=NFrames-Nbeg; Vaf(1:Nbeg)=[]; Vshift(1:Nbeg)=[]; %Raf(1:Nbeg)=[];
Tpr=0.113;
L=5.6; % [м] длина маятника
A=2.5; % [м] амплитуда колебаний
% Tpr=0.15; % [с] период сканирования
t=(0:NFrames-1)*Tpr;
g=9.78; % [м/с^2] ускорение свободного падения
T = 2*pi*(L/g)^.5; % [с] период колебаний МАТЕМАТИЧЕСКОГО маятника
F=1/T; % [Гц] частота колебаний
Vteor = A*F*2*pi*sin(2*pi*F*t+phi0).*exp(-t/60); % уравнение скорости
FFT_VAF = abs(fft(Vaf)); FFT_VAF(fix(NFrames/2)+1:end)=[];
FFT_VSHIFT = abs(fft(Vshift)); FFT_VSHIFT(fix(NFrames/2)+1:end)=[];
FR = 1:fix(NFrames/2); FR=FR/(NFrames*Tpr);
[~,Ffft] = max(FFT_VAF); Ffft = Ffft/(NFrames*0.115);

fig2 = figure(13); set(fig2,'color','w');
Vshift_med = Vshift;
Vaf_med = Vaf;

sp1 = subplot(2,1,1);
% plot(t,Vshift_med,'b',t,Vaf_med,'g',t,Vaf_med_correct,'r',t,Vteor,'k');
plot(t,Vshift_med,'*k',t,Vaf_med,'ok',t,Vteor,'k'); % ,t,Raf-mean(Raf),'r');
grid on;
% xlabel(' [кадры] ');
ylabel('V [m/s] ');
yticks(-6:1:6);
legend('V_s_h_i_f_t', 'V_A_F', 'V_t_e_o_r');
xlim([0 t(end)]); ylim([-6 6]);
% set(findall(gcf,'-property','FontSize'),'FontSize',12);

ERR_RELAT_SHIFT = abs(Vshift_med-Vteor);
ERR_RELAT_AF = abs(Vaf_med-Vteor);
sp2 = subplot(2,1,2);
plot(t,ERR_RELAT_SHIFT,'*k',t,ERR_RELAT_AF,'ok');
```

```
grid on;
xlabel('t [s]');
ylabel('|V_t_e_o_r-V| [m/s]');
xlim([0 t(end)]);
ylim([0 3]);
yticks(0:1:3);
% legend('V_s_h_i_f_t', 'V_A_F');
set(findall(gcf, '-property', 'FontSize'), 'FontSize', 14);
set(findall(gcf, '-property', 'FontName'), 'FontName', 'Times New Roman');

%убрать пробелы между графиками
set(sp1, 'position', [.08 .38 .90 .6]);
set(sp1, 'XTickLabel', []);
set(sp2, 'position', [.08 -.1 .90 .65]);
pbaspect(sp2, [1 0.2 1]);
ERR_MEAN_SHIFT = mean(abs(Vshift_med-Vteor));
ERR_MEDIAN_SHIFT = median(abs(Vshift_med-Vteor));
ERR_VAR_SHIFT = var(abs(Vshift_med-Vteor));
ERR_MEAN_AF = mean(abs(Vaf_med-Vteor));
ERR_MEDIAN_AF = median(abs(Vaf_med-Vteor));
ERR_VAR_AF = var(abs(Vaf_med-Vteor));
```