

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
**«БЕЛГОРОДСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»**
(Н И У « Б е л Г У »)

ИНСТИТУТ ИНЖЕНЕРНЫХ И ЦИФРОВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

КАФЕДРА ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ
СИСТЕМ И ТЕХНОЛОГИЙ

**РАСПОЗНАВАНИЕ ПРИЗНАКОВ ДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ С
ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ФЕНОМЕНА МИКРО-ДОПЛЕРА**

Выпускная квалификационная работа
обучающегося по направлению подготовки
11.03.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи,
профиль «Сети связи и системы коммутации»
очной формы обучения, группы 12001511
Колесникова Юрия Дмитриевича

Научный руководитель:
кандидат технических наук,
доцент кафедры
информационно-
телекоммуникационных
систем и технологий
НИУ «БелГУ» Ушаков Д.И.

Рецензент: директор ООО
Контрольные и
измерительные приборы
БелГУ
Маслаков Юрий Николаевич

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
1 ОСОБЕННОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ	5
1.1 История развития радиолокационных систем.....	5
1.2 Микродоплеровский феномен.....	5
1.3 Свойства распространения радиоволн в помещении	6
2 МЕТОДИКА ОБРАБОТКИ СИГНАЛЬНЫХ ОТКЛИКОВ ДОПЛЕРОВСКИХ РАДАРОВ	8
2.1 Анализ Фурье.....	8
2.2 Непрерывное вейвлет преобразование	9
2.3 Дискретное вейвлет преобразование.....	10
2.4 Выбор функции материнского вейвлета	11
2.5 Распознавание по результатам сравнения пороговых значений.....	15
3 АППАРАТНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ СИСТЕМЫ РАСПОЗНАВАНИЯ...18	
3.1 Выбор доплеровского датчика движения	18
3.2 Состав аппаратной части.....	19
3.3 Разработка алгоритма классификации	21
4 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ.....	22
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	31
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	33

ВВЕДЕНИЕ

За последнее десятилетие радары, или другими словами датчики движения, стали ведущей технологией поддерживающие крупные области обороны, безопасности, медицины и космоса. Так же, появились такие типы радаров как, когнитивные, медицинские, биометрические и пассивные автомобильные радары. Независимо от сферы применения и типа все радары выполняют три основные цели – это обнаружение, локализация и классификация целей. Безопасность, надежности и доступность таких устройств делает их делает их основными кандидатами для использования внутри офисных зданий, домов, школ и больниц, с основной целью мониторинга регулярных и ненормальных движений [1]. Хотя мониторинг повседневной деятельности человека может быть достигнут с использованием различных устройств зондирования, включая камеры и акустику. Из-за сохранения конфиденциальности, нечувствительности к свету и теплу, а также с возможностью установки в визуально непрозрачные объекты, включая стены, радары могут зарекомендовать себя как альтернатива мониторинга в помещении.

Как известно в основу работы большинства радаров положен принцип доплеровского изменения частоты. Сам эффект Допплера определяет специфику модуляции движения на радиолокационном сигнале, в то время, как феномен микро-Допплера предоставляет данные о характеристике модулированного радиолокационного сигнала, сформированного в следствии сложных моделей движения. Исходя из этих фактов в работе была поставлена цель создания системы, способной распознавать признаки движения в микродоплеровском спектре отраженного сигнала, основываясь на методах спектрального анализа. Под спектральным анализом в работе понимается представление радиолокационного сигнала в частотно-временной области, из которой в дальнейшем производится расчёт коэффициентов распознавания признаков движущихся объектов.

Для достижения поставленной цели в работе будут выполнены следующие задачи:

- Исследование существующих радиолокационных технологий;
- Анализ особенностей радиолокационного обнаружения;
- Обзор методов спектрального преобразования;
- Реализация радиолокационного устройства распознавания;
- Разработка алгоритма распознавания признаков движений;
- Оценка результатов.

1 ОСОБЕННОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ

1.1 История развития радиолокационных систем

Хоть и основной задачей радаров является оценка эффекта Доплера, т.е. изменение частоты, и соответственно, длины волны излучения, воспринимаемого наблюдателем, вследствие движения источника излучения и/или движения наблюдателя. Сам Кристиан Доплер лишь предположил подобное явление наблюдая за волнами на воде, и теоритически обосновал в 1842 году, что подобные явления происходят и с другими волнами, так в своей статье “О цветном свете двойных звезд и некоторых других звездах на бесах” – Доплер описал зависимость частоты звуковых и световых колебаний, воспринимаемых наблюдателем от скорости и направления движения источника волн и наблюдателя относительно друг друга. В своей статье Доплер использовал этот принцип в астрономии проведя параллель между акустическими и оптическими явлениями. Он предположил, что звезды излучают белый свет, однако из-за движения мы воспринимаем его иначе. И хотя до развития спектрального анализа теорию о свете подтвердить было невозможно, теорию о звуковых колебаниях уже спустя 3 года после написания Доплером статьи, в 1845 году голландский метеоролог Христофор Хенрик подтвердил эффект Доплера для звука на железной дороге, в тот же год Доплер провел свой эксперимент, используя две группы трубачей, одна из которых двигалась от него в открытом вагоне, а другая была неподвижна. Так он подтвердил, что когда оркестры играют одну ноту, они находятся в диссонансе [2]. И наконец только в 1871 году Герман Фогель подтвердил формулы Доплера для световых волн. Немецкий физик Генрих Герц в 1886-1888 годах разработал устройство, генерирующее радиоволны и продемонстрировал, что отражение радиоволн может произойти, в том случае, если, отдаленные металлические

объекты находятся на их пути. Многие ученые того времени сразу же стали искать применение этому явлению, и так в 1904 году Кристиан Хулсмейер запатентовал устройство для предотвращения столкновений судов в море. Это устройство было названо Telemobiloskop, и считается первой и наиболее примитивной формой радара. Хотя изобретателем радара считают Роберта Уотсон-Уотту, за вклад в создание радиолокационной системы British Chain Home в конце 1930-х годов. Эта система состояла из сети опор, и использовалась во Второй мировой войне для раннего реагирования на самолеты противника. Этими исследованиями были заинтересованы и другие страны в те годы. В частности, эксперимент с радиопередачей был проведен в военно-морской исследовательской лаборатории Вашингтона, Лоуренсом Хайландом, Альбертом Тейлором и Лео Янгом в 1930 году. Эксперимент включал размещение станций связи на разных сторонах реки Потомак. Помехи, вызванные проплывающими мимо судами, доказали, что являются надежным показателем наличия объекта. Однако разработанная методика не давала представлений о местоположении и скорости объектов. Мотивированные желанием измерить расстояние до объекта в 1934 году они в своем эксперименте использовали пульсирующий сигнал. Позже с развитием технологий, информация о местоположении и скорости была получена с использованием радара непрерывной волны в сочетании с кодированием. А сам термин радар был впервые использован Военно-морскими силами США в 1940 году [3]. Хотя радары предназначались изначально только в военной сфере, развитие этой технологии нашло многочисленные применения и в гражданской сфере. Потребность и развитие радиолокационных технологий было обусловлено повсеместной применимостью радаров, начиная с микромасштабных радаров, применяемых в биомедицинских целях, так и макромасштабных радаров, используемых в радиоастрономии. Отличия между военными и гражданскими радарными технологиями заключаются в непосредственных задачах. Военные радары используются в поиске и обнаружении авиации, управлении воздушным движением, отслеживании цели, морское наблюдение, наведение

ракет, захват цели. Когда как, гражданские радары используются для контроля автомобилей на дорогах, медицинской визуализации, обнаружение поломок конструкций, и обнаружении подземных объектов.

1.2 Микродоплеровский феномен

В течении последних десятилетий радары нашли применение в новых областях, таких как помощь пожилым людям, охрана национальной безопасности, обнаружение через стены и визуализация в помещениях. Новым сферам применения радаров послужило снижение цен на сверхвысокочастотные генераторы и их компактность. А так же большой вклад в развитие радиолокационных технологий внес ученый из исследовательской лаборатории ВМС США Виктор Чен в 2000 году, представив концепцию микродвижений и микродоплера в радиолокационных исследованиях. Суть данного феномена заключается в том, что целей с одной схемой движения не существует, для таких целей, как спутники, самолеты, транспортные средства и пешеходы динамика движения имеет сложную форму. Простые измерения скорости и расстояния в современных реалиях уже не удовлетворяют потребностям практического применения. Распознавание по сложной динамике движения предполагают выделение в спектре отраженного сигнала боковых лепестков, вызванных вибрациями, вращением и ускоренным движением частей цели. Согласно теории эффекта Доплера, микродвижения цели или части цели будет вызывать частотную модуляцию отраженного радиолокационного сигнала, который на самом деле является боковой полосой от основного доплеровского сдвига частоты, вызванный основной несущей. Этот вид частотной модуляции, вызванной микродвижением, называется микродоплеровским феноменом.

Микродоплеровский эффект можно рассматривать как результат взаимодействия основной части объекта и его структурой [4].

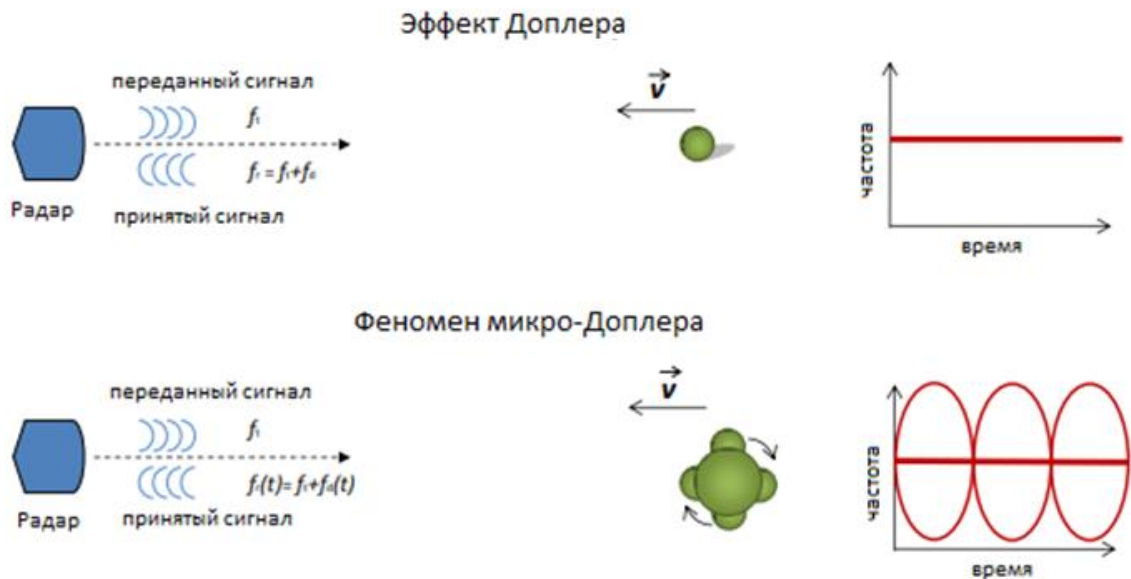


Рисунок 1.1 – Графическая модель микродоплеровского феномена

Анализируя характеристики микродвижений от вращений лопастей, танковых гусениц, колес автомобиля, ракетной цели при вращении антенн, и периодичности в походке человека, можно определить структуру и динамику цели, что позволяет осуществить классификацию и визуализацию радиолокационных целей. Немаловажной особенностью эффекта Доплера является то, что частота отраженного сигнала увеличивается при приближении объекта ровно также, как и уменьшается при его удалении. Но как правило объект движется со скоростью V под углом θ , что приводит к доплеровскому сдвигу, определяемому как:

$$(1.1)$$

где, c – скорость света, a – центральная частота передатчика.

Так же, стоит отметить следующее:

Доплеровское смещение частоты зависит от направления движения. Так, например, ортогональное движение к направлению приемника не приводит к доплеровскому сдвигу, а движение в направлении приемника ведёт к максимальному сдвигу по частоте.

Поскольку отдельные движения составляют совокупность доплеровских сдвигов, они могут быть использованы для классификации.

Увеличение частоты передатчика напрямую зависит от частотного сдвига например, частотное отклонение у Wi-Fi 2,4 ГГц в два раза меньше, чем у Wi-Fi 5 ГГц.

Более высокие скорости вызывают больший частотный сдвиг. Кроме того размер объекта зависит от количества отраженной энергии, поэтому при ходьбе отражения от тела существенно сильнее чем от других частей тела.

1.3 Свойства распространения радиоволн в помещении

Как говорилось ранее, частотный сдвиг больше при большей частоте, несущей. Следовательно, использование высоких частот предполагает существенное влияние на распространение радиолокационного сигнала даже при небольших изменениях в окружающей среде.

Перед обработкой радиолокационных сигналов – следует учесть все процессы распространения радиоволн, предполагая работу устройства внутри помещения. Несмотря, что основные принципы распространения радиоволн в помещениях схожи с распространением вне помещения, они имеют свои особенности, а именно имеют большее количество таких явлений, как отражения, дифракция и рассеивание, что обусловлено большим количеством препятствий. Сочетание этих эффектов называют многолучевым рассеиванием, и происходит в результате, когда сигнал доходит до приемника несколькими путями. В результате чего сигнал может приходить на приемник как сумма всех сигналов, поступающих в данный момент времени.

Дифракция и рассеивание при преодолении сигналом неровных поверхностей с резкими краями. Это явление объясняется принципом Гюйгенса, который утверждает, что любую точку волнового фронта можно рассматривать, как точечный источник для создания вторичных небольших волн. Вторичные

волны, возникающие на препятствии, распространяются во всех направлениях. Дифракция зависит от формы и геометрии объекта, а также от параметров самого сигнала. Чем больше длина волны – тем больше объекты сигнал способен огибать. Рассеяние, происходит, когда среда передачи состоит из объектов размеры, которых малы по соотношению длины волны. Здесь рассеянные волны создаются шероховатыми поверхностями, и небольшими объектами.

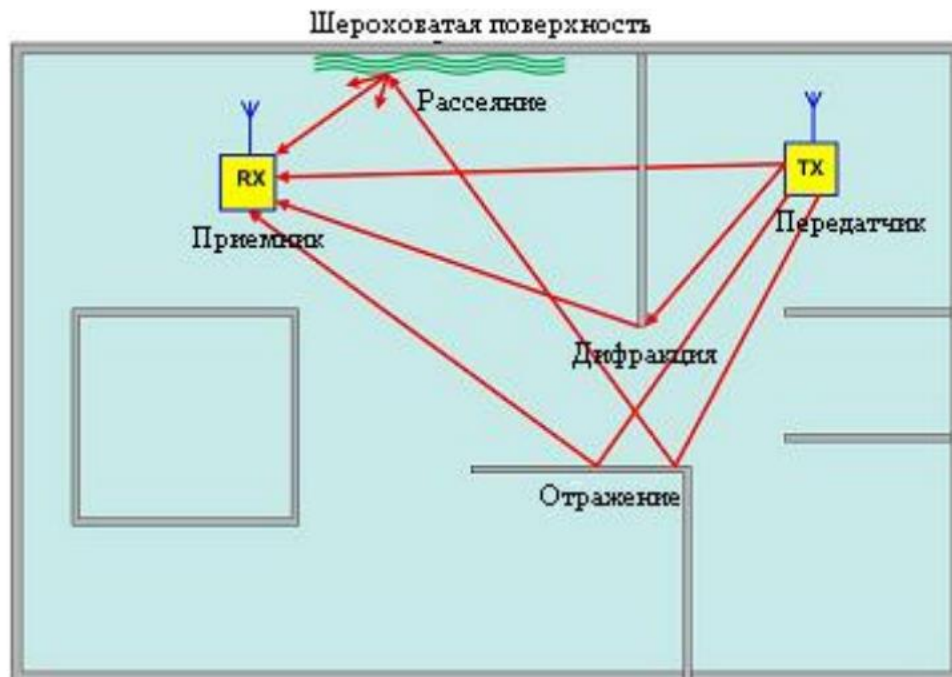


Рисунок 1.2 – Ослабление сигнала вследствие отражения, дифракции и рассеяния

Распространение радиолокационного сигнала внутри помещений зависит от планировки помещения, материалов, типов и числа препятствий.

Отражения происходят из-за свойств объектов отражать падающие волны. К таким объектам относятся металлические объекты, и как правило сигнал через такие объекты проходить не может [5]. Говоря о помещении, основными материалами являются дерево, стекло, пластик, кирпич. Если сигнал способен преодолеть объект насквозь, то он будет испытывать потери в зависимости от толщины и материала объекта.

Для данных задач хорошо подходят набирающие популярность недорогие, маломощные микроволновые радары. Но в широком понимании область их применения ограничивается, системами автоматического открывания дверей и включения света. Эти радары – радары непрерывной волны работают в СВЧ диапазоне. Частотную разность передаваемого и принимаемого сигнала будем называть доплеровским сигналом. Правильная обработка полученного доплеровского сигнала служит залогом точного определения признаков движения.

2 МЕТОДИКА ОБРАБОТКИ СИГНАЛЬНЫХ ОТКЛИКОВ ДОПЛЕРОВСКИХ РАДАРОВ

Под определением признаков движения в данной работе предполагается распознавание различных движений рук. Основным инструментом анализ и оценки компонент движений является спектральный анализ. Вводя во внимание, что радиолокационный сигнал представляет из себя сложный сигнал состоящий из квазипериодических составляющих, глава 2 посвящена выбору методики представления спектров радиолокационных сигналов для наиболее точного представления во временной и частотной области.

2.1 Анализ Фурье

Преобразование Фурье даёт представление о сигнале в частотной области, то есть представляет в виде суммы гармонических колебаний. С помощью преобразования Фурье можно получить амплитуду и начальную фазу гармонического колебания в зависимости от частоты. Непрерывное преобразование Фурье, определяется как:

(2.1)

где $x(t)$ – сигнал определенный во временной области, ω – угловая частота равная $\omega = 2\pi f$.

В цифровой обработке используется дискретное преобразование Фурье, определяемое, как дискретная последовательность в частотной области,

(2.2)

Но частота гармонического колебания не меняется во времени, и сами колебания периодические и не имеют ни начала, ни конца. Поэтому с помощью дискретного преобразования Фурье нельзя получить информацию о каких-либо особенностях сигнала, локализованных во времени [6]. Чтобы получить эту информацию, нужно воспользоваться оконным преобразованием Фурье, смысл которого заключается в выделении с помощью оконной функции $w(t-\tau)$ интересующего отрезка сигнала, и вычисления преобразование Фурье непосредственно для этого отрезка.

Таким образом, получается два параметра, τ - задаёт положение окна, ω определяет частоту гармоник, ширина окна остаётся постоянной. В непрерывном случае оконное преобразование Фурье определяется следующим выражением:

(2.3)

Дискретное оконное преобразование Фурье выполняется похожим образом. Из вектора с отсчётами сигнала выбираются сегменты, каждый из которых умножается на оконную функцию, которая также задана отсчётами, и выполняется дискретное преобразование Фурье каждого сегмента:

(2.4)

В первичной обработке радиолокационных сигналов широко распространены устройства обработки, использующие для когерентного накопления пакета отраженных радиолокационных сигналов процедуру быстрого преобразования Фурье (БПФ). Применение процедуры БПФ при обработке пакета импульсных радиолокационных сигналов с конечным числом импульсов приводит к искажению оценок, спектральных составляющих сигнала.

Искажение БПФ оценок спектральных составляющих вследствие ограниченного объема данных можно представить, как результат умножения входного сигнала на весовое окно прямоугольной формы. Так как умножение во времени эквивалентно свертке в частотной области, каждому значению БПФ может быть поставлен в соответствие узкополосный фильтр, настроенный на частоту $2\pi K/N$ (где N — число обрабатываемых импульсов, K — текущий номер импульса) и амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) вида:

(2.5)

где $\omega = 2\pi f/F$, F — частота повторения импульсов. Наличие боковых лепестков АЧХ приводит к «размыванию» частотных составляющих сигнала в пределах всей ширины анализируемого диапазона частот. Одним из эффективных способов борьбы с «размыванием» частотных составляющих является весовая обработка сигнала. Из (таблицы 2.1) можно определить, что максимальный уровень боковых лепестков в случае прямоугольного окна равен 13,3 дБ. Окно специальной формы уменьшает модуль весовых коэффициентов в начале и в конце выборки сигнала. Оконная функция должна обеспечивать плавное убывание сигнала на концах выделяемого окном участка, это необходимо, чтобы не происходило эффекта растекания спектра при вычислении преобразования Фурье. С другой стороны, окно должно быть достаточно широким, чтобы не вносить вильного искажения в форму и спектр сигнала. В таблице приведены наиболее употребительные весовые окна, значение весовых коэффициентов во временной области и показатели формы АЧХ. Весовая обработка позволяет существенно снизить уровень боковых лепестков, но одновременно приводит к расширению главного лепестка. Соотношение между шириной главного и уровнем боковых лепестков определяется величиной параметра α весового окна.

Таблица 2.1 – Весовые функции

Весовое окно	Коэффициенты во временной области	Максимальный уровень, дБ	Расширение главного лепестка
Прямоугольное		-13,3	1
Хемминга		-42,7	1,52
Кайзера		-40	2,23

Если полезный радиолокационный сигнал и помеха достаточно разнесены по частоте, выигрыш от весовой обработки может достигать 30–40 дБ. Однако если движущиеся помеха и цель имеют близкие радиальные скорости, использование окна с малым уровнем боковых лепестков, но широким главным лепестком может ухудшить обнаружение полезного сигнала.

Поскольку, в целях поставленной задачи предполагается распознавание жестов, в дальнейшем было выбрано окно Кайзера, обладающее максимальным расширением главного лепестка, а также оно является оптимальным в том смысле, что оно представляет последовательность конечной длины, которая имеет минимум энергии спектра за пределами некоторой заданной частоты.

Коэффициент окна Кайзера представляет собой константу, определяющую компромисс между максимальным уровнем боковых лепестков и шириной главного лепестка (или долей общей энергии в главном лепестке) частотной характеристики окна, а J_0 – функция Бесселя нулевого порядка [7]. На (рисунке 2.1) с помощью графического интерфейса `wvtool` среды `Matlab` построены графики окон Кайзера для параметров равных 5, 10 и 20. Чтобы была заметна разница между графиками амплитудных спектров, в настройках графического интерфейса `wvtool` задано отображать график амплитудного спектра в децибелах.

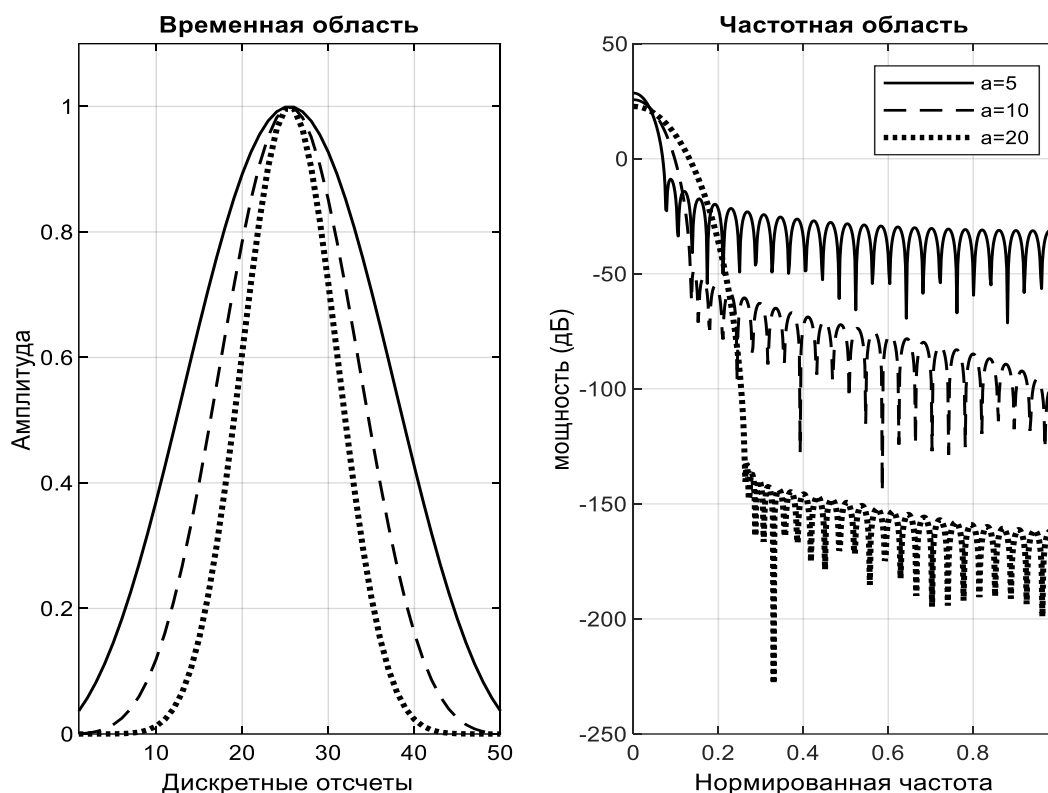


Рисунок 2.1 – Окна Кайзера

На графиках (рисунок 2.1) видно, что чем уже окно, тем шире его спектр, и больше подавление высоких гармоник (-20дБ означают ослабление в 10 раз, -40дБ в 100 раз, -120дБ в 106 раз).

2.2 Непрерывное вейвлет преобразование

С помощью преобразования Фурье получается представление о спектре сигнала в целом, то есть информация о каких-либо характерных особенностях сигнала, локализованных во времени, недоступна. Такую информацию можно получить, если выполнить преобразование Фурье не всего сигнала, а только интересующего отрезка (оконное преобразование Фурье). В оконном преобразовании Фурье используются оконные функции фиксированной ширины. Раз ширина окна остаётся неизменной, то остаётся постоянным и разрешение по частоте и по времени. Но исследовать характерные особенности сигнала разного

масштаба по времени целесообразно с помощью окон разного размера, чтобы соответственно иметь различное разрешение по частоте и времени. В преобразовании Фурье происходит разложение сигнала по гармоническим функциям. Если в определённые моменты времени сигнал изменяется скачкообразно, или к нему добавляется ещё какой-нибудь сигнал, или происходит ещё какое-либо изменение, которое плохо аппроксимируется тригонометрическими функциями, то вместо них более подходящими могут быть другие функции. В основе вейвлет анализа лежит разложение сигнала по функциям, локализованным как в пространстве, так и во времени, что позволяет достаточно эффективно обнаруживать различные особенности сигналов.

Для вейвлет анализа характерно понятие масштаба (scale), отсюда графическое представление результатов вейвлет анализа именуется скалограммой [8]. Скалограмма представляет из себя функцию построенной от времени и частоты. Что может быть полезней, чем спектрограмма, при идентификации сигналов с низкочастотными компонентами, или быстро меняющихся частотных составляющих сигнала.

Непрерывное вейвлет- преобразование сигнала $f(t)$ вычисляется по формуле:

(2.6)

где функция называется вейвлетом, которая имеет конечную эффективную длительность, то есть достаточно быстро убывает за пределами некоторого интервала; параметры a , b – описывают коэффициенты масштаба и сдвига; а множитель используется для нормировки вейвлета при изменении масштаба:

(2.7)

Вейвлет также должен иметь компактный спектр, то есть быть локализованным в частотной области. Как было сказано выше спектр Фурье определяется, двумя параметрами, длительностью, то есть локализацией во временной области, и гладкостью. Кроме того, вейвлет должен быть интегрируемым с квадратом, а интеграл от самой функции по всей оси времени должен быть равен нулю.

(2.8)

(2.9)

Функцию $\psi(t)$ также ещё называют материнским вейвлетом или оригинальным вейвлетом [9]. По аналогии с Фурье анализом, в котором сигнал раскладывается по гармоническим функциям с различной частотой, в вейвлет анализе сигнал раскладывается по отмасштабированным и сдвинутым по времени функциям $\psi(t)$. Соответственно, в результате вейвлет преобразования сигнал представляется в пространстве масштаб-время. По аналогии с оконным преобразованием Фурье, в котором сигнал представлялся в пространстве частота-время. Масштаб по времени в вейвлет преобразовании связан с частотой в преобразовании Фурье.

2.3 Дискретное вейвлет преобразование

Одним из главных отличий дискретного вейвлет-преобразования от непрерывного это – разложение сигнала по ортонормированному базису, по аналогии с разложением в тригонометрический ряд, состоящий из функций с разными частотами. Ортонормированный базис образуется сдвигом и изменением масштаба вейвлета $\psi(t)$. Функции образующие ортонормированный базис:

(2.10)

То есть масштаб равняется степени 2, а сдвиг пропорционален изменению масштаба.

В алгоритме дискретного-вейвлет преобразования сигнал представляется в виде линейной комбинации функций

(2.11)

где – коэффициенты разложения вейвлетов определяемых из выражения:

(2.12)

Вейвлеты образуют базис ортонормированных функций [10]. Скалярное произведение двух ортонормированных функций равно одному, при попарном совпадении коэффициентов, в иных случаях нулю.

(2.13)

Дискретное вейвлет-преобразование имеет масштабирующую функцию и соответственно семейством сдвинутых с разными масштабами функций:

(2.14)

В отличие от непрерывных вейвлетов, здесь масштабирующая функция должна быть ортогональна другим сдвинутым масштабирующим функциям на том же масштабе, а интеграл по всей оси равен единице.

Относительная простота вычислений дискретных вейвлет преобразований находят применение в фильтрации и сжатии, так как для подобных задач непрерывные вейвлеты дают избыточную информацию. Однако к преимущественным свойствам дискретного вейвлет преобразования можно отнести ортогональность масштабирующих функций. Данное свойство используется при кратномасштабном анализе, когда разложение сигнала на одном масштабном базисе не удовлетворяет поставленным задачам.

В задаче распознавания признаков движущихся объектов ставится цель выбора материнского вейвлета в анализе радиолокационных сигналов, для этого производится аналитический обзор распространенных материнских вейвлетов.

2.4 Выбор функции материнского вейвлета

Для определения наилучшего вейвлета, позволяющего с необходимой точностью решать задачи анализа и радиолокационных сигналов, требуется задаться параметрами вейвлета, которые дают возможность количественно охарактеризовать его свойства. Основную характеристика материнского вейвлета — частотно-временное разрешение, т.е. способность селективировать частотные и временные компоненты исследуемого сигнала. Основными параметрами материнских вейвлетов, которые позволяют характеризовать его разрешающие способности по времени и частоте, являются:

1) Эффективный размер временного окна материнского вейвлета, :

$$(2.15)$$

где — среднее значение материнского вейвлета во временной области, определяющееся выражением:

$$(2.16)$$

- норма материнского вейвлета во временной области:

$$(2.17)$$

2) Эффективный размер частотного окна материнского вейвлета, :

$$(2.18)$$

где — преобразование Фурье от материнского вейвлета:

(2.19)

в выражении (4): – среднее значение материнского вейвлета в частотной области определяющаяся выражением:

(2.20)

- норма материнского вейвлета в частотной области:

(2.21)

3) Эффективная площадь частотно-временного окна материнского вейвлета:

(2.22)

На основе анализа литературных источников были выделены наиболее распространенные материнские вейвлеты вейвлет преобразования, а также было установлено, что они все могут быть поделены на три группы:

- 1) Непрерывные
- 2) Дискретные
- 3) Комплексные

Так же сразу было установлено преимущество комплексных материнских вейвлетов. Удобство заключается в том, что модуль непрерывного вейвлет преобразования при использовании комплексных материнских вейвлетов, соответствует аналогу амплитудного спектра вейвлет-преобразования (по аналогии с преобразованием Фурье, ядром которого является комплексная экспонента), а аргумент непрерывного вейвлет преобразования характеризует аналог фазовых составляющих спектра [11].

К комплексным материнским вейвлетам относятся вейвлеты Пауля (2.23), Коши (2.24) и Морле (2.25-2.26):

(2.23)

(2.24)

где $\Gamma(x)$ – гамма-функция (по свойству гамма-функции для целых положительных n выполняется равенство: $\Gamma(n + 1) = n!$), т.е. вейвлет Коши является обобщённым случаем вейвлета Пауля для любых положительных n .

(2.25)

(2.26)

Эффективный размер временного окна и площадь частотно-временного окна для вейвлета Морле составляет 0,5.

Анализ литературных источников показал, что в настоящее время не определены эффективные разрешающие способности для вейвлетов Пауля и Коши по частоте и времени. При приведении выражений (2.15), (2.18), (2.22), указанные характеристики справедливы, как для вейвлета Пауля, так и для Коши при соответствующих значениях порядка вейвлета (n).

Вычисления соответствующих параметров (2.15-2.22) для вейвлетов Коши и Пауля при целых, положительных n , приводит к следующим результатам:

- 1) Эффективный размер временного окна материнского вейвлета:

(2.27)

где соответствующие параметры:

- 2) Эффективный размер частотного окна материнского вейвлета:

где соответствующие параметры:

;

- 3) Эффективная площадь частотно-временного окна материнского вейвлета:

(2.29)

Зависимость площади частотно-временного окна материнского вейвлета от значения n представлена ниже на рисунке 2.2.

Для вейвлета Коши при $n \in [1/2; 1]$ резко возрастает площадь частотно-временного окна, приближаясь к бесконечности при $n \rightarrow 1/2$. Таким образом, указанный интервал не представляет практического интереса для анализа при использовании вейвлета Коши. Из анализа зависимостей $\Delta\omega(n)$ и $S_{\omega t}(n)$ — соответственно формулы (№), (№) и (№), видно, что параметр вейвлета Коши n , следует брать: $n > 1$. Заметим, что при возрастании n , как следует из выражения (2.29), площадь частотно-временного окна $S_{\omega t}$ уменьшается (рисунок 2.2), в пределе:

(2.30)

Таким образом, только при $n \rightarrow \infty$ достигается нижняя граница значения размера частотно-временного окна материнских вейвлетов Пауля и Коши, равная 0,5.

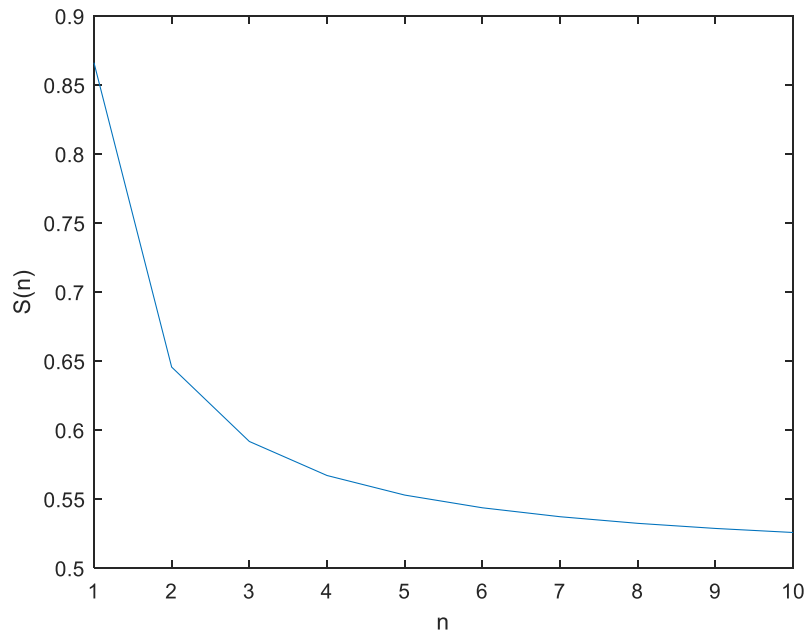


Рисунок 2.2 – Зависимость эффективной площади частотно-временного окна материнского вейвлета от n

В то время как, потенциальное наименьшее значение площади частотно-временного окна обеспечено для материнского вейвлета Морле, что указывает на его преимущество выигрывая относительно вейвлетов Пауля и Коши.

Таким образом, в задаче распознавания признаков движения частей выбор пал на материнский вейвлет Морле, который так же обладает параметром – являющийся параметром масштаба, и влияющий на ширину окна, и параметром – характеризующий доминантную частоту, позволяющий варьировать избирательность базиса. Изменяя данные параметры возможно добиться:

- 1) Приемлемых широт частотного и временного окон регулируя параметр
- 2) Высокой точности аппроксимации участков с высокой точностью с наличием микродоплеровского смещения частоты, вследствие резонанса сигнала с вейвлетом при регулировки параметра [12].

Следует отметить что предполагаемая частота радиолокационного сигнала лежит в диапазоне частот, воспринимаемых человеческим ухом, также исследуемые сигналы нестационарны. а вейвлеты Морле находят широкое применение в задачах описания речевых сигналов. Это обусловлено тем, что

материнские вейвлеты Морле заданы гармонической функцией в виде комплексной экспоненты модулированной функцией распределения Гаусса.

В качестве примера вейвлета Морле был преобразован сигнал, состоящий из суммы трех гармонических сигналов с разными частотами, а именно в $f_1=20\text{Гц}$, $f_2=50\text{Гц}$ и $f_3=120\text{Гц}$. Для данного сигнала были выведены графики (рисунок 2.3.2) вейвлетов, для которых подобраны соответствующие масштабы по времени, чтобы соответствовать их значениям по частоте. Масштаб во времени выбран отношением центральной частоты оригинального вейвлета к частоте соответствующей данному масштабу. Затем на отдельном графике (рисунок 2.3.3) выведен результат вейвлет преобразования, где ряд временных отсчетов сигнала соответствует трем секундам.

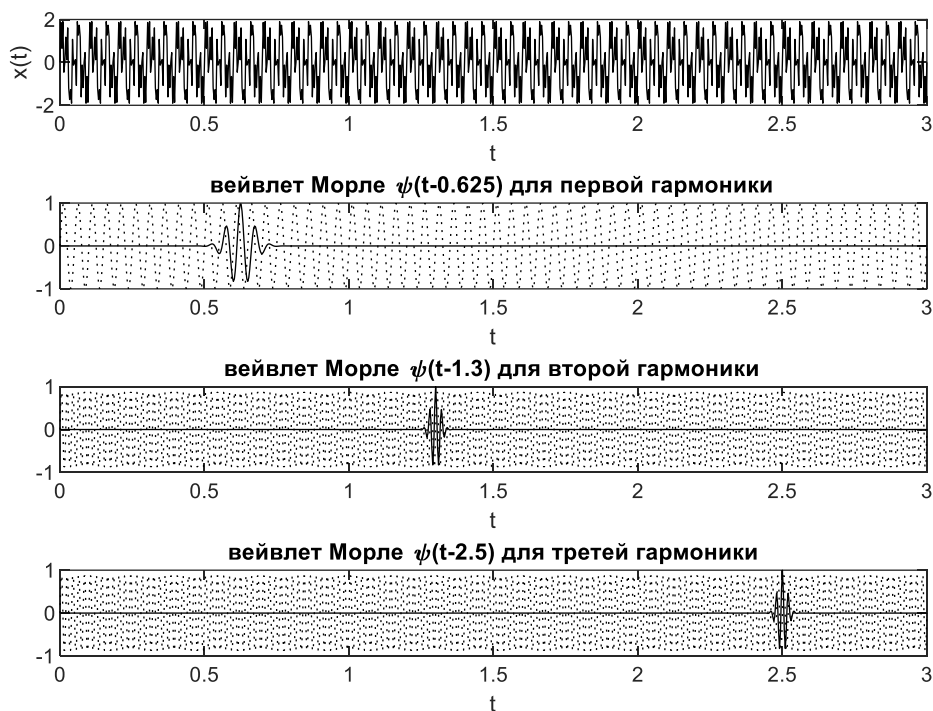


Рисунок 2.3 – График сигнала и вейвлетов

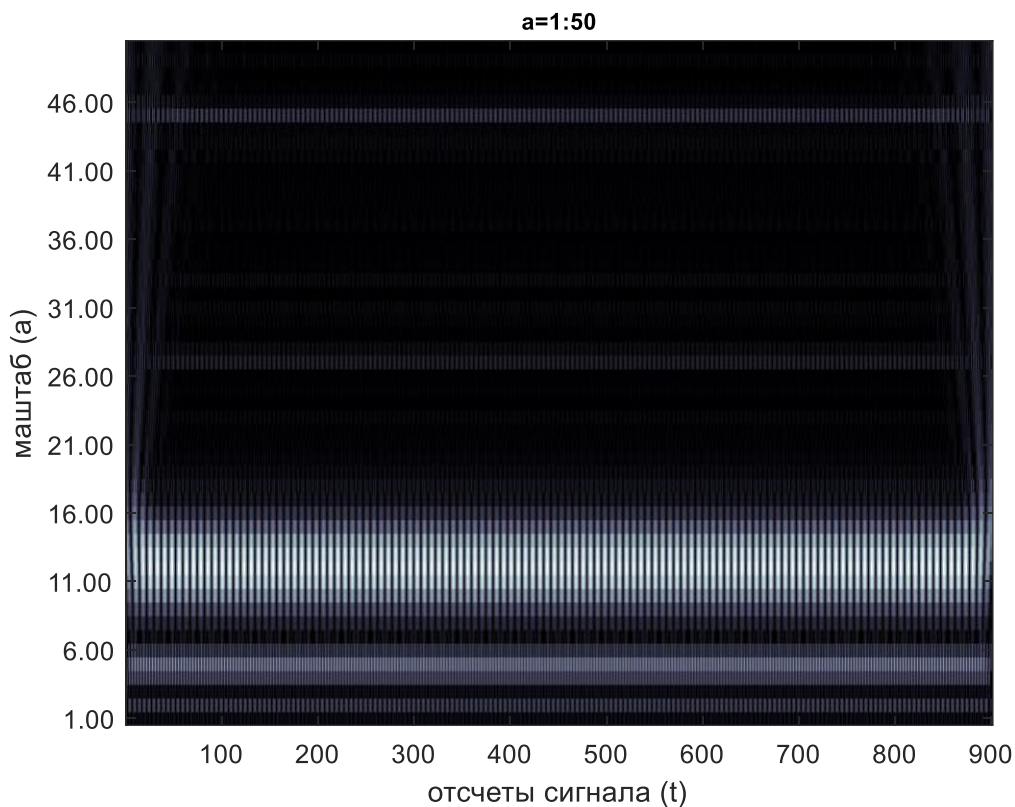


Рисунок 2.4 – Результат вейвлет преобразования

На рисунке 2.4 отчетливо видно два ряда максимумов (обозначенные светлым цветом на темном фоне), в то время как энергия третьего ряда максимумов теряется в масштабах сигналов с более высокой частотой. Исходя из этого делается вывод распознавание признаков движения на одном масштабе времени и частоты нецелесообразно.

2.5 Распознавание по результатам сравнения пороговых значений

Определение признаков рационально реализовать путем классифицирования по признакам, сформированным из совокупности наблюдений. В этом случае сам процесс присвоения класса отдельно взятому движению базируется на совокупности параметров, таких как: длительность элементов модулирующей функции, число экстремумов огибающей и количество переходов нижней границы уровня. Набор таких параметров должен быть одинаковым для всех классов. Таким образом рассматривается задача

присвоения движения определенному классу, описываемому набором признаков. Совокупность измерений экспериментальных данных можно представить в виде матрицы:

(2.30)

где M – количество измерений, N – количество признаков отражающие наиболее важные признаки в сигнале.

Для любого набора признаков в этом случае возможно задать межклассовые интервалы, выражающие степень отличия рассчитанной из совокупности по каждому признаку. В таком случае формирование вектора признаков должно обеспечивать достаточную правдивость в результате распознавания по минимальному количеству признаков .

Характерным свойством вейвлетов является конечность энергии в рамках окна, при известных временных и частотных областях. Из этого следует, что любую последовательность дискретизированных отсчетов сигнала можно представить в виде совокупности системы масштабирующих функций:

(2.31)

где M – количество уровней разложения; c_k и d_k коэффициенты разложения; ψ и ϕ масштабирующая и оконная функции вейвлета Морле [13].

Для расчета коэффициентов разложения применяют схему последовательного деления, при помощи соединённых каскадом блоков фильтров низкой (H) и высокой (G) частот, представленной в соответствии с (рисунком 2.5):

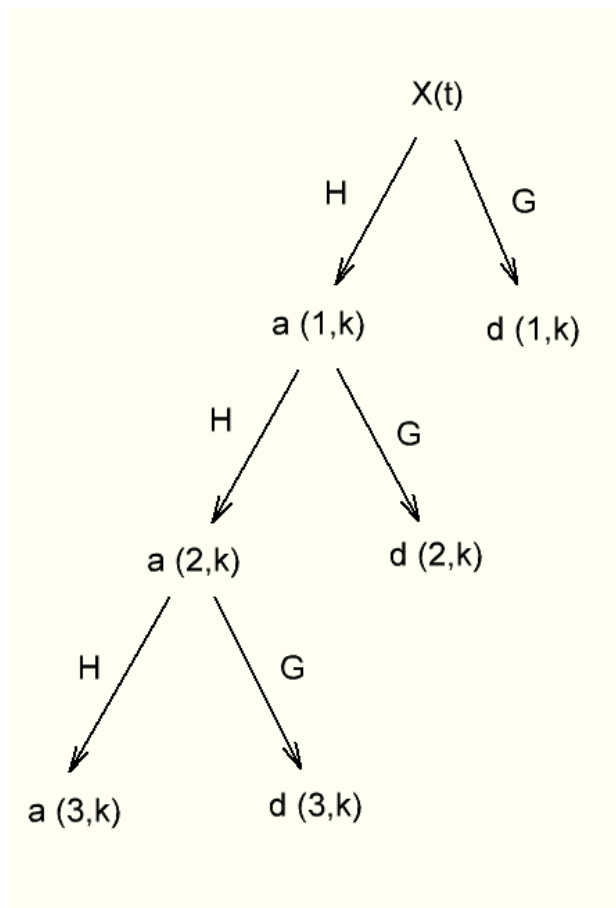


Рисунок 2.5 – Схема декомпозиции сигнала

На рисунке 2.5 первый индекс соответствует порядковому номеру разложения, а второй – порядковому значению коэффициента вейвлета на этом уровне. Согласно кратномасштабному анализу, значения $a_{j,k}$ и $d_{j,k}$ можно вычислить из коэффициентов предыдущего этапа декомпозиции сигнала:

$$(2.32)$$

$$(2.33)$$

где последовательности h_k и g_k определяют характеристику фильтров H и G на данном уровне разложения.

Есть и более усовершенствованная версия алгоритма декомпозиции сигнала, за счет обработки и высокочастотных составляющих. Такой алгоритм полной декомпозиции принято называть вейвлет-пакетным разложением. Схема которого представлена ниже (рисунок 2.6). В вейвлет-пакетах для полной

декомпозиции используется несколько базисов разложения, объединенных друг в друге, исходя из этого принципа метод несёт такое название.

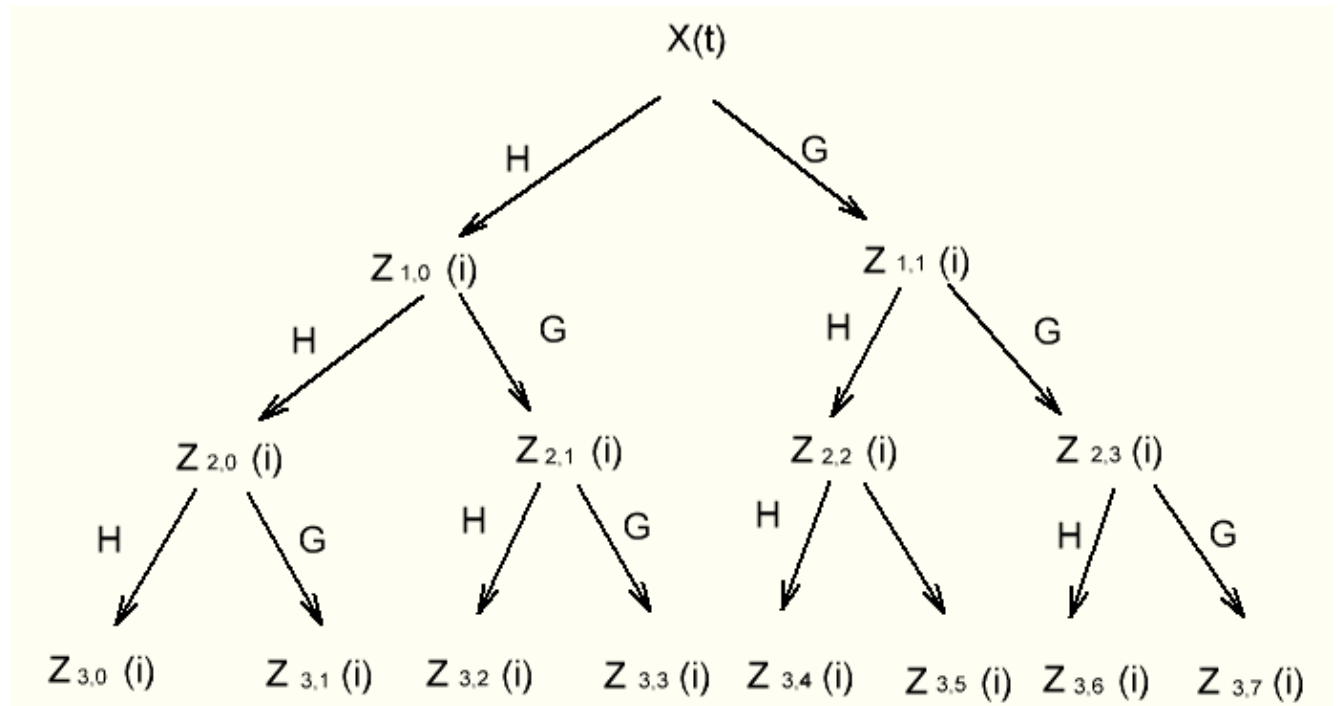


Рисунок 2.6 – Схема декомпозиции сигнала на основе вейвлет-пакетов

Являясь полным базисом разложения, вейвлет коэффициенты состоят из уникальных сведений о радиолокационном сигнале. Можно предположить использование этих параметров в качестве признаков распознавания, при классификации, и таким образом, расчет коэффициентов на базе пакетов вейвлетов сделать основой разрабатываемого метода по распознаванию признаков. Применение вейвлет-пакетов не ограничивает в праве выбора материнской функции, и позволяет представлять радиосигнал упорядоченной совокупностью его вейвлет коэффициентов. Таким образом в основу метода положен расчет коэффициентов пакетов-вейвлетов [14].

Для формирования признаков распознавания, в скалограмме сформированной на основе вейвлет-пакетов, усредняется мощность вейвлет коэффициентов в пределах каждого окна. Усредненные коэффициенты нормируются в соответствии с местом в пирамиде декомпозиции создавая вектор признаков распознавания.

Этапы метода декомпозиции на основе вейвлет-пакетов выглядят следующим образом. Изначально исходный дискретизированный сигнал длиной (которая кратна степени 2), при декомпилируется на уровней в результате работы вейвлет-пакетного алгоритма. При этом на первом уровне исходный сигнал раскладывается на два множества и путем свертки исходного сигнала с последовательностями h и g , определяющими характеристики фильтров низкой H и высокой G частоты. Далее на втором уровне рассмотренная процедура повторяется уже для каждого подмножества. Данный процесс схож с методом половинного деления и предусматривает проведение k этапов. Аналитически рассмотренную процедуру можно описать следующими выражениями:

$$(2.34)$$

$$(2.35)$$

где α , β , γ . Значения элементов последовательностей h и g определяются из видов масштабирующей функции ϕ и формы оконной функции ψ и в соответствии с ними вычисляются как:

$$(2.36)$$

$$(2.37)$$

В результате исходный дискретизированный сигнал разбивается на последовательностей в том числе и исходную, каждая из которых представляет одну из частотных субполос исходного сигнала [15].

Так, как различно распределение энергии по частотным субполосам, то и пакеты-вейвлетов будут отличаться. Если рассчитать среднее значение мощности вейвлет коэффициентов в каждой субполосе, то полученный набор значений отразит наполнение полосы распознаваемого радиосигнала по аналогии с частотным представлением. К тому же в соответствии со схемой декомпозиции вейвлет-пакетов (рисунок 2.6) ширина полос будет сужаться по мере увеличения

номера уровня разложения. Средние значения мощности в каждой субполосе, используемые в качестве признаков распознавания, вычисляются согласно следующему выражению:

$$(2.38)$$

Полученные значения нормируются относительно средней мощности при оценке всего радиосигнала, для устранения чувствительности к изменению средней мощности.

Окончательно вектор признаков формируется путем последовательной записи для всех m и n вычисленных нормированных слева направо и сверху вниз. Номер признака также соответствует порядковому номеру составляющего его элемента.

3 АППАРАТНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ СИСТЕМЫ РАСПОЗНАВАНИЯ

3.1 Выбор доплеровского датчика движения

При выборе радиолокационного датчика движения основным критерием была рабочая частота. А именно был произведен выбор между частотами

- *10,525 ГГц ± 100 МГц*
- 13,45 ГГц ± 125 МГц
- *24,125 ГГц ± 175 МГц*
- 34,3 ГГц ± 1300 МГц

Так же выделенные курсивом частоты используются в радарх ГИБДД, а именно “РАДИУС-1” и “ИСКРА-1”, и согласно решению Государственной комиссии по радиочастотам от 15 июля 2010 г. №10-7-01 “О выделении полос радиочастот для радиоэлектронных средств любительской и любительской спутниковой службы” разрешены для использования и производства юридическими и физическими лицами без оформления отдельных разрешений.

Вторым фактором выбора рабочей частоты является описанный выше эффект дифракции. Согласно которому датчик не сможет фиксировать объекты размер, которых менее половины длинны волны. Для 10,525 ГГц минимальный размер объекта составит около 1,4 См против 0,6 См для частоты 24,125. Что немаловажно для классификации движений рук, так как ширина пальцев, оставляющих микродоплеровскую сигнатуру может быть менее одного сантиметра. Следует отметить, что принцип работы также может быть непрерывным или импульсным. Здесь будет рассмотрена тема непрерывного радара, в связи с анализом отраженных сигналов во временной области.

Микроволновый радиолокационный датчик работает по принципу вычитания сдвинутого по частоте, отраженного сигнала от неизменяемого передаваемого сигнала. Основываясь этими факторами был выбран датчик

СДМ324 который состоит из генератора, балансного смесителя и усилителя низких частот.

Технические характеристики СДМ324:

- Частота передачи: мин: 24 ГГц, тип: 24.125 ГГц, макс 24,25 ГГц
- Выходная мощность излучения: 16 дБм
- Напряжение питания: 5 В
- Напряжение выходного сигнала: 5-50 мВ
- Дальность действия: до 15 метров
- Диаграмма направленности антенн: 32° по вертикали, 80° по горизонтали
- Габариты: 25x25x7 мм.

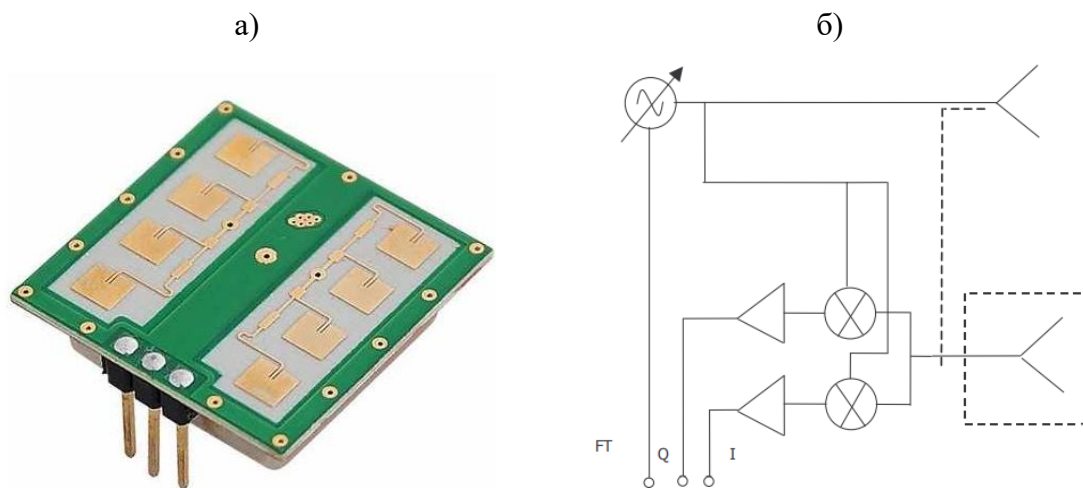


Рисунок 3.1 – а) фото радара СДМ324 б) структурное представление

Воспользуясь выражением (1.1) можно оценить частотные сдвиги при различных скоростях движений объектов. Ниже (таблица 3.1) приведены расчеты доплеровских частотных сдвигов для частоты $= 24$ ГГц при движении под разными углами θ , относительно приемника.

Таблица 3.1 – Результаты расчетов частотных сдвигов

V, мс	θ°			
1	2	3	4	5
0.5	144	139	125	102
0.5	288	278	294	203
1	576	556	499	407
2	1152	1113	997	814
3	1728	1669	1496	1222
4	2304	2225	1995	1629
5	2880	2782	2494	2036

Предварительная оценка частотного сдвига, позволяет определить частоту среза фильтра нижних частот, который позволит избавиться от всех нежелательных частот, вызывающих эффект алиасинга в процессе аналого-цифрового преобразования.

3.2 Состав аппаратной части

Для передачи непрерывного сигнала на ПК для последующей обработки, используется микроконтроллер имеющий возможность регулировки скоростью обмена данными через последовательный порт. Однако для того чтоб сигнал был принят на аналоговый порт микроконтроллера сигнал предстоит увеличить операционным усилителем (ОП) со стократным коэффициентом усиления. Структурная схема устройства распознавания признаков движения представлена на рисунке 3.2.

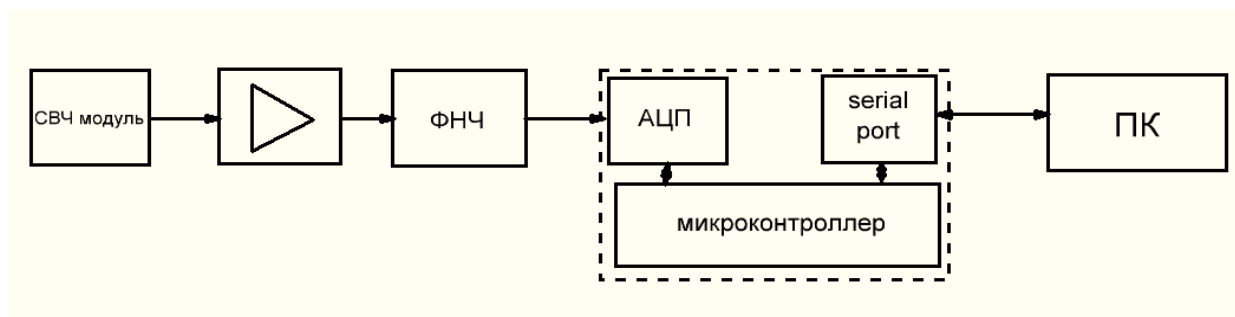


Рисунок 3.2 – Структурная схема устройства

Словесное описание схемы:

1. Радиоквационный сигнал формируется на СВЧ модуле,
2. Поступает на ОП, где усиливается до 5 В,
3. ФНЧ срезает высокочастотную составляющую оставляя только полезный зашумленный сигнал,
4. Сигнал с ФНЧ поступает на АЦП микроконтроллера, где оцифровывается и записывается в буфер, и с некоторой задержкой производит выгрузку с буфера на serial port (последовательный порт),
5. ПК считывает данные из serial port для последующих вычислений.
6. В качестве ОП используется LM358 с подачей дополнительного питания 5 В и подстроенного резистора ВАОТЕР3296 для возможности регулировки выходного напряжения.

ФНЧ представляет из себя простейший RC фильтр (рисунок 3.2.2).

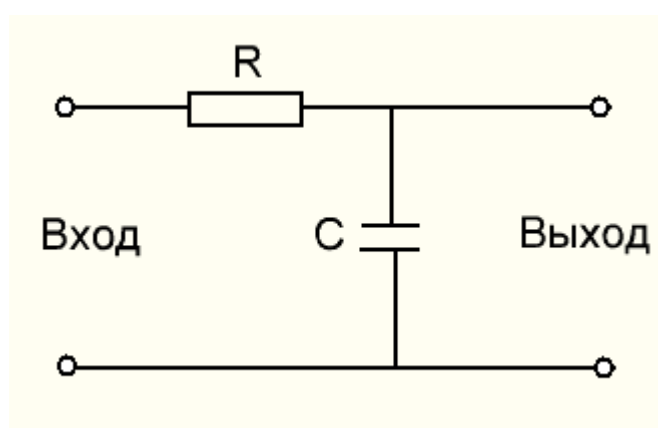


Рисунок 3.3 – RC фильтр нижних частот

Расчет частоты среза которого (частота в которой ослабление сигнала достигает -3дБ) выражается как:

(3.1)

где f_c – частота среза, R – сопротивление резистора, C – емкость конденсатора.

Следуя этому выражению, использование резистора с сопротивлением $R=1$ кОм и конденсатора с емкостью $C=44$ нФ позволит выставить частоту среза $f_c=3,6$ кГц. Что позволит выставить частоту дискретизации на без эффекта алиасинга.

Микроконтроллер используется Arduino mega2560, в который с помощью программы Arduino IDE загружен скетч на мониторинг аналогового порта, и загрузки в буфер памяти микроконтроллера. Параметры выборки значений и задержки подобраны так, чтобы частота дискретизации АЦП составляла 8 кГц, а числовое значение имело 8 бит квантования по уровню (напряжению) сигнала.

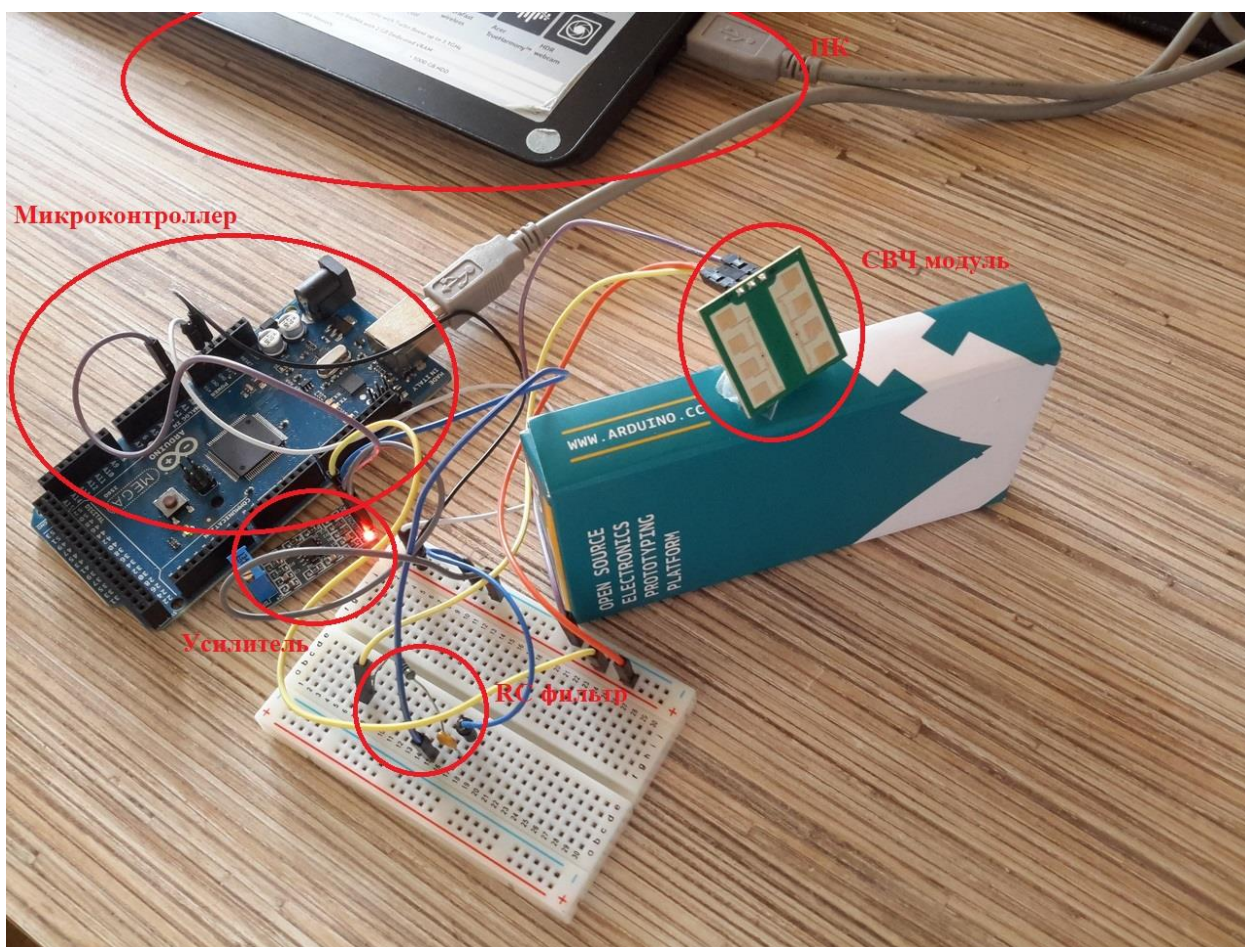


Рисунок 3.4– Реализация структурной схемы

На ПК в качестве среды обработки выбран Matlab, куда в свою очередь загружен пакет поддержки Arduino (Arduino support package), с его помощью появляется возможность взаимодействия с микроконтроллером напрямую через USB-кабель. Однако запись сигнала не непрерывна, а ограничена объемом буфера памяти микроконтроллера. В данном случае в одном цикле считывания 24000 байт, что соответствует трем секундам.

3.3 Разработка алгоритма классификации

Алгоритм классификации признаков можно поделить на две части, алгоритм обучения, и алгоритм присвоения класса (рисунки 3.5, 3.6).

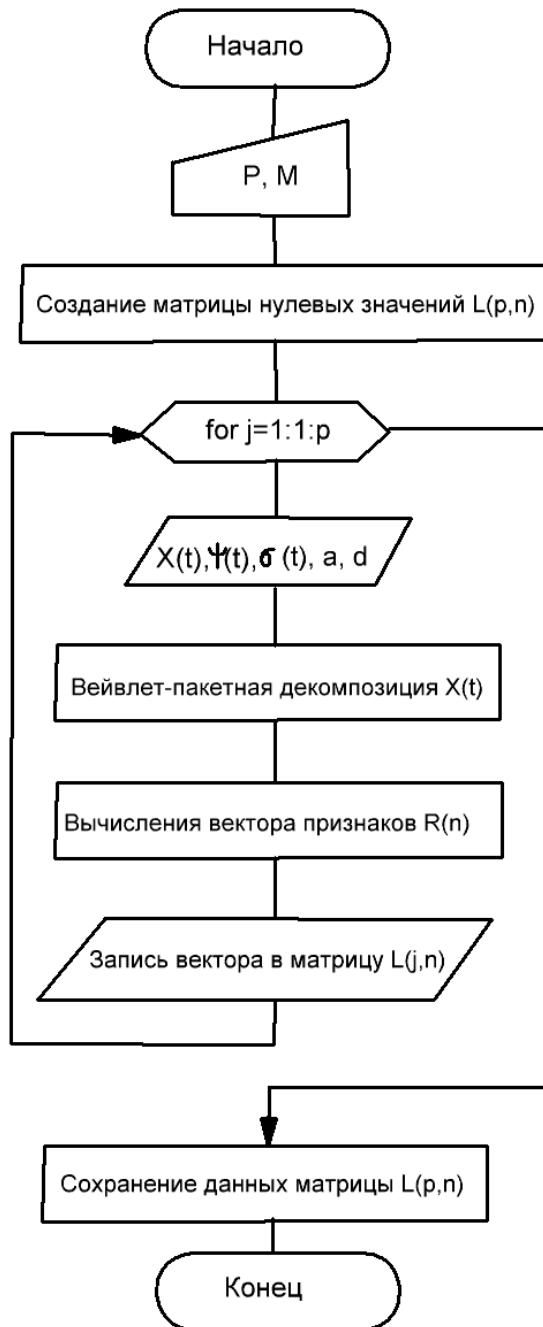


Рисунок 3.5 – Блок-схема алгоритма обучения

Входными параметрами алгоритма обучения (рисунок 3.5) являются:

- p – общее количество измерений
- M – количество уровней вейвлет-пакетного разложения
- $X(t)$ – радиолокационный сигнал
- $\Psi(t)$ – вейвлет функция
- $\sigma(t)$ – масштабирующая функция
- a и d – коэффициенты масштабирующей функции

Алгоритм обучения (рисунок 3.5) отвечает за вейвлет-пакетную декомпозицию радиосигналов, на предварительно заданное количество уровней. Далее из результатов разложения определяется количество энергии сигнала на частотном диапазоне определенным масштабом окна вейвлет функции на каждом уровне декомпозиции, в результате чего формируется вектор значений. При каждой подобной итерации данный вектор занимает свой столбец в заранее заданной матрице нулевых значений, размерность по столбцам которой определена общим количеством измерений, а строка ограничена параметром. По завершении цикла матрица с набором векторов сохраняется в отдельный файл.

Алгоритм классификации признаков (рисунок 3.6) помимо входных параметров алгоритма обучения в своем наборе содержит результат работы алгоритма обучения, а также параметр q предоставляющий данные о классовой границе.

Алгоритм классификации признаков производит построчное сравнение рассчитанного вектора признаков, с параметрами матрицы, где посредством циклической обработки с вектором признаков матрица параметров преобразуется в набор векторов совпадений. Заведомо известный коэффициент q несет в себе информацию о том какое именно движение записано в конкретном столбце. Предположительно в матрице, записаны 2 класса тестовых сигналов с равным разделением на столбцы. А именно где – представляет классовую границу. Значения коэффициентов для движения 1 записываются в, когда как для движения 2 значения коэффициентов записываются в. Когда матрица совпадений сформирована по её коэффициентам производится присвоение класса движения.

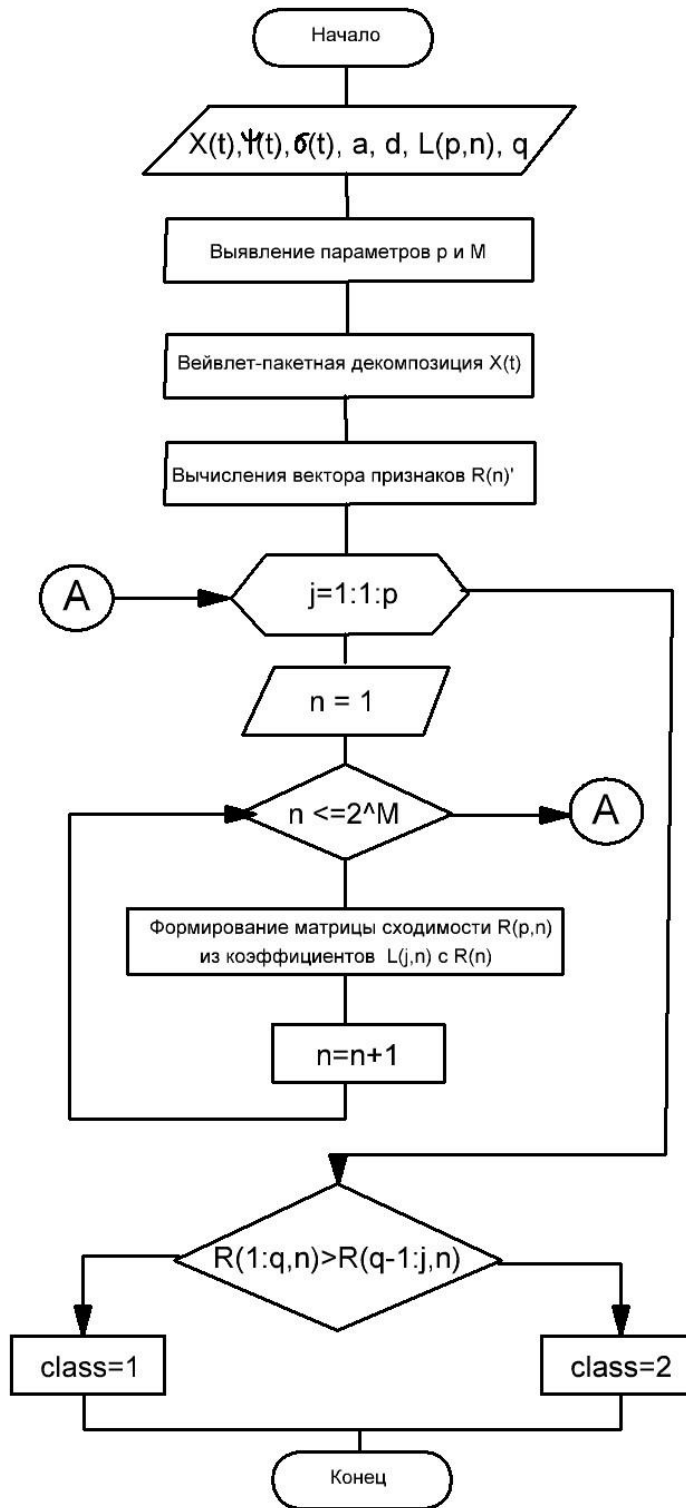


Рисунок 3.6– Блок-схема алгоритма классификации

4 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

В ходе проведения эксперимента были радиолокационные сигналы, длительностью 3 секунды, и частотой дискретизации 8 кГц. Каждый из представленных сигналов несет в себе микродоплеровскую характеристику и состоит из однотипных движений. Так на рисунке 4.1 представлен радиолокационный сигнал, выделенный синим цветом, от приближающейся и удаляющейся ладони, и его спектр Фурье. Также поверх, красным цветом, наложен результат вейвлет фильтрации.

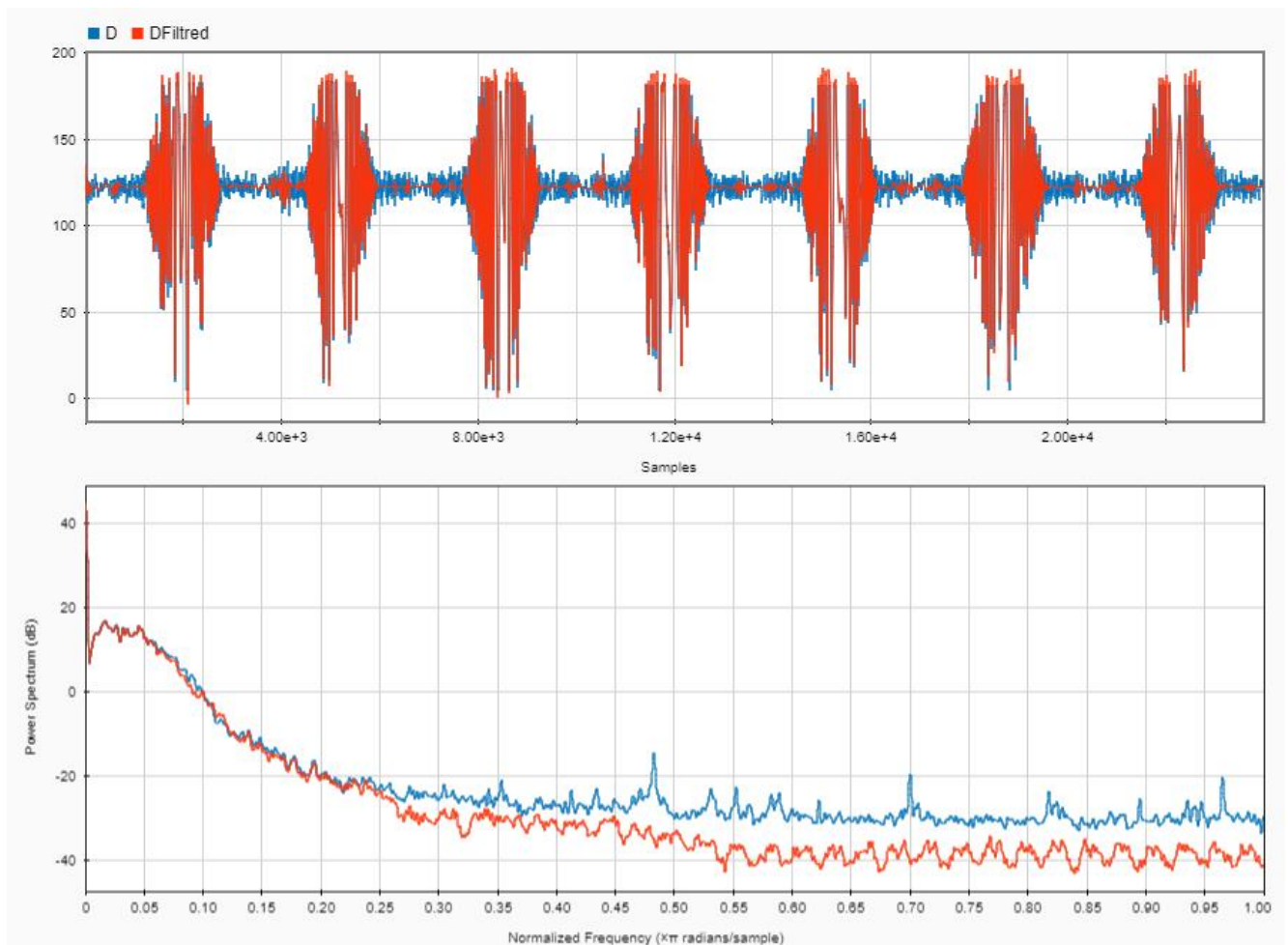


Рисунок 4.1 – Приближение и удаление ладони

Анализ Фурье показывает в данном случае, что полезная часть отраженного сигнала расположена в области от 0 до 0.25 нормированной к единице частоты. Следуя свойствам преобразования Фурье из выражения (2.2), единица в данном случае равна половине частоты дискретизации, то есть 4 кГц,

а отраженный сигнал лежит в диапазоне от 0 Гц до 1 кГц. Однако, без временной характеристики дальнейшая постобработка сигнала не приведёт к поставленной цели. На рисунке (4.2) представлены скалограммы описываемых сигналов.

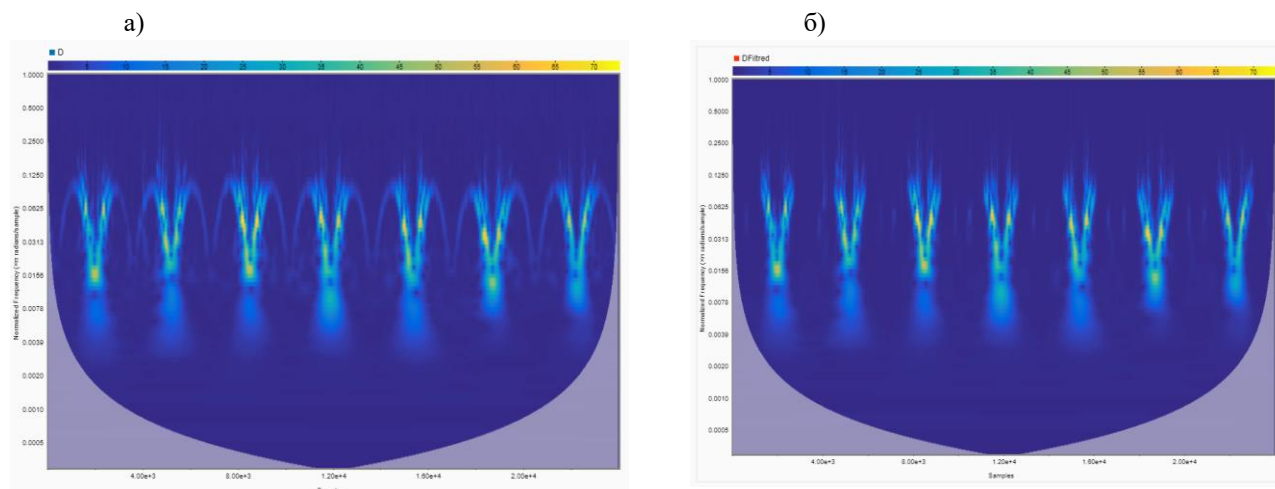


Рисунок 4.2 – Скалограммы сигналов, представленных на рисунке 4.1 а) без наложения фильтра; б) после фильтрации

На скалограммах (рисунок 4.2), явно выражены периоды движения ладони, так же здесь отслеживается характеристика, времени показывающая начало движения в сторону источника, его остановку, и движение от него. Где в следствии простоты конструкции радиолокационного модуля отраженный от удаляющегося объекта сигнал, так же попадает в область положительных частот. Так же можно заметить, что вейвлет фильтрация хорошо справилась с шумом до преобразования, однако на скалограммах явно выражены потери сигнала которые могут представлять пользу при распознавании.

Каждый период движения ладони был поделён на отдельный сигнал, и декомпозирован на 3 уровня вейвлет-пакетами (рисунок 2.6). Как известно декомпозиция на третьем уровне представляет набор из 8 сигналов, разной частоты. Далее для каждого из которых, было выделено 2 коэффициента: общее количество энергии в диапазоне и процент количества энергии от общего набора сигналов результата декомпозиции. Данные коэффициенты представлены в таблице 4.1 и 4.2.

Таблица 4.1 – Количество энергии на советующей вейвлет-пакетному разложению частоте, для радиолокационных сигналов при приближении и удалении ладони

Норм а центральной частоты вейвлета	Коли чество энергии для первого сигнала *10³	Коли чество энергии для втор ого сигнала *10³	Коли чество энергии для третьего сигн ала *10³	Коли чество энергии для четвертого сигнала *10³	Коли чество энергии для пято го сигнала *10³
0.031	3226. 396	3569. 854	3020. 604	3139. 731	3099. 654
0.093	5.495	12.68 9	8.414	4.012	4.552
0.156	0.391	1.284	0.704	0.403	0.446
0.218	0.278	0.658	0.359	0.267	0.269
0.281	0.222 1	0.396	0.245	0.220	0.214
0.343	0.135	0.305	0.117	0.097	0.311
0.406	0.108	0.286	0.091	0.092	0.112
0.468	0.139	0.285	0.123	0.146	0.124

Исходя из данных в таблице 4.1 делается вывод, что более 99% энергии сосредоточено в области низких частот от 0 Гц до 125 Гц. Далее в таблице 4.2 представлено процентное соотношение энергии для 2-8 норм центральных частот вейвлета.

Таблица 4.2 – Отношение энергии на советующей вейвлет-пакетному разложению частоте к сигналу до разложения, для радиолокационных сигналов при приближении и удалении ладони

Нор ма центрально й частоты вейвлета	Отн ошение энергии для перв ого сигнала	Отно шение энергии для второ го сигна ла	Отно шение энергии для треть его сигна ла	Отн ошение энергии для чет вертого сиг нала	Отно шение энергии для пято го сигн ала
0.093	0.811 6	0.797 8	0.884 4	0.76 57	0.677 2
0.156	0.057 9	0.080 7	0.836 7	0.07 70	0.068 1
0.218	0.041 2	0.041 4	0.070 1	0.05 11	0.045 2
0.281	0.032	0.024	0.035	0.04	0.037

	7	9	8	20	2
0.343	0.020	0.019	0.024	0.01	0.016
	0	2	4	86	4
0.406	0.016	0.018	0.011	0.01	0.015
	0	0	7	76	5
0.468	0.020	0.018	0.009	0.02	0.024
	7	0	1	80	8

Аналогично коэффициентам отношений энергии (таблица 4.2), рассчитаны коэффициенты для отфильтрованных сигналов, характеризующих движение ладони (таблица 4.3).

Таблица 4.3 – Отношение энергии на советующей вейвлет-пакетному разложению частоте к сигналу до разложения, для отфильтрованных радиолокационных сигналов при приближении и удалении ладони

Нор ма центрально й частоты вейвлета	Отн ошение энергии для перво го сигнала	Отно шение энергии для второ го сигна ла	Отно шение энергии для треть его сигна ла	Отн ошение энергии для чет вертого сиг нала	Отно шение энергии для пято го сигн ала
0.093	0.957	0.860	0.930	0.94	0.936
	9	2	2	37	7
0.156	0.025	0.066	0.046	0.03	0.042
	0	4	5	27	1
0.218	0.010	0.029	0.016	0.01	0.010
	3	9	4	41	4
0.281	0.003	0.011	0.003	0.00	0.004
	2	3	5	34	2
0.343	0.001	0.010	0.000	0.00	0.002
	2	4	9	20	2
0.406	0.001	0.011	0.001	0.00	0.002
	2	3	3	20	2
0.468	0.001	0.010	0.001	0.00	0.002
	2	5	1	20	2

Далее аналогичные действия проделаны для других типов жестов.

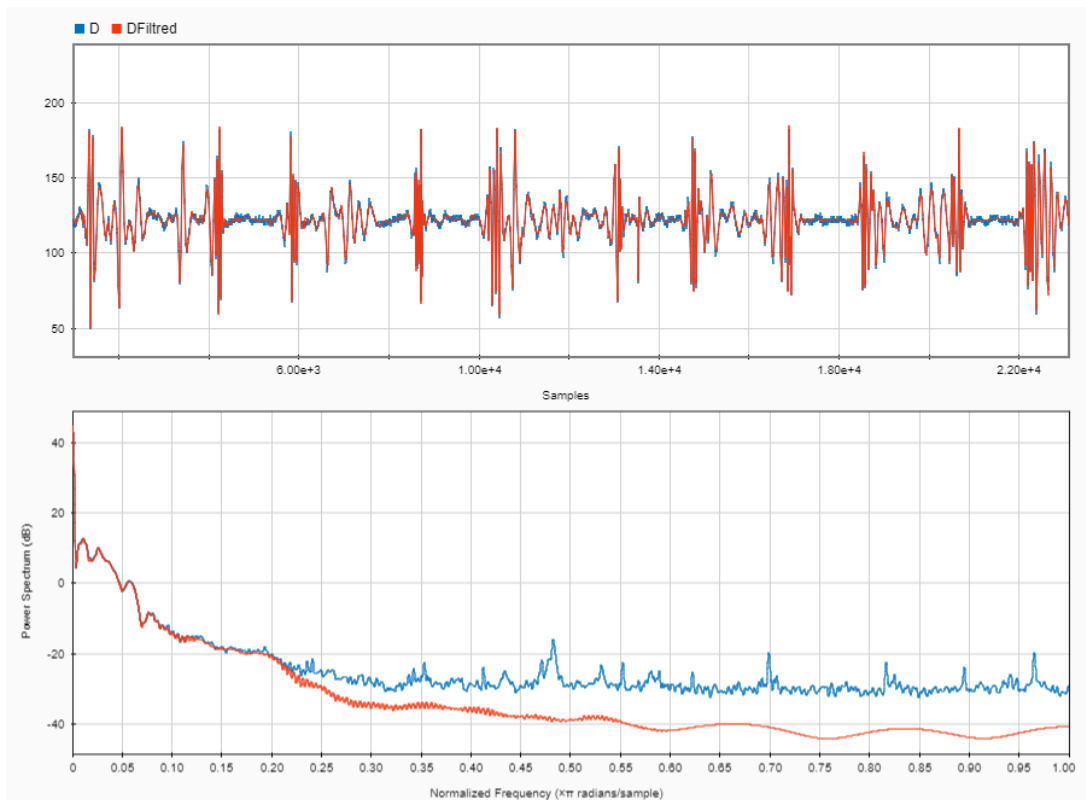


Рисунок 4.3 – Щелчки пальцами

В случае щелчков пальцами (рисунок 4.3) следует отметить, что визуальный анализ спектра Фурье, даёт представление о меньшем по сравнению с движением ладони количестве общей энергии.

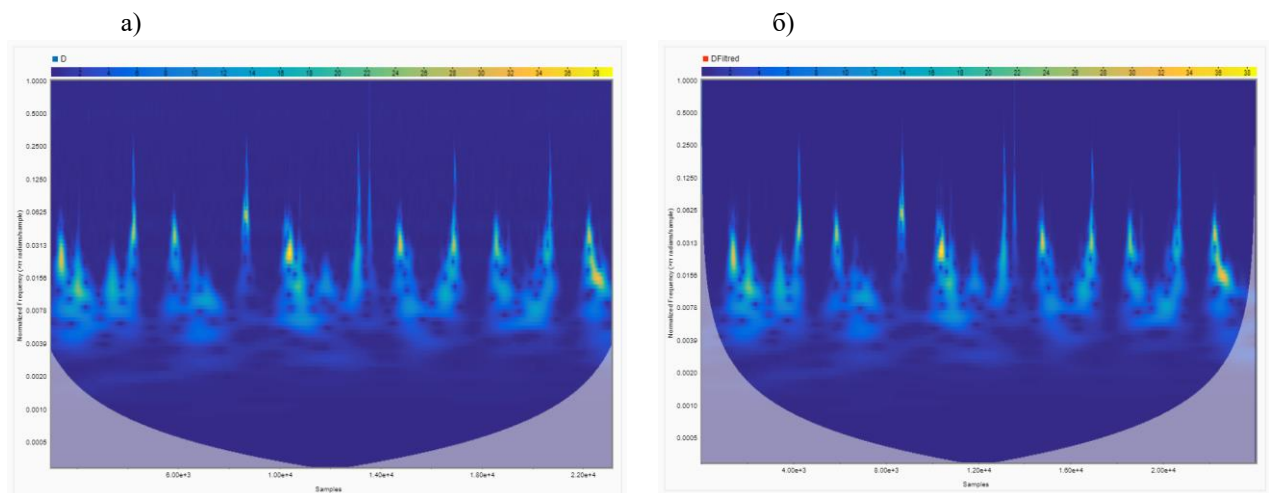


Рисунок 4.4 – Скалограммы сигналов, представленных на рисунке 4.3 а) без наложения фильтра; б) после фильтрации

Здесь (рисунок 4.4) визуально определяется периодическая составляющая щелчка, также следует отметить о частотных всплесках, которые не

рассматриваются в спектре Фурье. Ниже представлены таблицы 4.4, 4.5 представленные по аналогии с таблицами 4.2, 4.3.

Таблица 4.4 – Отношение энергии на советующей вейвлет-пакетному разложению частоте к сигналу до разложения, для радиолокационных сигналов при щелчках пальцами

Норма центральной частоты вейвлета	Отношение энергии для первого сигнала	Отношение энергии для второго сигнала	Отношение энергии для третьего сигнала	Отношение энергии для четвертого сигнала	Отношение энергии для пятого сигнала
0.093	2	8	9	09	8
0.156	0	8	9	47	0
0.218	0	3	0	70	1
0.281	6	4	3	79	8
0.343	2	8	2	86	3
0.406	6	9	9	17	2
0.468	3	1	7	93	9

Таблица 4.5 – Отношение энергии на советующей вейвлет-пакетному разложению частоте к сигналу до разложения, для отфильтрованных радиолокационных сигналов при щелчках пальцами

Норма центральной частоты вейвлета	Отношение энергии для первого сигнала	Отношение энергии для второго сигнала	Отношение энергии для третьего сигнала	Отношение энергии для четвертого сигнала	Отношение энергии для пятого сигнала
0.093	6	4	5	13	8
0.156	0	7	2	44	8
0.218	5	9	0	39	5

0.281	8	0.001	7	0.001	5	0.030	0.00	0.006
0.343	0	0.000	2	0.000	1	0.026	0.00	0.001
0.406	0	0.000	1	0.000	2	0.019	0.00	0.001
0.468	0	0.000	1	0.000	5	0.018	0.00	0.001

Коэффициенты отношения энергии в таблице лучше разнесены по уровням, в то время, как аналогичные коэффициенты в таблице 4.5 сосредоточены ближе к низким частотам, так же 2 сигнала показали полное отсутствие энергии в некоторых участках.

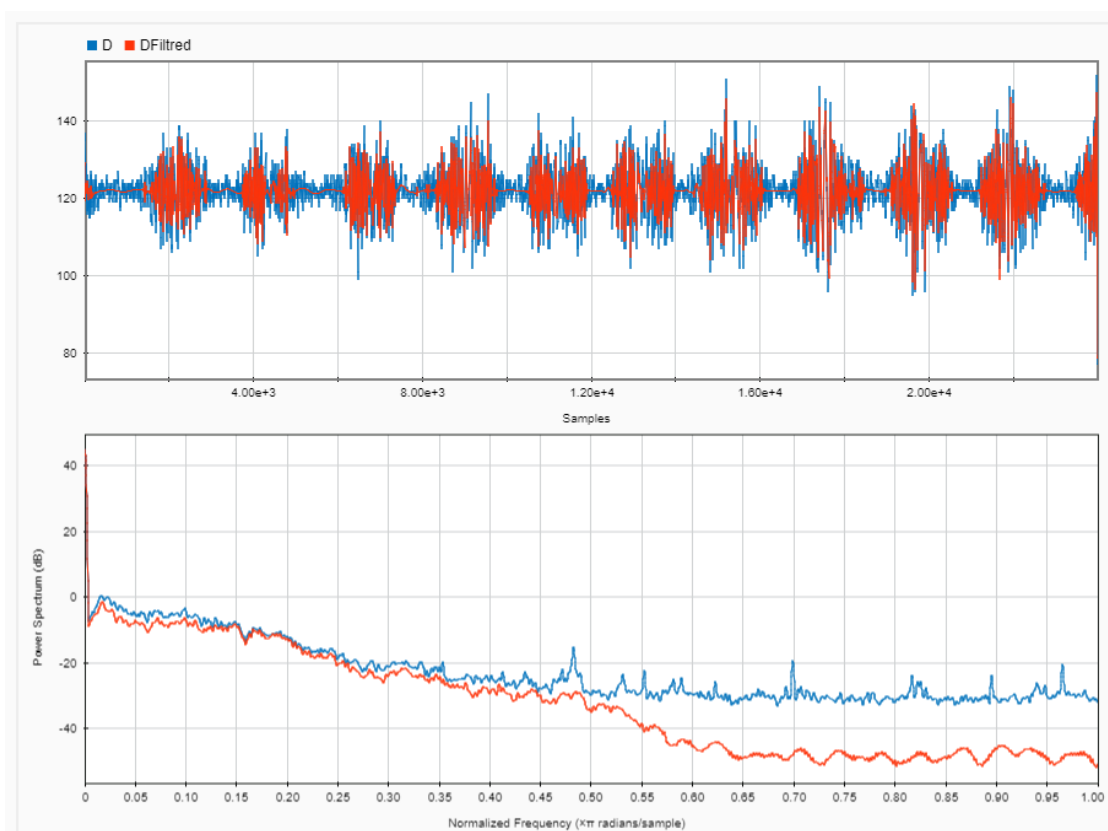


Рисунок 4.5 – Хлопки ладоней

Хлопки ладоней (рисунок 4.5) имеют в спектре Фурье самые высокие частоты среди всех просматриваемых сигналов.

а)

б)

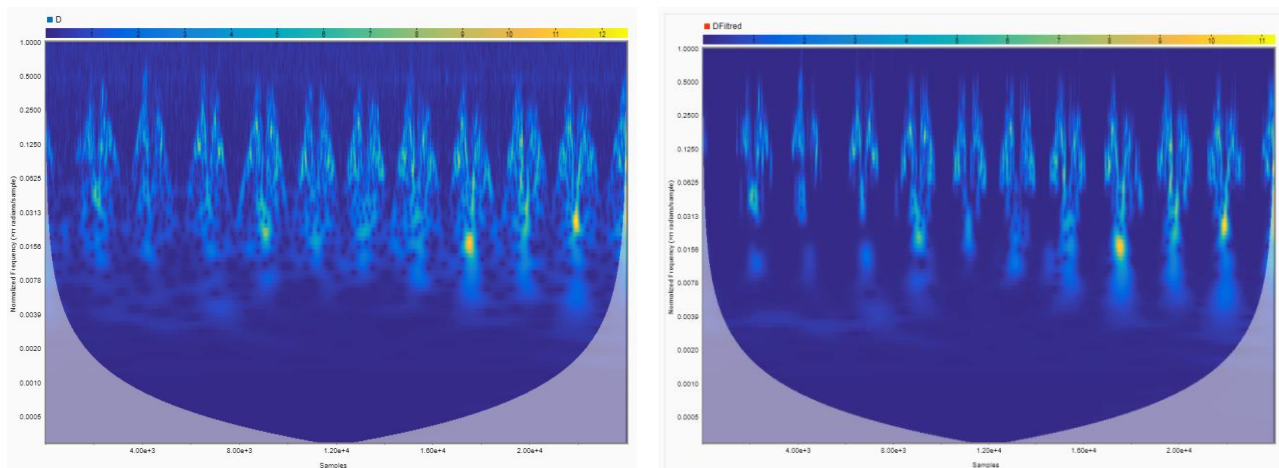


Рисунок 4.6 – Скалограммы сигналов, представленных на рисунке 4.5 а) без наложения фильтра; б) после фильтрации

Как видно на рисунке 4.6 по результатам фильтрации помимо шума была также отфильтрована большая часть энергии просматриваемых периодов сигнала. Таблицы 4.6, 4.7 описывают эти отношения.

Таблица 4.7 – Отношение энергии на советующей вейвлет-пакетному разложению частоте к сигналу до разложения, для радиолокационных сигналов при хлопках в ладони

Нормализованная центральная частота вейвлета	Отношение энергии для первого сигнала	Отношение энергии для второго сигнала	Отношение энергии для третьего сигнала	Отношение энергии для четвертого сигнала	Отношение энергии для пятого сигнала
0.093	9	0	1	12	0
0.156	5	4	6	51	5
0.218	1	5	4	53	5
0.281	1	7	1	34	6
0.343	5	0	4	91	3
0.406	3	1	8	64	2
0.468	7	3	6	96	9

Таблица 4.7 – Отношение энергии на советующей вейвлет-пакетному разложению частоте к сигналу до разложения, для отфильтрованных радиолокационных сигналов при хлопках в ладони

Нормальная центральная частота вейвлета	Отношение энергии для первого сигнала	Отношение энергии для второго сигнала	Отношение энергии для третьего сигнала	Отношение энергии для четвертого сигнала	Отношение энергии для пятого сигнала
0.093	0.851	0.854	0.886	0.91	0.884
0.156	0.130	0.078	0.082	0.07	0.092
0.218	0.016	0.047	0.025	0.01	0.019
0.281	0.001	0.017	0.004	0.00	0.003
0.343	0.000	0.001	0.000	0.00	0.000
0.406	0.000	0.000	0.000	0.00	0.000
0.468	0.000	0.001	0.000	0.00	0.000

Значения коэффициентов из таблиц 4.6, 4.7 показывают наименьший разброс значений, следовательно, коэффициент корреляции для различных хлопков ладоней должен иметь наибольшее значение.

Последним записанным сигналом было перебирание двумя пальцами (рисунок 4.6), предположительно это самый сложный жест, в связи с непрерывным движением двух пальцев, которые в свою очередь движутся в противоположных направлениях.

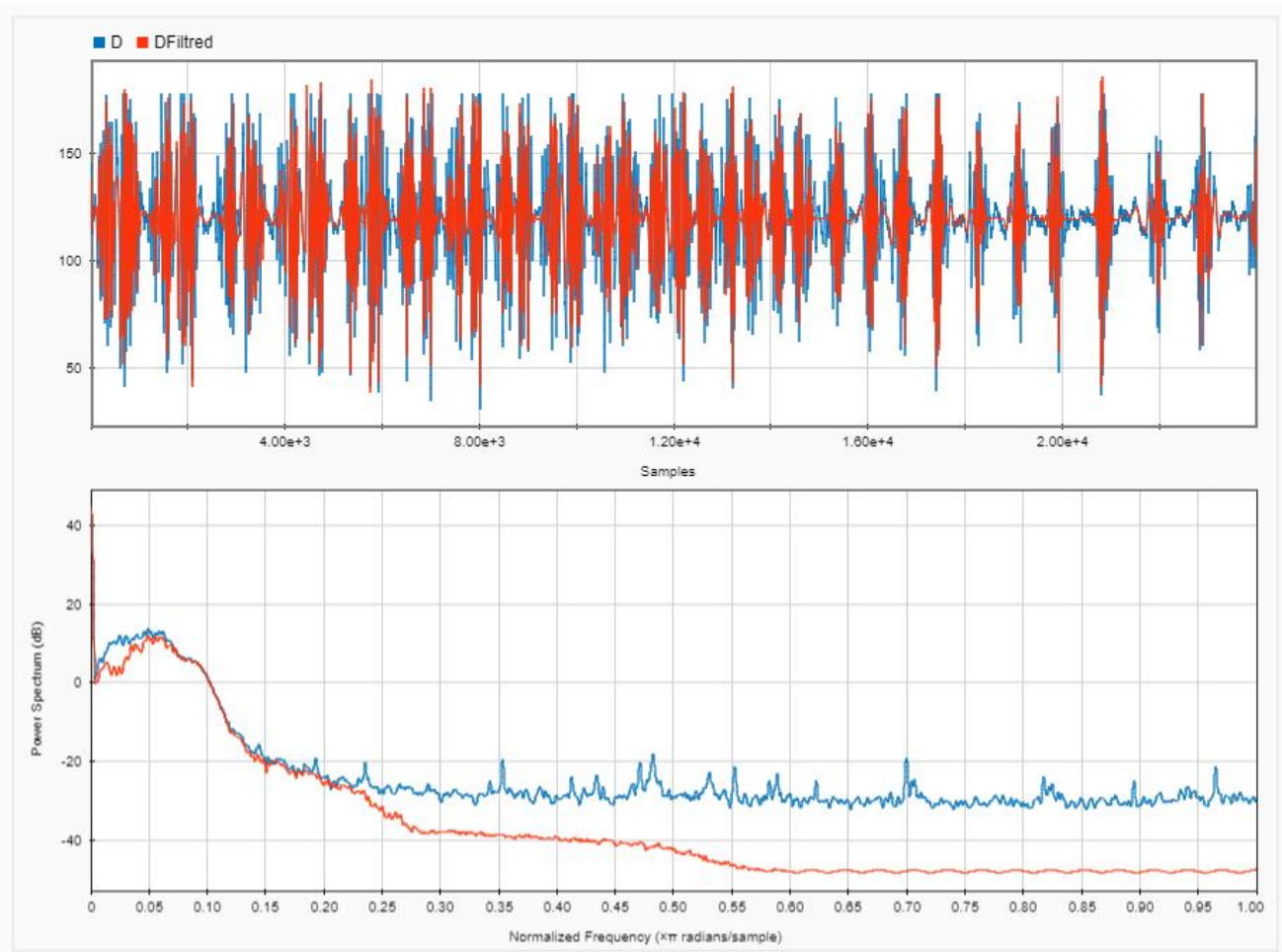


Рисунок 4.7 – Перебирание двумя пальцами

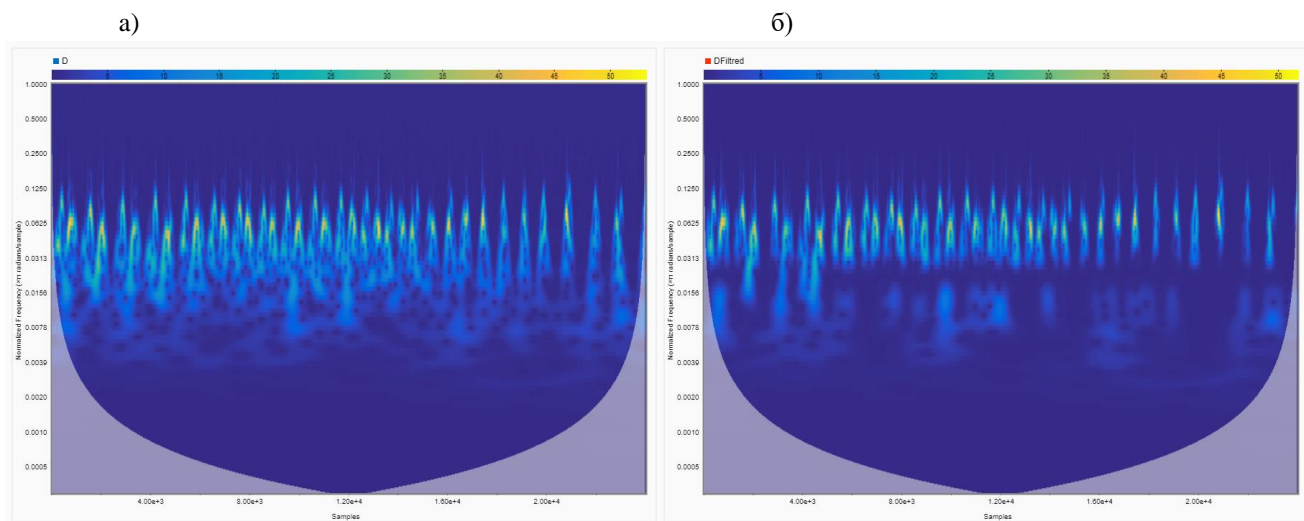


Рисунок 4.8 – Скалограммы сигналов, представленных на рисунке 4.5 а) без наложения фильтра; б) после фильтрации

Радиолокационные сигналы характеризующие движения двух пальцев представлены в таблицах 4.7, 4.8.

Таблица 4.7 – Отношение энергии на советующей вейвлет-пакетному разложению частоте к сигналу до разложения, для радиолокационных сигналов при перебирании двумя пальцами

Нор ма центрально й частоты вейвлета	Отн ошение энергии для перво го сигнала	Отно шение энергии для второ го сигна ла	Отно шение энергии для треть его сигна ла	Отн ошение энергии для чет вертого сиг нала	Отно шение энергии для пято го сигн ала
0.093	0	5	3	66	1
0.156	7	7	8	03	3
0.218	6	1	1	58	7
0.281	3	3	7	25	2
0.343	6	2	6	17	8
0.406	8	0	8	17	7
0.468	0	3	7	13	3

Таблица 4.8 – Отношение энергии на советующей вейвлет-пакетному разложению частоте к сигналу до разложения, для отфильтрованных радиолокационных сигналов при перебирании двумя пальцами

Нор ма центрально й частоты вейвлета	Отн ошение энергии для перво го сигнала	Отно шение энергии для второ го сигна ла	Отно шение энергии для треть его сигна ла	Отн ошение энергии для чет вертого сиг нала	Отно шение энергии для пято го сигн ала
0.093	2	4	9	74	8
0.156	9	9	7	96	6

0.218	0.011	0.003	0.008	0.00	0.016
1	0	4	55	6	
0.281	0.001	0.001	0.002	0.00	0.002
7	9	1	46	8	
0.343	0.000	0.001	0.000	0.00	0.000
8	6	4	43	8	
0.406	0.000	0.001	0.000	0.00	0.000
7	6	3	43	7	
0.468	0.000	0.001	0.000	0.00	0.000
6	6	3	43	7	

Отношение распределения энергии по частотам в данном случае (таблица 4.7, 4.8), наиболее близко к щелчкам пальцами (таблица 4.4, 4.5). Фильтрация только выровняла данные по отношению к другим типам сигналов, обрезав высокочастотные составляющие.

Так же были произведены измерения характеристики радиолокационного сигнала при отсутствии целевого движения, один из примеров шума представлен на рисунке 4.9.

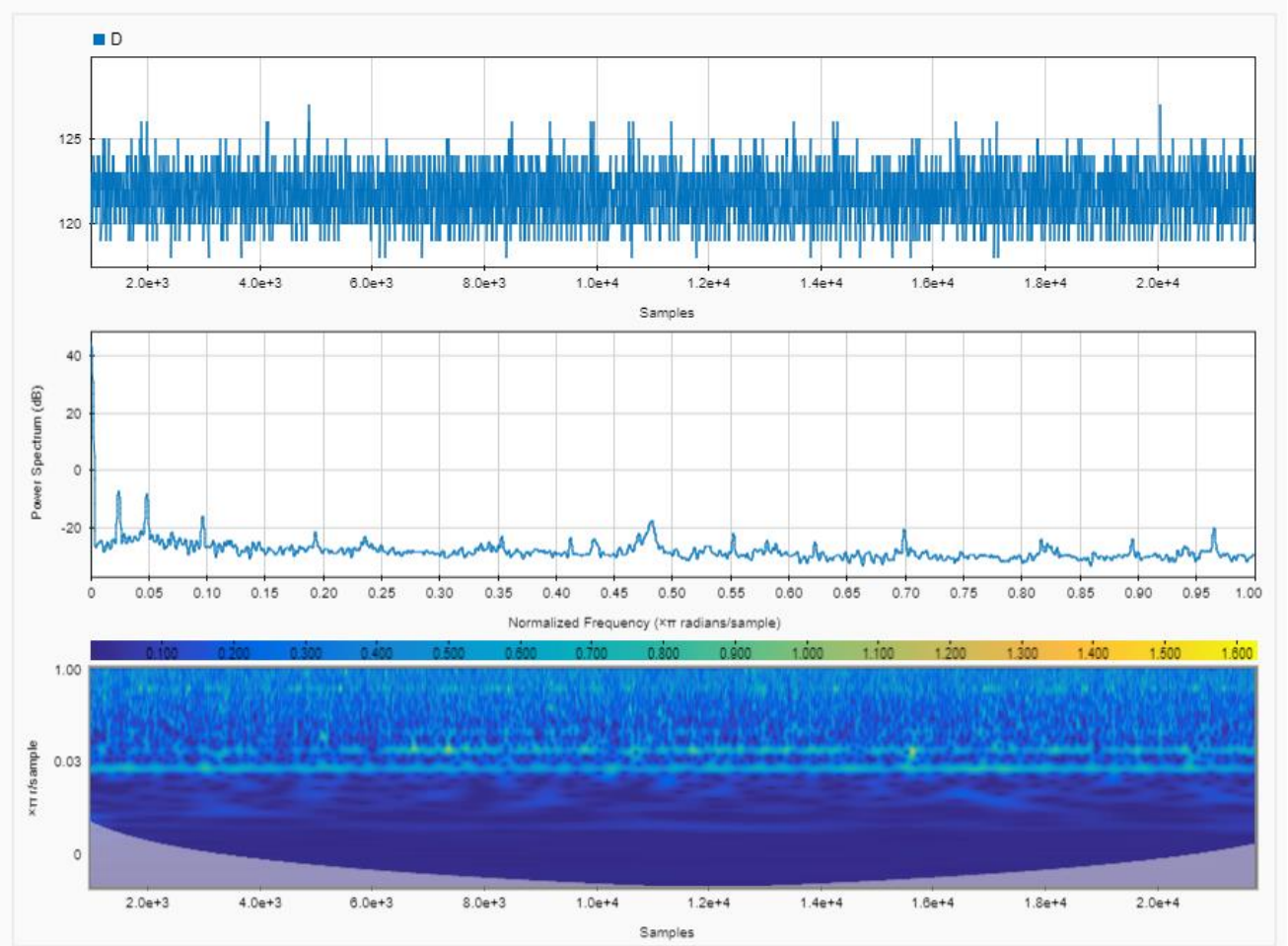


Рисунок 4.9 – Отсутствие движения

Скалограмма шумовой составляющей (рисунок 4.9) демонстрирует, распределение шума во всей полосе частот. Для распознавания отсутствия движения были выделены отношения распределяемой на частотные полосы энергии по аналогии с сигналами, описывающими наличие движения.

Таблица 4.8 – Отношение энергии на соответствующей вейвлет-пакетному разложению частоте к сигналу до разложения, для отфильтрованных радиолокационных сигналов при перебирании двумя пальцами

Нормальная центральная частота вейвлета	Отношение энергии для первого сигнала	Отношение энергии для второго сигнала	Отношение энергии для третьего сигнала	Отношение энергии для четвертого сигнала	Отношение энергии для пятого сигнала
0.093	0.183	0.187	0.171	0.19	0.171
6		0	8	02	2
0.156	0.156	0.162	0.155	0.14	0.142
2		5	1	57	1
0.218	0.209	0.192	0.206	0.18	0.200
3		4	2	23	4
0.281	0.130	0.140	0.149	0.16	0.161
3		4	3	85	6
0.343	0.104	0.100	0.102	0.10	0.112
1		5	7	68	1
0.406	0.107	0.099	0.095	0.10	0.088
7		3	3	47	8
0.468	0.108	0.117	0.119	0.10	0.124
8		9	7	18	0

Результаты оценки энергии шума (таблица 4.8) подтверждают, что шум распределен равномерно на всех временных, и частотных интервалах.

Для лучшей наглядности были построены гистограммы распределения отношения энергии для каждого типа движения, включая участки без движения (рисунок 4.9).

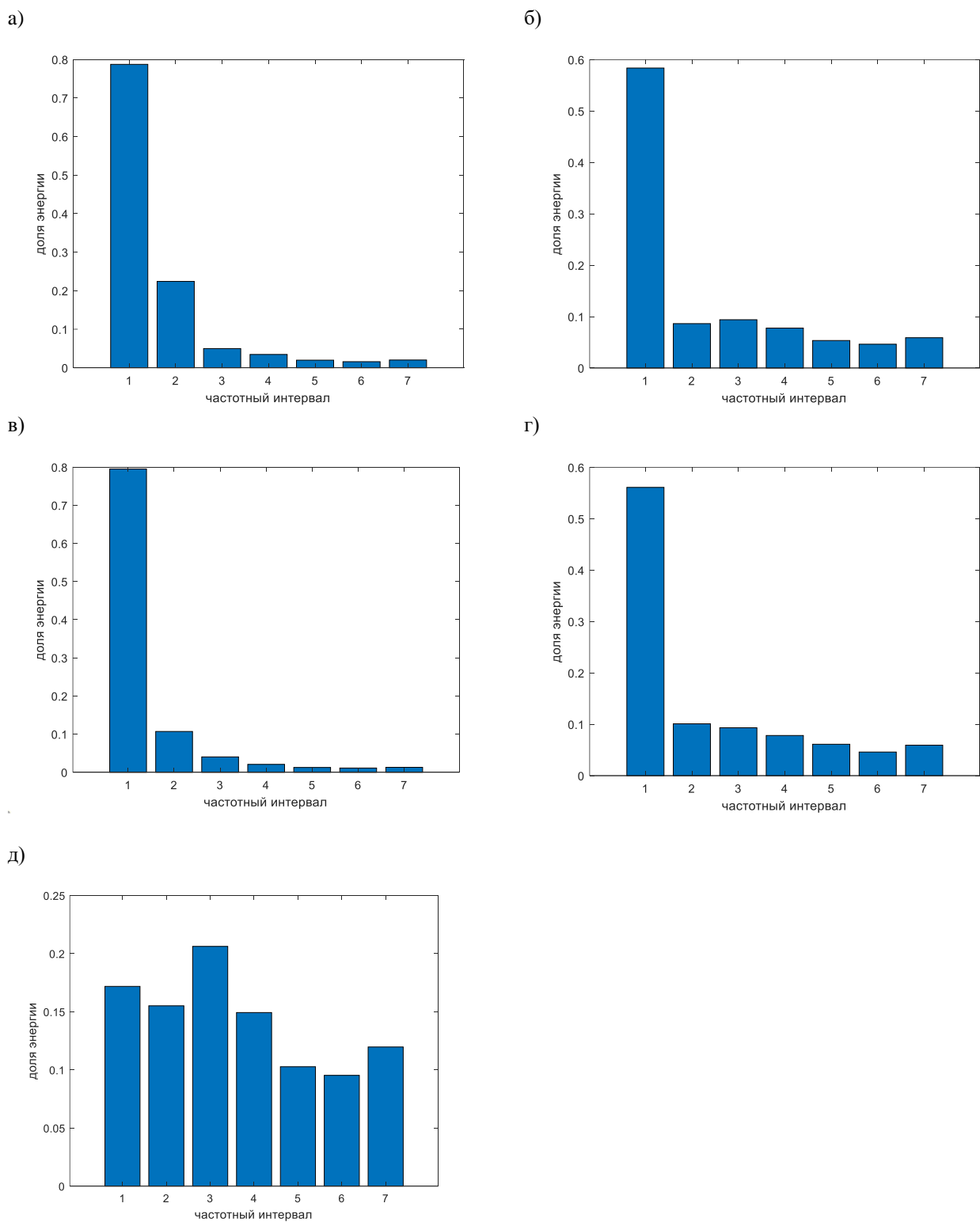


Рисунок 4.9 – Гистограммы распределения энергии для средних значений выборки из пяти сигналов различных типов: а) приближение и удаление ладони; б) щелчки пальцами; в) хлопки; г) перебирание двумя пальцами; д) отсутствие движения

Исходя из полученных значений, было решено провести сравнительный анализ распределения энергии посредством расчета коэффициентов корреляции Пирсона (4.1):

(4.1)

где x и y – сигналы, коэффициенты которых характеризуют длительность и текущий номер отсчета, n – длина столбца, μ_x и μ_y математическое ожидание определяемое из выражений (4.2-4.3):

(4.2)

(4.3)

Коэффициенты корреляции рассчитаны для каждого набора значений относительной доли энергии каждого однотипного сигнала, после чего было рассчитано математическое ожидание для коэффициентов корреляции однотипных сигналов:

- Для приближения и удаления ладони: 0.6564
- Для щелчков пальцами: 0.7963
- Для хлопков: 0.6374
- Для перебирания двумя пальцами: 0.8386
- Для шума, при отсутствии движения: 0.1368

Для отфильтрованных коэффициентами вейвлет функции сигналов коэффициенты корреляции долей энергии принимают следующие значения:

- Для приближения и удаления ладони: 0.9326
- Для щелчков пальцами: 0.9824
- Для хлопков: 0.5993
- Для перебирания двумя пальцами: 0.5275
- Для шума, при отсутствии движения: 0.0932

Из полученных значений следует, коэффициенты корреляции по долям энергии различных типов сигналов малы для успешной классификации по типам движений, однако равномерность распределения шума позволяет сигнализировать о наличии признака движения. Как показывают статистические данные, энергия шума равно распределена на всех частотах декомпозированного сигнала, что позволяет выставить порог. Из рисунка 4.9 следует, что математическое ожидание шума, в сигналах с отсутствием движения, сосредоточено в районе 3-4 полосы частот. В то время, как основная доля энергии характеризующих движения сигналов сконцентрирована в 1 полосе частот.

Это позволяет установить пороговое значение, которое было определено средним значением для коэффициента доли энергии согласно второму частотному интервалу вейвлет-пакетной декомпозиции различных типов движения, где в случае превышения коэффициента 0,37 можно со 100% вероятностью судить о наличии признака движения.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе выполнения выпускной квалификационной работы исследовались возможности распознавания признаков движущихся объектов с использованием феномена микро-Доплера. В частности, целью работы было создание устройства способного распознать наличие движения по радиолокационным сигнальным откликам. Для выполнения задач было разработано устройство, состоящее из ряда компонентов, служащее для предоставления информации о сигнале с радиолокационного модуля на последовательный порт ПК, а также проведён анализ методов спектральной обработки сигналов. Как выяснилось, преобразование Фурье не могло удовлетворить поставленной задачи, в связи с чем был проведён анализ вейвлет функций. Было установлено, что методика непрерывного вейвлет разложения на одном уровне масштаба влечет к потерям сигналов с низкочастотной составляющей, которая в свою очередь является основой радиолокационного сигнала.

Как выяснилось, методика вейвлет-пакетной декомпозиции сигнала дала лучшие результаты, благодаря чему появилась возможность визуально различать различные жесты. При выборке из пяти сигналов, для четырех различных жестов, которые в свою очередь были разложены на восемь уровней по частоте были выделены два коэффициента. А именно количество общей энергии на данном частотном уровне, и отношение энергии частотного уровня к сумме энергии всего сигнала до декомпозиции. Анализ данных коэффициентов привел к неоднозначным выводам. Так как длительность различных жестов различна, то объективно судить о количестве энергии на интервале не представляется возможным. Отношение долей энергии в частотных интервалах, позволяет со 100% вероятностью определить признак движения, однако малые различия долей энергии при различных движениях позволяют классифицировать верный сигнал только в 30% случаях. Коэффициент корреляции долей энергии

различных сигналов, указывает на некоторую, но недостаточную для распознавания различных жестов сходимости.

Следует заметить, что планируются дальнейшее исследование задачи, которое будет включать использование более совершенных радиолокационных модулей способных различать приближение и удаление объекта от источника, а также планируется производить анализ скалограмм, по аналогии с изображениями, выявляя точки градиентов.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Moeness G. Amin. Radar for indoor monitoring [Текст] // Moeness G. Amin. – New York: Taylor & Francis Group – 2018. – 381 P. 21.
2. Victor C. Chen. Micro-Doppler Effect in Radar: phenomenon, model, and simulation study [Текст] / Victor C. Chen, Fayin Li, Shen-Shyang Ho, Harry Wechsler // IEEE Transaction on aerospace and electronic systems. – 2006. – Vol. 42, № 1. – P. 1-19.
3. Boulic, R. A global human walking model with real-time kinematic personification [Текст] / R.N. Boulic, N. Thalmann, D. Thalmann // The visual computer. – 1990. – Vol. 6, № 6. – P. 344–358.
4. Травин, М.Г. Вейвлеты для инженеров [Текст] // М.Г. Травин, В.М. Терешко, Г.А. Травин – Белгород: Политекра – 2007. – С. 156-160
5. Логвинов, А.М. Алгоритмы оценки мгновенной частоты в беспроводных сетях датчиков / А.М. Логвинов, Ю.Е. Поленова, М.Г.Травин // Информационно-телекоммуникационные технологии. – 2009. – №9(64). – С. 1-7.
6. Цуканов Ю. В. Научно – техническое руководство по цифровой обработке сигналов // Научно – технический центр по электронным компонентам и современным технологиям; «АВТЭКС» Санкт – Петербург, 2013. – 12 с. [Электронный ресурс]. Систем. требования: Adobe Acrobat Reader. – URL: <http://www.autex.spb.ru> (дата обращения: 15.04.2019).
7. Иванов, М. Т. Теоретические основы радиотехники: учебное пособие [Текст] // М. Т. Иванов, А. Б. Сергиенко, В. Н. Ушаков; под ред. В. Н. Ушакова – М.: Высшая школа – 2008. – С. 306

8. Одиноченко Н.М. Использование алгоритмов быстрого преобразования Фурье и адаптивного взвешивания при обработке радиолокационных сигналов

9. Манойлов, В.В. Получение и обработка информации аналитических приборов [Текст] // В.В. Манойлов, Л.В. Новиков. – СПб: Университет ИТМО – 2014. С. 176

10. Сайфуллин, Р.Т. Вейвлет-анализ в обработке сигналов аналитических приборов [Текст] // Р.Т. Сайфуллин, А.А. Наумов / Известия Самарского научного центра Российской академии наук. – 2016. – Т.1, №1(2). – С. 2-5.

11. Асшатов, Р.А. Обоснование выбора материнского вейвлета непрерывного вейвлет-преобразования для анализа речевых сигналов [Текст] / Р.А. Асшатов, А.Н Голубинский. // Наука и современность: сборник материалов XIX Международной научно-практической конференции: Новосибирск, – 2012. – №2. – С. 3-6.

12. Яковлев, А.Н. Введение в вейвлет-преобразования [Текст] // А.Н. Яковлев / Учебное пособие: Новосибирск, – 2003. – С. 11-14.

13. Дворников, С.В. Метод распознавания радиосигналов на основе вейвлет-пакетов [Текст] // С.В. Дворников, А.М. Сауков / Научное приборостроение. – 2004. – Т. 14, №1. – С. 85-93.

14. Постников Е.Б. Вейвлет-преобразование с вейвлетом Морле: методы расчета, основанные на решении диффузионных дифференциальных уравнений [Текст] // Е.Б. Постников / Компьютерные исследования и моделирование. –2009. –Т. 1, №1. – С. 5-12.

15. MATLAB Documentation. Signal Processing Toolbox , [Электронный ресурс] // [http://www.mathworks.com/Wavelet signal denoising](http://www.mathworks.com/Wavelet%20signal%20denoising). –Режим доступа: <https://de.mathworks.com/wavelet/ref/wdenoise.html#d117e96229> / (дата

о

б

р

а

щ

е