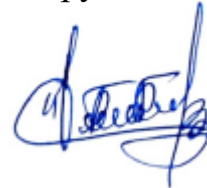


Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования «Южно-Уральский государственный университет
(национальный исследовательский университет)»

На правах рукописи



Саидов Бехруз Бадридинович

ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ
ЭЛЕКТРОКАРДИОСИГНАЛОВ В УЛЬТРАЗВУКОВЫХ
ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВАХ

Специальность 2.3.1 – системный анализ, управление и обработка
информации, статистика

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, профессор
Тележкин Владимир Федорович

Челябинск-2023

ОГЛАВЛЕНИЕ

ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ	4
ВВЕДЕНИЕ	5
ГЛАВА 1. АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ МЕТОДОВ ОБРАБОТКИ	
ЭЛЕКТРОКАРДИОСИГНАЛОВ И ИХ ПРИЕМА-ПЕРЕДАЧИ	
14	
1.1. Характеристики, параметры и особенности электрокардиосигналов	14
1.1.1. Анализ и классификация помех электрокардиосигналов	16
1.2. Анализ методов фильтрации при обработке электрокардиосигналов в условиях шумов и помех	18
1.3. Анализ систем приема-передачи электрокардиосигналов в условиях шумов и помех	30
Выводы по главе 1. Цель и задача исследования	39
ГЛАВА 2. АЛГОРИТМЫ ФИЛЬТРАЦИИ НА ОСНОВЕ ВЕЙВЛЕТ-	
ПОРОГОВОЙ ОБРАБОТКИ ЭЛЕКТРОКАРДИОСИГНАЛОВ	
42	
2.1. Общий подход к фильтрации шума на основе вейвлет-разложения	42
2.2. Разработка алгоритма вейвлет-фильтрации методом пороговой обработки	45
2.3. Выбор оптимальных уровней вейвлет-разложений для повышения эффективности алгоритма фильтрации	50
2.4. Выбор оптимального базиса вейвлет-функции и пороговой обработки электрокардиосигналов.	64
Выводы по главе 2	75
ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО	
УЛЬТРАЗВУКОВОГО УСТРОЙСТВА ДЛЯ ПРИЁМО-ПЕРЕДАЧИ	
И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ	
76	
3.1. Разработка ультразвукового устройства для проведения экспериментальных исследований	76
3.2. Математическая модель ультразвукового устройства при амплитудной модуляции сигнала	80

3.3. Разработка и экспериментальные исследования ультразвукового устройства приема-передачи информации	86
Выводы по главе 3	90
ГЛАВА 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ АЛГОРИТМА ОБРАБОТКИ ЭЛЕКТРОКАРДИОСИГНАЛОВ В УЛЬТРАЗВУКОВЫХ ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВАХ	92
4.1. Разработка алгоритмического обеспечения на основе алгоритмов фильтрации электрокардиосигналов	92
4.2. Исследование алгоритмического обеспечения вейвлет-пороговой обработки электрокардиосигналов в ультразвуковых приемо-передающих устройствах.	96
4.3. Результаты исследования алгоритмического обеспечения в ультразвуковых приемо-передающих устройствах	99
Выводы по главе 4	103
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	104
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	106
ПРИЛОЖЕНИЕ А	127
ПРИЛОЖЕНИЕ Б.....	128
ПРИЛОЖЕНИЕ В. Листинг реализация программного обеспечения.....	130
ПРИЛОЖЕНИЕ Г. Патент на полезную модель № 208045.....	137
ПРИЛОЖЕНИЕ Д. Акты внедрения результатов диссертационной работы	138

ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ

ЭКС – электрокардиосигналы

АЦП – аналого-цифровой преобразователь

МНК – метод наименьших квадратов

РМНК – рекуррентный метод наименьших квадратов

СПИ – системы передачи информации

ФК – фильтр Калмана

УЗ – ультразвук

АМ – амплитудная модуляция

НФ – нелинейные фильтры

ЧСС – частота сердечных сокращений

RFID – radio frequency identification (радиочастотная идентификация)

NFC – near field communication (ближняя радиосвязь)

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования и степень её разработанности

В последнее время наблюдается стремительный рост количества комплексов, систем связи и объемов передаваемой ими информации, что предъявляет жесткие требования как к способам передачи информации, так и к методам ее обработки. Развитие микроэлектроники, создание элементной базы с очень большой степенью интеграции, миниатюризация вычислительной техники привели в последнее время к широкому использованию цифровых технологий при передаче и обработке информации в радиотехнических, телеметрических системах и системах связи [78].

Для передачи информации в процессе обработки в аппаратно-программных комплексах используются беспроводные сети связи на основе радиоволн, но в некоторых случаях, особенно в диагностически сложных случаях (заболевания, патологии сердечно-сосудистой системы, исследования сигналов мозга человека), это может быть недопустимо, так как в процессе передачи информации могут создаваться помехи для чувствительного электронного оборудования, или могут возникать проблемы с искажением передаваемой важной диагностической информации. В отмеченных случаях важно исключение электромагнитных наводок на медицинскую аппаратуру и уменьшение воздействия помех на амплитудные и временные параметры сигналов.

Поэтому, возможность и эффективность использования беспроводных сетей связи на основе ультразвуковых (УЗ) технологий обуславливаются такими основными ее потребительскими показателями, как качество информации (своевременность, полнота, точность, достоверность, новизна, ценность, полезность), то есть исключаются искажающие факторы, вносимые при использовании беспроводных сетей связи на основе радиоволн при передаче важной диагностической информации.

Результаты исследований по использованию ультразвукового канала связи нашли свое отражение в зарубежных работах Tian, D. Yang, D. Jiang, W. Wright, W.M.D. Lin, Y.C. Chiang, M.C. Chen, J.H. Li, C. Hutchins, D.A. Green, R.J. Chen, X. Fulin, Y. Hornych, Y. Toledo, J.C. Wang, B.Yi, Saniie, W.J. Ens, J.A. Reindl, L.M. Janson, T. Schindelbauer, C. Cunningham, M.T. Lawry, T.J. Wilt, K.R. Ashdown, J.D. Scarton, H.A. Saulnier G.J. и других авторов, труды посвящены ультразвуковым системам связи при передаче данных.

Компания Sonarax в Израиле предложила протокол для передачи данных с помощью ультразвука. Преимущество данной системы в том, что на основе ультразвуковой связи можно работать без конфликтов с существующей аудиоаппаратурой. По словам специалистов Sonarax, ее технологию могут поддерживать существующие смартфоны и другое подобные устройства – главное, чтобы они были оснащены микрофоном и встроенным динамиком с соответствующими встроенными усилителями.

Японские инженеры из Университета Кейо в Токио продемонстрировали прототип новой технологии передачи данных с помощью ультразвуковых волн. Преимущество технологии в том, что она работает с максимальной направленностью, то есть передатчик может быть направлен на приемник и передавать данные только строго определенному получателю, а другие приемники, даже если они будут работать в том же диапазоне, не получат никаких данных. Из работ специалистов следует, что ультразвуковая технология позволяет обрабатывать практически любые цифровые данные – фото, видео, музыку, офисные документы и имеет достаточно высокую скорость передачи.

Ц. Матиас, А. Ринго и Ф. Таурер при Институте CreativeMedia/Technologies, Университета прикладных наук Санкт-Пельтена (UAS), Австрия, разработали протокол связи с открытым исходным кодом для ультразвуковой связи под названием SoniTalk. SoniTalk представляет собой

недорогую альтернативу Bluetooth и другим коммуникационным технологиям радиосвязи, таким как RFID (радиочастотная идентификация) и NFC.

Возникает потребность передачи информации по ультразвуковой системе связи в медицине, но при этом, несмотря на многочисленные исследования, представленные в зарубежных работах, ультразвуковые системы связи для передачи электрокардиосигналов в медицине не рассмотрены.

В связи с этим построение телекоммуникационной системы для эффективной передачи с высокой точностью без искажения электрокардиосигналов (ЭКС), а также разработка алгоритмов для исключения влияния помех на амплитудные и временные параметры сигналов при регистрации электрокардиосигналов, является актуальной задачей в совершенствовании методов обработки информации в медицинской технике.

В ходе работы над диссертацией осуществлена разработка ультразвуковых приемо–передающих устройств, которые позволяют повысить эффективность передачи ЭКС в ультразвуковых каналах связи с высокой точностью, а также обеспечивать достоверность передаваемой информации без искажения.

При регистрации ЭКС воздействуют помехи на амплитудные и временные параметры сигналов, которые приводят к недостоверности анализа параметров электрокардиосигналов. Поэтому в канале связи нужна предварительная обработка. Под каналом приемо-передающего тракта понимается физический путь от источника-передатчика информации к потребителю. При этом должны быть разработаны алгоритмы обработки сигналов, которые должны обеспечивать высокую точность и достоверность электрокардиосигналов. Одним из наиболее мощных и при этом гибких способов обработки электрокардиосигналов является вейвлет-обработка. В диссертации представлено алгоритмическое обеспечение на основе разработанных алгоритмов с применением вейвлет-обработки, которые обладают высокими характеристиками по скорости и качеству обработки и позволяют автоматизировать процессы обработки электрокардиосигналов.

Цель работы и задачи исследования

Цель работы: исследование и разработка алгоритмов обработки информации для повышения эффективности передачи электрокардиосигналов в ультразвуковом приеме–передающем устройстве.

Для достижения поставленной цели потребовалось решить следующие **основные задачи:**

1. Выполнить анализ методов обработки электрокардиосигналов и способов их приема-передачи.

2. Исследовать и разработать алгоритмы фильтрации на основе вейвлет-пороговой обработки электрокардиосигналов.

3. Разработать критерий оценки процесса фильтрации электрокардиосигналов с целью повышения эффективности алгоритма фильтрации.

4. Разработать ультразвуковое устройство, обеспечивающее эффективную приёмо-передачу электрокардиосигналов в каналах связи.

5. Разработать алгоритмическое обеспечение для повышения эффективности обработки электрокардиосигналов.

6. Выполнить экспериментальные исследования разработанных алгоритмов в ультразвуковом приеме–передающем устройстве.

Предметом исследования являются методы и алгоритмы обработки электрокардиосигналов в ультразвуковом приеме–передающем устройстве.

Научная новизна работы заключается в следующем:

1. Предложен комплексный критерий оценки эффективности работы алгоритма обработки электрокардиосигналов на основе показателя отношения сигнал/шум и минимаксного критерия, который минимизирует максимально возможное значение взаимной корреляции сигналов на входе и выходе канала приема – передачи электрокардиосигналов.

2. Предложен способ пороговой обработки коэффициентов фильтрации электрокардиосигналов от шумов и помех, поскольку выбор оптимального порога и пороговой функции является необходимым этапом при обработке

электрокардиосигналов. Оптимизация в работе выполнена за счёт выбора наилучшей пороговой функции, минимизирующей ошибку фильтрации с помощью разработанного комплексного критерия.

3. Разработаны алгоритмы обработки электрокардиосигналов на основе вейвлет-пороговой обработки коэффициентов разложения, что позволяет эффективно удалять помехи в канале приемо-передачи электрокардиосигналов.

4. Предложен вариант развития системы связи в виде ультразвукового канала приёма – передачи нестационарных сигналов, у которых амплитуда, частота и фаза изменяются случайным образом в условиях шумов и помех.

5. Предложена математическая модель разработанного ультразвукового устройства при подаче амплитудно-модулированного напряжения на нелинейные ультразвуковые датчики, имеющих степенную аппроксимацию в виде полинома с тригонометрическими функциями.

6. На основе предложенных алгоритмов обработки электрокардиосигналов разработано новое алгоритмическое обеспечение, предназначенное для повышения эффективности обработки электрокардиосигналов в ультразвуковом канале связи.

Теоретическая значимость работы заключается в следующем:

-предложен комплексный критерий оценки эффективности работы алгоритма обработки электрокардиосигналов на основе показателя отношения сигнал/шум и минимаксного критерия, который минимизирует максимально возможное значение взаимной корреляции сигналов на входе и выходе канала приема–передачи электрокардиосигналов;

-предложен способ пороговой обработки коэффициентов фильтрации ЭКС от шумов и помех, поскольку выбор оптимального порога и пороговой функции является необходимым этапом при обработке электрокардиосигналов. Оптимизация в работе выполнена за счёт выбора наилучшей пороговой функции, минимизирующей ошибку фильтрации с помощью разработанного комплексного критерия;

-разработки алгоритмов обработки электрокардиосигналов на основе на основе вейвлет-пороговой обработки коэффициентов разложения, что позволяет эффективно удалять помехи в канале приемо-передачи электрокардиосигналов;

-предложена математическая модель разработанного ультразвукового устройства при подаче амплитудно-модулированного напряжения на нелинейные ультразвуковые датчики.

Практическая значимость работы состоит в создании программно-аппаратного комплекса с использованием ультразвука, в котором реализованы разработанные методы и алгоритмическое обеспечение для эффективной фильтрации помех в канале связи. Данный программно-аппаратный комплекс прошел экспериментальное исследование и был внедрен при выполнении инициативной НИР в деятельности ООО "УРАЛ-ПОЛИМЕР-ЛАК" (г. Челябинск) и в ФГБУ «Федеральный Центр сердечно-сосудистой хирургии» Министерства здравоохранения Российской Федерации (г. Челябинск). Внедрение программно-аппаратного комплекса на практике позволило улучшить качество и уменьшить время обследования населения.

Методология и методы исследования. Для решения поставленных задач использовались методы фильтрации сигналов, их цифровой обработки и спектрального анализа. Для моделирования и обработки сигналов был применен высокоуровневый язык и интерактивная среда для программирования, численных расчетов и визуализации результатов расчета в MATLAB.

Основные положения, выносимые на защиту:

1.Комплексный критерий оценки эффективности работы алгоритма обработки электрокардиосигналов.

2.Способ пороговой обработки коэффициентов фильтрации электрокардиосигналов от шумов и помех.

3.Алгоритмы обработки электрокардиосигналов на основе вейвлет-пороговой обработки коэффициентов.

4.Схема функционирования элементов разработанного ультразвукового устройства канала приёма–передачи нестационарных сигналов в условиях шумов и помех.

5.Математическая модель разработанного ультразвукового устройства при подаче амплитудно-модулированного напряжения на нелинейные ультразвуковые датчики.

6.Алгоритмическое обеспечение, предназначенное для повышения эффективности обработки электрокардиосигналов в ультразвуковом канале.

Достоверность результатов работы подтверждена математическими расчетами и компьютерным моделированием в программной среде Matlab и результатами экспериментальных исследований, которые проводились в учебно-производственной лаборатория электроники (FabLab), ФГАОУ ВО «Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет)». Предложенный автором программно-аппаратный комплекс используется в деятельности ООО "УРАЛ-ПОЛИМЕР-ЛАК" (г. Челябинск) и в ФГБУ «Федеральный Центр сердечно-сосудистой хирургии» Министерства здравоохранения Российской Федерации (г. Челябинск), что подтверждаются соответствующими актами внедрения.

Апробация результатов работы. Основные результаты диссертационной работы были доложены на следующих конференциях и семинарах:

- Радиолокация, навигация, связь, XXV Международной научно-технической конференции, (г. Воронеж, 2019 г.);
- III Научный форум телекоммуникации: теория и технологии ТТТ-2019: материалы XVII Международной научно-технической конференции «Физика и технические приложения волновых процессов», (г. Казань, 2019 г.);
- Всероссийская межведомственная научно-техническая конференция, посвященная теоретическим и прикладным проблемам развития и

совершенствованию автоматизированных систем управления специального назначения, (г. Москва, 2020 г.);

- Международная научно-техническая конференция «Автоматизация», (г. Сочи, 2020 г.);
- Глобальная конференция по умной индустрии (г. Челябинск, 2020 г.);
- Международная мульти-конференция по промышленному инжинирингу и современным технологиям, (г. Владивосток, 2020 г.);
- Международная научно-практическая конференция: Предиктивный характер научных исследований и практика их реализации в условиях глобального кризиса в экономике и обществе, (г. Санкт-Петербург, 2020 г.);
- Научный семинар в рамках международной научно-технической конференции «Автоматизация», (г. Сочи, 2020 г.);
- I Международная научно-практическая конференция «Инфокоммуникационные технологии: актуальные вопросы цифровой экономики», (г. Екатеринбург, 2021 г.);
- Международная научно-техническая конференция Пром-Инжиниринг, (г. Сочи, 2021 г.);
- Международная научно-техническая конференция «Автоматизация», (г. Сочи, 2021 г.);
- II Международная научно-практическая конференция «Инфокоммуникационные технологии: актуальные вопросы цифровой экономики», (г. Екатеринбург, 2022)

Публикации. По материалам диссертации опубликовано **18** работ, среди них 5 статей в периодических научных изданиях, рекомендуемых ВАК РФ, 5 статей в зарубежных изданиях, индексируемых наукометрической базой данных Scopus, 1 статья в других периодических научных изданиях. Получен патент на полезную модель.

Основные задачи, решенные в диссертации, соответствуют областям исследования специальности 2.3.1 – «Системный анализ, управление и обработка информации, статистика»:

п. 3: Разработка критериев и моделей описания и оценки эффективности решения задач системного анализа, оптимизации, управления, принятия решений, обработки информации и искусственного интеллекта.

п. 4: Разработка методов и алгоритмов решения задач системного анализа, оптимизации, управления, принятия решений, обработки информации и искусственного интеллекта.

п. 5: Разработка специального математического и алгоритмического обеспечения систем анализа, оптимизации, управления, принятия решений, обработки информации и искусственного интеллекта.

Структура и объем работы. Диссертационная работа состоит из введения, 4-х глав, заключения, списка литературы из 153 источников. Диссертационная работа изложена на 141 страницах и включает 45 рисунков, 6 таблиц и 5 приложений.

ГЛАВА 1. АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ МЕТОДОВ ОБРАБОТКИ ЭЛЕКТРОКАРДИОСИГНАЛОВ И ИХ ПРИЕМО-ПЕРЕДАЧИ

В первой главе приводится аналитический обзор современных методов обработки электрокардиосигналов и их приемо-передачи. Произведен анализ характеристик и параметров электрокардиосигналов, сформулированы требования к методам обработки электрокардиосигналов. Проанализированы современные подходы и методы фильтрации для повышения точности анализа обработки электрокардиосигналов, а также сделан анализ и выбор системы приёмопередающих данных в условиях шумов и помех.

1.1. Характеристики, параметры и особенности электрокардиосигналов

Электрокардиосигнал представляет собой нестационарный и изменяющийся во времени сигнал, в котором интервалы соседних сердечных сокращений меняются со временем. Нормальный цикл сигнала ЭКС представляет собой одиночное сердцебиение, которое всегда состоит из пиков и волн электрокардиосигнала. Промежуток времени от начала одного зубца до начала другого зубца называется интервалом, а расстояние между зубцами – сегментом электрокардиосигнала. На рис. 1.1 показаны эти идентифицированные волны электрокардиосигналов в нормальном цикле. Описание этих волн в электрокардиосигналах также проиллюстрировано ниже.

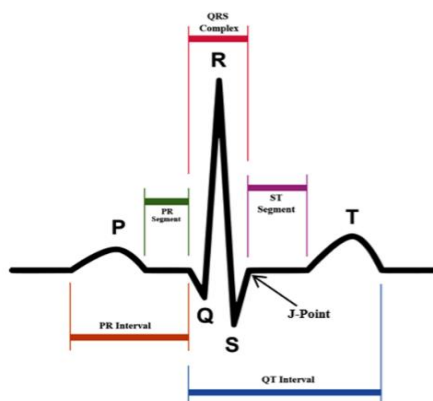


Рис. 1.1. Электрокардиосигнал

Пояснение к рис. 1.1:

1. Комплекс QRS – это центральная и наиболее визуально заметная часть ЭКС, которая представляет основные изменения напряжения ЭКС. Пик с наибольшим напряжением обычно рассматривается как зубец R. Зубец Q – это левая седловая точка рядом с пиком R, а зубец S – правая седловая точка рядом с пиком R.

2. Зубец P – это зубец с меньшей амплитудой по сравнению с зубцом R, который всегда находится с левой стороны комплекса QRS.

3. Интервал PR – это продолжительность, измеряемая между начальной точкой зубца P и началом зубца Q.

4. Зубец T – представляет собой зубец с низкой амплитудой, который всегда находится справа от комплекса QRS.

5. Сегмент ST – это сегмент, который соединяет зубец S и зубец T.

Различия в скорости распространения волнового фронта в сердечном цикле отражаются разным частотным составом волн ЭКС. Содержание зубца T лежит преимущественно в диапазоне от 0 до 10 Гц. Содержание зубца P характеризуется частотами 5–30 Гц. Комплекс QRS обычно содержит частоты в пределах 8–50 Гц [6, 54]. Что касается статистических характеристик, то электрокардиосигнал имеет меняющуюся «статистику» во времени, из-за variability информативных областей и их параметров [93]. При этом информативные участки и их параметры сильно меняются от кардиоцикла к кардиоциклу, а также от биологического объекта к биологическому объекту, что объясняет индивидуальное своеобразие электрокардиосигналов у каждого индивидуума.

В работе [3] показано, что обнаружение S-волны и P-волны представляет собой сложную проблему, поскольку данные содержат много мешающих сигналов, исходящих из окружения, и отличить эти события от истинной P-S волны непросто.

В работе [40] анализируются случайные процессы электроэнцефалограмм во временной области. Однако автором при анализе электроэнцефалограмм не

рассматривается частотная область, а именно в частотной области возможно понять многие причины, ухудшающие целостность электроэнцефалограмм, и устранить их.

Параметры сигнала, изменяющиеся во времени в соответствии с изменениями физиологических процессов в организме человека, являются информативными. Другими словами, эти параметры несут данные об изменении состояния исследуемого объекта или процесса [65, 1]. У электрокардиосигналов информативными параметрами могут быть амплитуда или мощность, частота (период), фаза (временной сдвиг). Обработка электрокардиосигналов проводится в целях выделения в них информативных признаков или определения диагностических показателей. Важный шаг в обработке электрокардиосигналов – фильтрация и устранение искажений сигналов (артефактов) [65].

1.1.1. Анализ и классификация помех электрокардиосигналов

Выделение информативных параметров электрокардиосигналов является нетривиальной задачей, так как на сигнал воздействует множество искажающих факторов, в том числе различного рода помехи [55]. Любое стороннее возмущение, искажающее параметры информационного сигнала, называется помехой [17, 93]. Таким образом, помехи при измерении нестационарных сигналов – это внешние сигналы, искажающие амплитудные и временные параметры самих электрокардиосигналов. Как правило, помехи, возникающие при регистрации электрокардиосигналов, являются аддитивными относительно полезного сигнала и вносят существенные погрешности в выделение из смеси информативных параметров сигналов. Аддитивные помехи часто упоминаются как шум [17, 51]. При разработке алгоритмов фильтрации необходимо учитывать особенности помех и их характерные свойства. Основные помехи можно классифицировать на внутренние и внешние. На рисунке 1.2. представлена схема классификации.

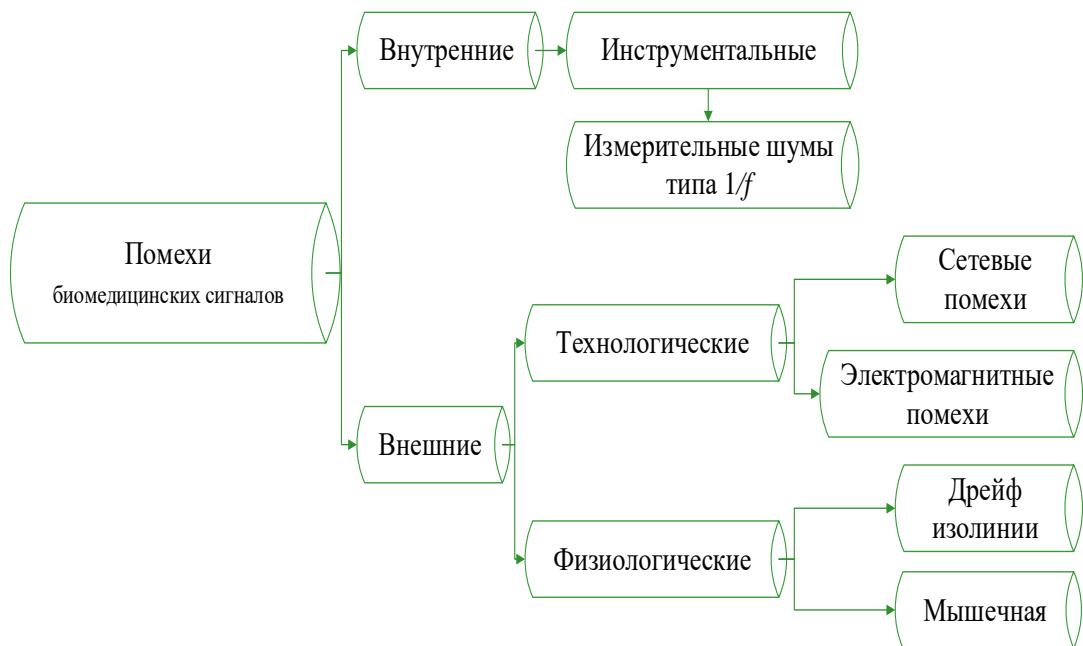


Рис. 1.2. Классификация помех электрокардосигналов

К внутренним источникам помех относят инструментальные шумы, которые возникают внутри самого устройства. К внешним источникам помех относят технологические и физиологические [17, 72]. Обычно к технологическим помехам относятся сетевые и электромагнитные помехи. Сетевыми называются электрические помехи на тракте регистрации нестационарных сигналов (в том числе электрокардосигналов) от подключенных в сеть внешних электрических измерительных приборов. Анализ характеристик электрических помех рассмотрен в ряде работ [134, 55]. Данная помеха носит узкополосный характер детерминированного сигнала, медленно изменяющего гармонику разных фаз с частотой 50 Гц, и является высокочастотной помехой. Воздействие сетевых помех на электрокардосигналы представлено на рисунке 1.3.

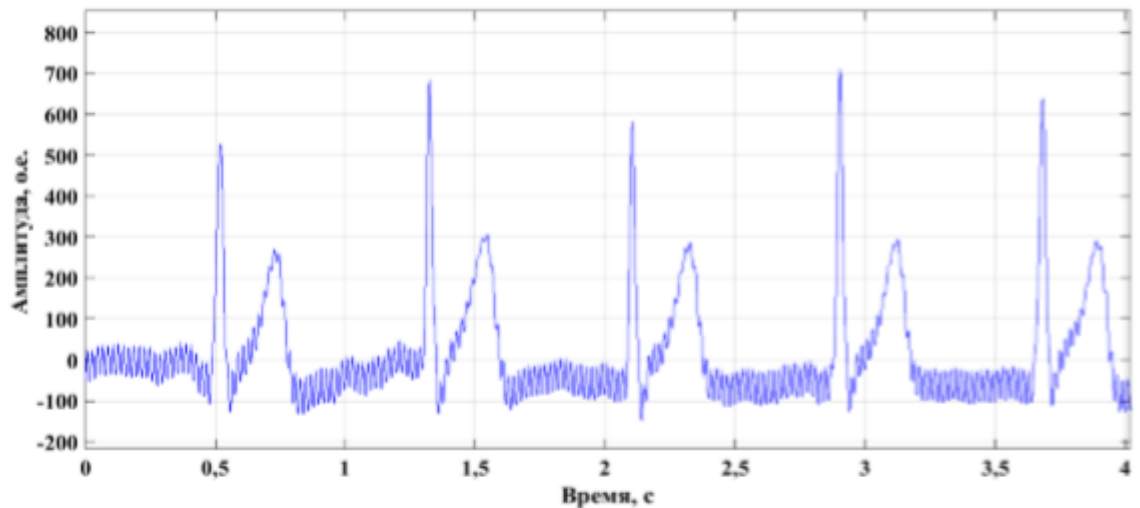


Рис. 1.3. Влияние натурной сетевой помехи на электрокардиосигнал [17]

Электромагнитные помехи обычно возникают из-за линий электропередач и электрооборудования, которое включает хирургические и физиотерапевтические устройства и мобильные телефоны. В Соединенных Штатах это иногда называют помехой 60 циклов (или срабатыванием 60 Гц). Чтобы свести к минимуму помехи от 60 циклов, можно установить диагностический режим монитора нестационарных сигналов с 12 отведениями на 0,05–40 Гц. Электромагнитные помехи, считающиеся высокочастотной помехой, влияющей на информативные параметры сигнала. Для устранения помех от полезных сигналов нужно определить методы и подходы к фильтрации сигналов. Поэтому в следующем разделе будут проведены анализ и классификация существующих методов и подходов к фильтрации для снижения влияния помех на электрокардиосигналы [62, 63].

1.2. Анализ методов фильтрации при обработке электрокардиосигналов в условиях шумов и помех

В настоящее время существует множество подходов для фильтрации помех электрокардиосигналов [17, 78]. На рисунке 1.4. показана схема классификации известных методов устранения помех электрокардиосигналов.



Рис. 1.4. Метод устранения помех для обработки электрокардиосигналов

Линейная фильтрация. Фильтрация – это метод изменения или улучшения обработки электрокардиосигналов. Например, вы можете отфильтровать электрокардиосигналы так, чтобы выделить определенные функции или удалить другие функции [22, 55]. В последнее время для обработки электрокардиосигналов применяются алгоритмы линейной фильтрации [84, 17], которую можно описать в общем виде следующей формулой:

$$y(n) = \sum_{i=1}^I b_i x(n-i) + \sum_{j=1}^J a_j y(n-j) \quad (1.1)$$

где $x(n-i)$ – отсчеты входной последовательности зашумленного сигнала, $y(n-j)$ – отсчеты выходной последовательности обработанного сигнала, b_i и a_j коэффициенты фильтра.

Указанное выражение называется разностным уравнением линейного фильтра. Линейные фильтры, используемые для повышения качества, также могут быть реализованы в частотной области путем изменения с помощью преобразования Фурье исходного изображения и выполнения обратного преобразования Фурье [84]. Преимуществом линейных фильтров является циклическая повторяемость частотных характеристик; стабильность (в отличие от аналогового фильтра функция передачи не зависит от дрейфа характеристик элементов); повторяемость при серийной реализации и высокая идентичность характеристик. К недостаткам линейных фильтров относится сложность работы в режиме реального времени, поскольку расчеты должны быть завершены в течение короткого периода выборки; высокая точность и высокая скорость обработки сигналов требуют не только мощного процессора, но и дополнительных, возможно дорогостоящих, аппаратных средств в виде высокоточных и быстрых ЦАП и АЦП.

Таким образом, можно сделать вывод, что при решении задачи обработки электрокардосигналов линейные фильтры имеют недостаток, который связан со сложностью работы в режиме реального времени, поэтому линейная фильтрация практически трудно реализуема при обработке экспериментальных реальных записей электрокардосигнала.

Адаптивная фильтрация. Адаптивные фильтры – это цифровые фильтры, коэффициенты которых изменяются в целях обеспечения сходимости фильтра к оптимальному состоянию. Критерием оптимизации является функция стоимости, которая чаще всего является средним квадратом сигнала ошибки между выходным сигналом адаптивного фильтра и полезным сигналом [69, 138].

Наиболее распространенной и широко применяемой схемой реализации адаптивного фильтра при обработке сигналов является схема, представленная на рисунке 1.5 [17, 79].



Рис. 1.5. Схема адаптивного фильтра обработки сигналов [124]

Пояснение к рис. 1.5:

1) сигнал на опорном входе $r(t)$ проходит через фильтр для получения отфильтрованного сигнала помехи $y(t)$, который имеет приближенную модель помехи $m(t)$; 2) затем полученный сигнал $y(t)$ вычитается из зашумленного сигнала $x(t)$, представленного на основном входе, для формирования, отфильтрованного электрокардиосигнала $s(t)$; 3) электрокардиосигнал $s(t)$ с помощью обратной связи подается в блок алгоритма адаптации для минимизации установившихся значений ошибки [17].

В качестве алгоритма адаптации широко используются метод наименьших квадратов (МНК) и рекуррентный метод наименьших квадратов (РМНК), а также их различные модификации [17]. Аналитическое выражение перечисленных алгоритмов адаптации, а также их различные модификации для обработки электрокардиосигнала более подробно описаны в работе [93].

Адаптивные фильтры обеспечивают хорошую сходимость, но требуют больших вычислительных затрат. Выбор алгоритма зависит от среды и специфики приложения [127, 124]. Таким образом, можно сделать вывод, что при решении задачи обработки электрокардиосигналов адаптивные фильтры имеют недостаток, который связан со сложностью регистрации записей электрокардиосигнала в опорном канале, поэтому практически нереализуемы при обработке экспериментальных реальных записей сигнала.

Нелинейная фильтрация. В последнее время широко применяются нелинейные методы фильтрации при задаче обработки электрокардиосигналов. Нелинейные фильтры (НФ) применяются достаточно часто, особенно для устранения определенных типов шумов, которые не являются аддитивными [12, 21]. Следовательно, НФ значительно сложнее в использовании и в проектировании, чем линейные, потому что не могут использовать самые мощные математические инструменты для анализа сигналов [117, 92]. Например, линейные фильтры во многих случаях применяются для устранения шумов и помех при обработке сигналов, создаваемых нелинейными процессами, потому что использование НФ очень сложно спроектировать и разработать.

Преобразование Гильберта–Хуанга. Преобразование Гильберта – Хуанга является одним из методов обработки электрокардиосигналов. В литературе это преобразование также называют методом эмпирической модовой декомпозиции сигнала. Преобразование Гильберта–Хуанга используется для подавления помех на этапе предварительной обработки электрокардиосигналов. Известно, что основы качественного автоматизированного анализа ЭКС закладываются на этапах регистрации и предварительной обработки [16, 60].

Преимущество использования преобразования Гильберта–Хуанга для устранения помех состоит в разложении зашумленного сигнала на эмпирические моды и на частотные составляющие сигнала, содержащие локальные особенности анализируемого участка с последующей реконструкцией декомпозированных компонентов [83]. Для получения очищенного ЭКС во время реконструкции сигнала исключаются эмпирические моды, соответствующие помехам [17, 4]. Недостаток использования данного метода – низкое качество при устранении помех.

Фильтр Калмана – это алгоритм, который может рекурсивно оценивать состояние динамического поведения системы. Он также может оценить состояние, когда модели динамических систем малоизвестны [43]. Эта

формулировка алгоритма фильтра Калмана разработана в форме дискретного времени для оценки состояния и измерения динамической модели, представленной следующим образом:

$$x_k = Fx_{k-1} + Bu_{k-1} + w_{k-1} \quad (1.2)$$

$$z_k = Hx_k + v_k \quad (1.3)$$

где $x_k \in R^n, u_k \in R^l, z_k \in R^m$ являются, соответственно, вектором состояния, обратной связью и измерением; $F \in R^{n \times n}, B \in R^{n \times l}, H \in R^{m \times n}$ являются, соответственно, матрицей постоянного состояния, обратной связи и измерения; w_k и v_k – это характеристики процесса измерения шума и вектор шума. Алгоритм ФК состоит из двух основных этапов обработки, а именно: этап прогнозирования и этапа коррекции. На этапе прогнозирования используемый алгоритм соответствует следующему уравнению:

$$\hat{x}_k = F\hat{x}_{k-1} + Bu_{k-1} \quad (1.4)$$

$$P_k^- = FP_{k-1} + Q \quad (1.5)$$

где \hat{x}_k^- – это априорное состояние, оцененное для апостериорного состояния; \hat{x}_k^- и P_k^- – это априорная матрица ковариации оцененной ошибки; Q – ковариационная матрица оценки шума процесса. На этапе коррекции используемый алгоритм соответствует следующим уравнениям:

$$K_k = P_k^- H^T (HP_k^- H^T + R)^{-1} \quad (1.6)$$

$$\hat{x}_k^- = \hat{x}_k^- + K_k(z_k - H\hat{x}_k^-) \quad (1.7)$$

$$P_k = (1 - K_k H)P_k^- \quad (1.8)$$

где K_k – коэффициент усиления ФК, который служит для минимизации ошибки P_k – ковариационной матрицы апостериорной ошибки; R –

ковариационная матрица шума измеряемых значений. Второй этап процесса проектирования фильтра Калмана может быть представлен на рисунке. 1.6. Из этого рисунка можно видеть, что процесс прогнозирования и коррекции происходит непрерывно, чтобы генерировать оценочное значение измерения [56, 112].

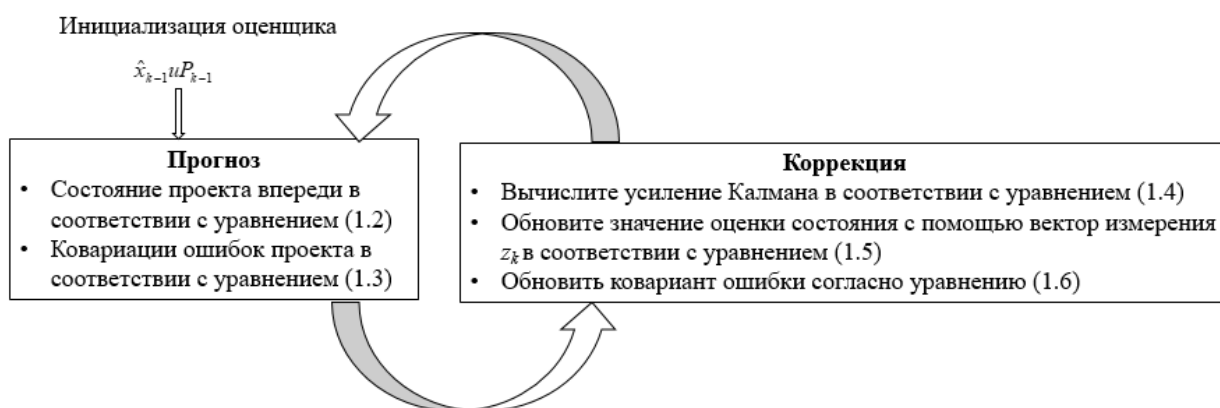


Рис. 1.6. Алгоритм фильтра Калмана

При записи ЭКС неизбежно в большей или меньшей степени подвергается искажению различными шумами. Шумом принято считать высокочастотные компоненты ЭКС. Для сглаживания кардиограммы высокочастотные составляющие обычно удаляют при помощи различных фильтров [7, 56]. Перечень шумов, которые могут возникать при работе с ЭКС: некоторое влияние оказывает сетевая высокочастотная наводка электрической сети (сетевой шум), обусловленная включением в электросеть большого количества электроприборов; электронный шум усилителей электрокардиографа [85, 43]. Частота данной помехи составляет 50 или 60 Гц [1, 88]. Помехи движения проявляются в виде одиночных или циклических всплесков. Частота таких помех находится в диапазоне от 1 до 40 Гц. Возникают они в результате изменения положения пациента или электрода, икоты, кашля и т.д.

Таким образом, можно сделать вывод, что удаление помех при использовании фильтра Калмана происходит гораздо эффективнее, но и

недостаток в данном случае очевиден: результат обработки зависит от степени адекватности модели реальным сигналам. Появление в обрабатываемых ЭКС отличий от принятой модели может привести к неверной интерпретации параметров ЭКС.

Вейвлет-преобразование. Вейвлет-преобразование представляет собой многоуровневый анализ, эффективный для исследования сигналов, содержащих одновременно высокочастотные составляющие малой длительности и долговременные низкочастотные составляющие. Эта функция подходит для задачи обнаружения низкоамплитудных высокочастотных составляющих сердечного сигнала и их анализа отдельно от высокоамплитудных низкочастотных волн нестационарных сигналов, то есть электрокардиосигналов [57, 58].

Вейвлет-преобразование – это мелкозернистый (детальный или тонкий) подход, направленный на достижение оптимального баланса между разрешением по частоте и разрешением по времени [89, 36]. На более высоких частотах преобразование получает временную информацию в обмен на потерю частотной информации, в то время как на более низких частотах преобразование получает частотную информацию в обмен на потерю временной информации [44, 59]. Этот детальный подход к компромиссу полезен для цифровых сигналов, поскольку предоставляет высокое временное разрешение и низкое частотное для высоких частот и высокое частотное разрешение и низкое временное для низких частот [126, 15].

Вейвлеты – это формы сигналов, которые ограничены во времени или существуют только в течение определенного периода времени. Вейвлеты полезны для одновременного исследования аperiodического зашумленного сигнала как во временной области, так и в частотной области. Слово «вейвлет» означает «маленькая волна» [17, 41, 12]. Существует множество доступных вейвлетов, которые выбираются в соответствии с приложением [53, 101, 143]. Кратковременный вейвлет накладывается на рассматриваемый сигнал в течение короткого промежутка времени и разлагает его до полезной формы.

Этот процесс называется вейвлет-преобразованием. На рисунке 1.7 изображена схема классификации вейвлет-преобразований.

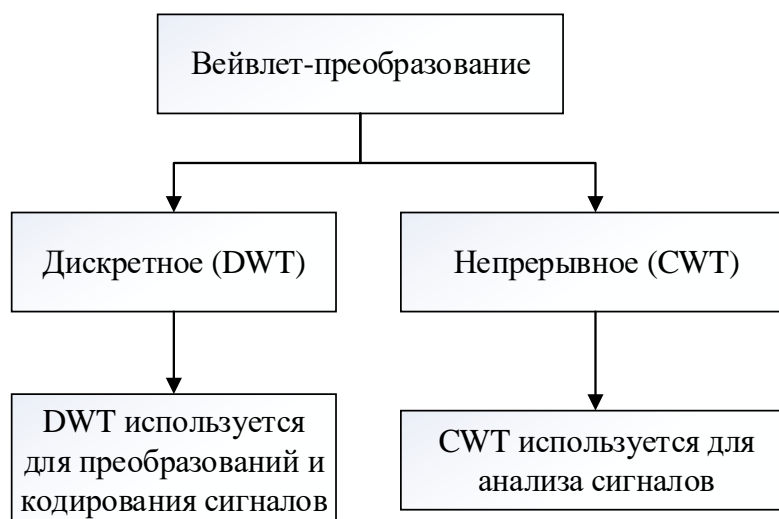


Рис. 1.7. Классификация вейвлет - преобразований

Дискретное вейвлет-преобразование (DWT) – это преобразование, которое разлагает заданный сигнал на ряд наборов, где каждый набор представляет собой временной ряд коэффициентов, описывающих эволюцию сигнала во времени в соответствующей полосе частот. Базисными функциями вейвлет-преобразований могут быть разные виды функций с компактным носителем, например, функции со скачками уровня, модулированные импульсами синусоиды, и многие другие. Такие функции обеспечивают эффективное отображение и анализ сигналов с локальными особенностями [61, 29, 116]. Локальные особенности сигналов могут проявляться в виде скачков, разрывов и перепадов значений с большой крутизной. Подбор соответствующего типа вейвлета с оптимальными параметрами обеспечивает эффективный анализ таких сигналов [36, 102].

Дискретное вейвлет-преобразование работает с дискретными значениями параметров a и b , которые обычно задаются в виде степенных функций. Это позволяет избежать избыточного количества операций и вычисляемых коэффициентов, что характерно для CWT [137].

При многоуровневом дискретном вейвлет-разложении электрокардиограммы определяются коэффициенты аппроксимации sA , представляющие собой сглаженный сигнал для контурного анализа ЭКС, и детализирующие коэффициенты sD , описывающие высокочастотные колебания электрокардиосигналов. Для анализа электрокардиосигналов в разных масштабах используются фильтры низких и высоких частот с разными частотами среза [35, 115]. Переход к применению вейвлет-преобразования для обработки электрокардиосигналов является новым направлением оцифровки результатов измерений [91, 111]. Предоставляется возможность для разработки современного программного обеспечения, предназначенного для определения основных параметров электрокардиосигналов.

Методика ЭКС ЧСС предполагает регистрацию и усреднение 100–400 комплексов электрокардиосигналов. В случае недостаточной для усреднения сигнала продолжительности записи электрокардиосигналов наличие остаточного шума не позволяет проанализировать морфологию терминальной части зубца Р и сделать вывод о наличии микропотенциалов [92, 5].

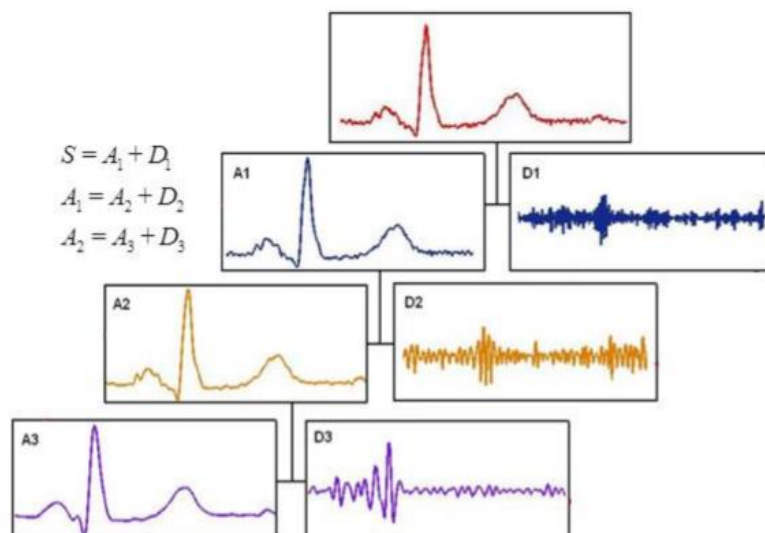


Рис. 1.8. Дискретное вейвлет-разложение ЭКС до 3-го уровня

Преимущества и недостатки в виде сравнения проанализированных методов фильтрации электрокардиосигналов представлены в таблице 1.1 (см. Приложение А).

Таким образом, среди существующих методов фильтрации вейвлет-преобразование обеспечивает высокие результаты в анализе частотно-временных характеристик компонентов электрокардиосигналов, возможность обработки сигналов с нестационарными параметрами и имеет множество различных базовых функций, свойства которых ориентированы на решение различных задач, в частности выделение информативных составляющих электрокардиосигналов из зашумленных.

Был предложен ряд методов, основанных на теории вейвлет-преобразования, таких как метод максимума модуля вейвлет-коэффициента [76, 143], метод вейвлет-корреляции [144, 71] и метод вейвлет-пороговый [44, 120]. Суть этих методов заключается в нелинейной обработке вейвлет-коэффициентов и последующем использовании обработанных коэффициентов для восстановления сигналов. Среди этих методов наибольшее распространение получил вейвлет-пороговый метод из-за его простоты расчета и хорошего эффекта.

Донохо и Джонстон показали, что метод вейвлет-пороговой обработки коэффициентов в процессе восстановления сигналов зависит от определения порога [44]. В методе шумоподавления основной проблемой является определение оптимального порога. Если выбранный порог слишком мал, то остается некоторый шум, а если выбранный порог слишком большой, то часть полезной информации отфильтровывается. Методы решения этой проблемы изложены в работах [71, 67], посвященных технологии определения оптимального порога.

В работах [44, 109] исследовали нормальную гауссовскую модель шума на основе универсального порога. Недостаток данного метода заключается в том, что универсальный порог часто устанавливается слишком большим, что может привести к удалению части полезной информации.

В работе [35] показано, что использование большего порога увеличивает риск, но позволяет получить более точные оценки. С учетом свойств частотно-временного окна вейвлет-преобразования используется адаптивный порог. В связи с этим задача выбора вейвлет-базиса важна и определяет риск получаемой оценки.

На основе вышесказанного необходимо отметить, что несмотря на различные подходы авторов и применение современных алгоритмов обработки электрокардиосигналов, в существующих методах вейвлет-пороговой обработки имеются определенные недостатки. Мы рассматриваем эти недостатки как нереализованные потенциалы в решении рассматриваемой проблемы (исключения влияния помех на амплитудные и временные параметры сигналов при регистрации электрокардиосигналов), которые могут послужить хорошей мотивацией к поиску реализации и исследований этих потенциалов. Например, с учетом свойств частотно-временного окна вейвлет-преобразования выбор вейвлет-базиса является важным и определяет риск получаемой оценки при обработке электрокардиосигналов. Как уже известно, большинство из существующих методов обработки электрокардиосигналов, основаны на алгоритмах вейвлет-фильтрации, в том числе вейвлет-пороговой обработки. Но в методах вейвлет-пороговой обработки применяемые универсальный, адаптивный, логарифмический и минимаксный методы определения порога не оптимизированы под решаемую задачу, а выбор оптимального порога и пороговой функции является важным, так как пороговое значение может оказывать большое влияние на эффект шумоподавления. Это свидетельствует о том, что алгоритмы вейвлет-пороговой обработки реализованы на недостаточном уровне.

Отсюда следует вывод, что разработка алгоритмов для исключения влияния помех на амплитудные и временные параметры сигналов на основе вейвлет-пороговой обработки при регистрации электрокардиосигналов, является актуальной задачей в совершенствовании методов обработки информации и медицинской техники.

1.3. Анализ систем приемо-передачи электрокардиосигналов в условиях шумов и помех

В последнее время теория вейвлет-преобразования нашла применение при решении различных задач в сфере создания эффективной беспроводной (защищенной) инфокоммуникации в корпоративных системах связи. В частности, при передаче данных и распознавании артефактов (образов). При этом её применение в большинстве случаев намного эффективнее, чем использование классических подходов, таких как анализ главных компонентов [103, 77].

Системы приёма-передачи и обработки информации можно реализовать с помощью проводных и беспроводных сетей связи. В проводной сети связи цифровые устройства (ноутбуки, настольные компьютеры и т.д.) подключаются к интернету и другим сетям с помощью кабеля. Проводная сеть имеет несколько недостатков по сравнению с беспроводной сетью. Преимущества беспроводной сети над проводной: удобство, мобильность, производительность, простота настройки, возможность расширения и безопасность [90, 37].

В последние годы широкополосная беспроводная связь в основном доминировала в радиочастотных системах с использованием самых разных технологий, включая популярные коммерческие протоколы, такие как IEEE802 и Bluetooth [105, 106,]. Здесь короткий диапазон обычно определяется от 10 до 50 м в помещении и от 50 до 200 м на открытом воздухе, хотя возможно распространение на более длинных диапазонах. Другие методы для использования на коротких расстояниях включают инфракрасную связь [105, 107], используя протоколы IrDA [38, 68]. Однако существуют другие типы сигналов, посредством которых информация может передаваться на короткие расстояния, что может иметь преимущество в определенных ситуациях [31, 128]. Информация в беспроводных сетях обычно передается с высокой скоростью с помощью радиоволн, но в некоторых случаях это может быть

недопустимо, поскольку радиоволны могут создавать помехи для чувствительного электронного оборудования [33, 52]. Также могут возникнуть проблемы с безопасностью, поскольку сигналы могут проходить через стены или другие барьеры [99, 129]. Модулированный инфракрасный (ИК) сигнал также используется для связи на короткие расстояния между электронными устройствами, такими как персональные компьютеры и мобильные телефоны, или в пультах дистанционного управления для бытовой электроники [18, 108]. Однако в определенных ситуациях дым или другое атмосферное загрязнение могут мешать эффективной передаче, а помехи от высокочастотного флуоресцентного освещения также вызывают проблемы [30, 87].

В настоящее время в системах приёма-передачи информации (получения и обработки данных) широко применяется ультразвук. Достоинством этих систем (ультразвуковые приёмопередатчики) является, с одной стороны, коммуникация как на ближнем, так и удаленном доступе, с другой стороны, высокая вероятность обнаружения утечки и устранения передаваемой информации [74, 39]. Передача данных с помощью ультразвука — это современный способ обмена данными между устройствами, который потенциально может быть более эффективным, быстрым и безопасным, чем традиционные способы, такие как NFC, Bluetooth, LoRa и т. д., каждый из которых имеет свои ограничения [113, 114].

Система беспроводной связи, использующая ультразвуковые сигналы, состоит из модулей приема и передачи и представлена на рис.1.9 [2].

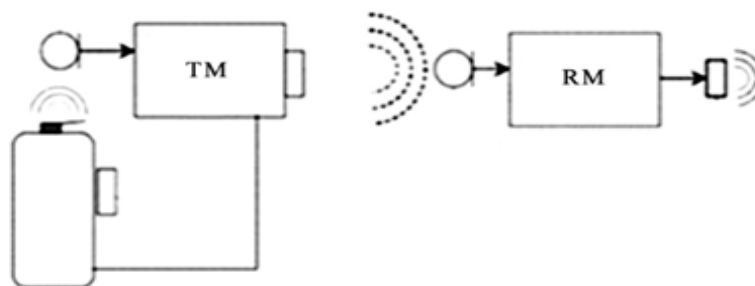


Рис. 1.9. Схема системы беспроводной связи с использованием ультразвуковых сигналов:

TM - модуль передачи, RM - приемный модуль

Приемный модуль принимает переданные ультразвуковые сигналы, восстанавливает соответствующие входные сигналы и позволяет выводить каждый соответствующий входной сигнал через одно или несколько выходных устройств [105, 66]. Модификация входных сигналов может включать сжатие, кодирование и модуляцию входных сигналов. Входные сигналы могут быть аудио (речевыми) сигналами, позволяющими использовать систему поддержки телефонных звонков путем обеспечения возможности ультразвуковой связи, например, между беспроводной гарнитурой и мобильным телефоном. Модули передачи и приема могут быть связаны с беспроводной гарнитурой и мобильным телефоном для обеспечения ультразвуковой связи и при необходимости обеспечивать радиочастотную связь между ними [113, 73].

На рис. 1.10 схематично иллюстрируется процесс ультразвуковой связи между модулем передачи и модулем приема. Согласно этому процессу модуль передачи принимает входной аудиосигнал через один или несколько приемников, например, через микрофон и модифицирует принятый аудиосигнал несколькими способами. Затем этот модифицированный сигнал, в соответствии с учетом различных внешних и внутренних условий, преобразуется в конечном итоге в соответствующий ультразвуковой сигнал. Как показано на рис. 1.10 модификация включает в себя сжатие входного аудиосигнала, кодирование сжатого сигнала [105, 8]. В результате получается кодированный и сжатый аудиосигнал, который затем проходит стадию цифровой модуляции одним или несколькими методами. Например, методами модуляции с одной несущей и или несколькими несущими, то есть OFDMA или модуляции CDMA.



Рис.1.10. Блок-схема, описывающая состав и прямо-передающие процессы ультразвуковой связи

В результате получается цифровой сигнал, соответствующий входному аудиосигналу. На следующей стадии цифровой сигнал преобразуется в аналоговый ультразвуковой сигнал, подаваемый на преобразователь модуля передачи для вывода ультразвукового сигнала. Передача ультразвуковых сигналов может осуществляться, как было выше сказано, одним или несколькими акустическими выходными устройствами, которые могут выводить ультразвуковые сигналы с помощью, например, громкоговорителей, пьезоэлектрических устройств и тому подобное. Эти устройства могут быть включены как часть модуля передачи или быть внешними по отношению к нему (например, динамик беспроводного устройства, связанного с модулем передачи).

Согласно работам [86, 7] уровень шума на слышимых частотах составляет:

- ❖ 10 дБ – мягкий шелест листьев
- ❖ 20 дБ – шепот на 1 метре
- ❖ 30 дБ – очень мягкая музыка
- ❖ 40 дБ – тихий офис или жилой район
- ❖ 50 дБ – большой офис фоновый шум
- ❖ 60 дБ – нормальный разговор, фоновая музыка
- ❖ 70 дБ – автострада, ТВ аудио

На ультразвуковых частотах единственным измерением фонового шума является измерение, обсуждаемое в работах [145, 81]. В этих работах измерялся уровень ультразвукового давления (УЗД) 70–80 дБ в диапазоне 20–60 кГц в промышленной среде (полоса пропускания 3 кГц). При этом уровень звука помола составил 80 дБ. Пневматические инструменты создают уровни УЗД до 100 дБ на расстоянии 1,2 м от источника. В настоящей работе используется уровень 75 дБ, эквивалентная спектральная плотность которого составляет $75 \text{ дБ} - 10 \log(3000) = 40,2 \text{ дБ} / \text{Гц}$.

Новыми распространенными источниками шума являются появившиеся импульсные источники питания. Они часто работают в диапазоне 20–60 кГц и могут генерировать почти синусоидальный ультразвуковой шум. Люминесцентные лампы и компьютерные мониторы особенно негативны в этом отношении. Любая надежная ультразвуковая система связи должна быть спроектирована с устойчивостью к такому шуму [19, 103].

Сравнение с речевой связью. Речь – это форма связи, которая работает в той же среде, что и исследуемая в работе система. Поэтому интересно сравнить их как с точки зрения достижимой скорости передачи данных, так и ожидаемого диапазона [46, 13].

Скорость передачи данных. В необработанной речи типичная скорость передачи данных составляет 50 бит/с, а для просодической информации (например, такой как детали интонации, настроение или даже пол говорящего)

она увеличивается примерно до 200 бит/с. [82, 34]. Речь идет о качестве связи, которая может осуществляться в полосе пропускания около 300–2300 Гц. Поэтому эффективность с точки зрения скорости передачи в битах на полосу пропускания составляет порядка $50/2000 = 0,025$ бит/с/ Гц.

Эффективность (C/W) является мерой того, насколько хорошо используется канал, и вытекает из теоремы Шеннона о информационной емкости:

$$C = W \log_2(1 + SNR) \quad (1.9)$$

где C – скорость в бит/с, W – это ширина полосы в Гц, а SNR – это отношение сигнал/шум.

Для сравнения, система мобильной связи, такая как GSM, имеет C/W порядка 0,5–1 бит/с/Гц, а C/W в аналоговом модеме в стандартной телефонной линии фиксированной связи достигает порядка 10бит/с/Гц, что указывает на лучшее использование полосы пропускания. Следовательно, речь является средством связи, которая использует канал гораздо менее эффективно, чем типичные системы электромагнитной связи. Это связано с низким качеством акустического канала и встроенной в речь избыточностью, которая делает его устойчивым к движению, реверберации и шуму [119, 120]. Следует отметить, что акустический канал в этом отношении является гораздо более сложной средой, чем беспроводной радиоканал или канал мобильного телефона [32, 121].

Следующей задачей для оценки состояния передачи данных является вычисление скорости передачи данных, которую можно получить от бортовой ультразвуковой системы связи [140, 133]. Для анализа возьмем датчик с частотой $f_0=40$ кГц, для которого преобразователь легко доступен. Типичная полоса пропускания (–6дБ) составляет 10% или $W=4$ кГц, используется простая, но надежная модуляция, такая как FSK , и система должна иметь большой допуск на доплеровский сдвиг. Если максимальная скорость равна

+/- v то максимальный доплеровский сдвиг равен +/- $f_0 v/c$ и минимальное расстояние между каждой передаваемой частотой будет равно $2 f_0 v/c$, Таким образом, число частотных пар, которые можно использовать для *FSK*, равно:

$$M = \frac{W}{4f_0 v/c} \quad (1.10)$$

С помощью $c = 340\text{м/с}$ а также $v = 2,1\text{м/с}$ (7,6км/ч) можно использовать только $M=4$ пары. Эффективность тогда определяется по формуле:

$$C_0 = (C/W)_{\text{реч}} W/M \quad (1.11)$$

где C_0 – скорость передачи на пару частот.

Это дает значение $C_0 = 25\text{бит/с}$ на пару, и общая скорость передачи $C = MC_0 = 100\text{бит/с}$. Эта оценка предполагает, что каждая пара частот может быть повторно использована каждый $1/C_0$ секунд или после 40мс , что обычно слишком мало. Четырехкратное увеличение расчетного значения реверберации (160мс) и снижение максимальной скорости до $0,5\text{ м/с}$ также дают систему, которая имеет эффективность, аналогичную речи [130, 68]. Тем не менее, для исследуемых в настоящей работе применений ультразвуковых систем связи потребовался допуск к большим доплеровским сдвигам и, следовательно, соответствующая более низкая эффективность передачи [70, 132].

Диапазон. Максимальный уровень звукового давления (*SPL*) для мужской речи составляет около $SL = 88\text{дБ SPL}$.

Затухание ультразвука в воздухе увеличивается с частотой квадратичным образом [75, 131]. Абсолютное затухание также увеличивается с ростом влажности, также играют роль температура и давление. Для слышимых частот затухание не так велико и сферическое расширение часто является доминирующим эффектом для ограничения диапазона, но на более высоких частотах также следует принимать во внимание затухание [48, 141]. Сферическое расширение подразумевает под собой то, что интенсивность

уменьшается на дБ за счет удвоения расстояния [78, 10]. Работоспособность систем связи может быть проанализирована с помощью расчета отношения принятого отношения сигнала к шуму с использованием уравнения пассивного сонара:

$$SL - P - NL > DT \quad (1.12)$$

Значение символов:

- SL – уровень источника в дБ на расстоянии r_0 (обычно $r_0 = 1\text{ м}$);
- PL – потеря распространения, состоящая из потери распространения; $6\log_2 R/R_0$ и затухание αR ;
- NL – уровень шума;
- DT – порог обнаружения в дБ.

Порог обнаружения находится в диапазоне $15\text{--}20$ дБ [5, 135], и здесь будет использоваться более консервативное значение. Анализ речи для $SL = 88\text{ дБ}$ и уровня шума $NC = 30\text{...} 40$ дБ в уравнении (1.12) позволяет получить:

$$88 - 6\log_2 R - NS > 20 \quad (1.13)$$

Максимальный диапазон составляет 25 м для уровня шума 40 дБ и 80 м для уровня шума 30 дБ , что является допустимым. Таким образом, мы уверены, что это уравнение может быть использовано для прогнозирования дальности действия системы. Аналогичный расчет дальности для системы связи 40 кГц теперь делается на основе:

- уровень источника $SL = 115\text{ дБ}$ УЗД на 1 м ;
- потеря распространения состоит из сферического распространения и затухания, которое увеличивается с увеличением относительной влажности от $\alpha = 0,27\text{ дБ/м}$ (0% относительной влажности (RH)) до максимального значения $1,25$ дБ/м для 40% относительной влажности (RH), а затем падает до $0,89\text{ дБ/м}$ при 100% относительной влажности (RH);

- пропускная способность обработки $BW=25$ Гц;
- уровень шума составляет 75 dB *SPL*, измеренный при 3000 Гц или 40,2дБ/Гц.

В работе [64] показано, что преимущества ультразвуковой технологии в том, что она работает без конфликтов с существующей аудиоаппаратурой. По мнению экспертов Sonarax, существующие смартфоны и другое подобное оборудование могут поддерживать эту технологию – при условии, что они оснащены микрофоном и встроенным динамиком с соответствующими встроенными усилителями. Недостатком данного предложения ультразвуковой системы связи является то, что она не способна обеспечить высокую скорость передачи данных.

Университет прикладных наук Санкт-Пельтена (UAS), Австрия в [14] разработал протокол для ультразвуковой системы связи под названием «SoniTalk». SoniTalk по сравнению с Bluetooth и другим коммуникационным технологиям радиосвязи, такими как RFID (радиочастотная идентификация) и NFC является недорогой альтернативой. Недостаток данной системы в том, что она предложена для системы Android, а в другой операционной системе она не работает.

Также в [123], продемонстрирован прототип новой технологии передачи данных с помощью ультразвуковых волн. Преимущество технологии в том, что она работает с максимальной направленностью, то есть передатчик может быть направлен на приемник и передавать данные только строго определенному получателю, а другие приемники, даже если они будут работать в том же диапазоне, не получают никаких данных. Несмотря на достоинства, у технологии есть некоторые недостатки: во-первых, на расстоянии более нескольких десятков метров, технология не может работать (или необходимо значительно увеличить мощность излучения), а во-вторых, технология не может одновременно передавать и принимать информацию.

На основе вышесказанного необходимо отметить, что несмотря на различие подходов зарубежных авторов к применению ультразвукового канала

связи при передаче и приеме информации, имеются определенные недостатки: недостаток данной системы в том, что она предложена для системы Android, а в другой операционной системе она не работает. Кроме того, на расстоянии более нескольких десятков метров технология не может работать и не может одновременно передавать, и принимать информацию. В настоящей работе рассматриваются эти недостатки как нереализованные задачи в решении поставленной проблемы, а именно повысить эффективность передачи с высокой точностью электрокардиосигналов в ультразвуковых каналах связи, что может служить хорошей мотивацией к поиску их реализации. Например ультразвуковые приемо-передающие устройства, которые позволяют повысить эффективность передачи электрокардиосигналов с высокой точностью, а также обеспечивать достоверность передаваемой информации без искажения, остаются практически не изученными и требуют исследования.

Выводы по главе 1. Цель и задачи исследования

Необходимо отметить, что несмотря на различные подходы авторов и применение современных алгоритмов обработки электрокардиосигналов, в существующих методах вейвлет-пороговой обработки имеются определенные недостатки. Мы рассматриваем эти недостатки как нереализованные потенциалы в решении рассматриваемой проблемы (исключения влияния помех на амплитудные и временные параметры сигналов при регистрации электрокардиосигналов), которые могут послужить хорошей мотивацией к поиску реализации и исследований этих потенциалов. Например, с учетом свойств частотно-временного окна вейвлет-преобразования, выбор вейвлет-базиса определяет риск получаемой оценки является важным при обработке электрокардиосигналов. Как уже известно, большинство из существующих методов обработки электрокардиосигналов, основаны на алгоритмах вейвлет-фильтрации, в том числе вейвлет-пороговой обработки. Но в алгоритмах вейвлет-пороговой обработки применяемые универсальный, адаптивный, логарифмический и минимаксный подходы к

определению порога не оптимизированы под решаемую задачу, а выбор оптимального порога и пороговой функции является важным критерием, так как пороговое значение может оказать большое влияние на эффект шумоподавления. Это свидетельствует о том, что потенциал алгоритмов вейвлет-пороговой обработки не реализованы на достаточном уровне.

На основе исследований, приведенных в разделе 1.3 необходимо отметить, что несмотря на различные подходы зарубежных авторов к применению ультразвукового канала связи при передаче и приеме информации, имеются определенные недостатки. Например ультразвуковые приемопередающие устройства, которые позволяют повысить эффективность передачи электрокардиосигналов с высокой точностью, а также обеспечивать достоверность передаваемой информации без искажения, остаются практически не изученными и требуют своего исследования.

Отсюда следует вывод, что разработка алгоритмов для исключения влияния помех на амплитудные и временные параметры сигналов на основе вейвлет-пороговой обработки в ультразвуковых приемопередающих устройствах при регистрации электрокардиосигналов, является весьма актуальной задачей в совершенствовании медицинской техники.

Цель работы: исследование и разработка алгоритмов обработки информации для повышения эффективности передачи электрокардиосигналов в ультразвуковом приемопередающем устройстве.

Для выполнения поставленной цели потребовалось решить следующие **основные задачи:**

1. Выполнить анализ методов обработки электрокардиосигналов и способов их приемопередачи.

2. Исследовать и разработать алгоритмы фильтрации на основе вейвлет-пороговой обработки электрокардиосигналов.

3. Разработать критерий оценки процесса фильтрации электрокардиосигналов с целью повышения эффективности алгоритма фильтрации.

4. Разработать ультразвуковое устройство, обеспечивающее эффективную приёмо-передачу электрокардиосигналов в каналах связи.

5. Разработать алгоритмическое обеспечение для повышения эффективности обработки электрокардиосигналов.

6. Выполнить экспериментальные исследования разработанных алгоритмов в ультразвуковом приёмо–передающем устройстве.

ГЛАВА 2. АЛГОРИТМЫ ФИЛЬТРАЦИИ НА ОСНОВЕ ВЕЙВЛЕТ-Пороговой ОБРАБОТКИ ЭЛЕКТРОКАРДИОСИГНАЛОВ

2.1. Общий подход к фильтрации шума на основе вейвлет-разложения

При регистрации сложных электрокардиосигналов на амплитудные и временные параметры сигналов воздействует шум, который приводит к недостоверности анализа параметров электрокардиосигналов. В связи с этим алгоритмы вейвлет-фильтрации используются для обработки электрокардиосигнала на основе следующих свойств вейвлет-разложения [61]:

- информация о полезном сигнале $S(t)$ содержится только в небольшом количестве коэффициентов вейвлет-разложения (информативные коэффициенты). Оставшиеся коэффициенты равны нулю или незначительно отличаются от нуля и их можно назвать незначимыми коэффициентами разложения;
- шум равномерно «перераспределяется» по всем коэффициентам вейвлет-разложения. В частности, если значения белого гауссовского шума $E(t)$, не коррелированы и имеют одинаковую дисперсию, то коэффициенты разложения этого шума по базису ортогональных вейвлетов также не коррелированы между собой и имеют одинаковую дисперсию.

Вейвлет-представление (или вейвлет-разложение) функции $S(t)$ с глубиной разложения J имеет вид [61]:

$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{j_0+J,k} \varphi_{j_0+J,k}(t) + \sum_{j=j_0+1}^J \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_{j,k} \psi_{j,k} \quad (2.1)$$

где a – аппроксимирующие коэффициенты разложения, d – коэффициенты детализации, $\varphi(t), \psi(t)$ – непрерывные базисные вейвлет-функции, j_0 – начальный уровень разложения. Коэффициенты разложения определяются как:

$$a_{j_0+J,k} = \int_{-\infty}^{\infty} S(t)\varphi_{j_0+J,k}(t)dt \quad (2.2)$$

$$d_{j,k} = \int_{-\infty}^{\infty} S(t)\psi_{j,k}dt \quad (2.3)$$

Приведенные выше свойства коэффициентов вейвлет-разложения дают возможность определить общий подход для построения алгоритмов фильтрации с использованием вейвлет-преобразования (далее будет использован термин вейвлет-фильтрация), который заключается в обработке коэффициентов разложения $a_{j,k}$, $d_{j,k}$ зашумленного сигнала, уменьшающей их дисперсию и взятии обратного вейвлет-преобразования от отфильтрованных коэффициентов. Обобщенный алгоритм вейвлет-фильтрации состоит в следующем:

- произвести прямое вейвлет-преобразование зашумленного сигнала до уровня m , получив зашумленные коэффициенты разложения $a_{j,k}$, $d_{j,k}$;
- применить к коэффициентам разложения $a_{j,k}$, $d_{j,k}$ алгоритмы обработки, уменьшающие их дисперсию, получить отфильтрованные коэффициенты $a_{j,k}^*$, $d_{j,k}^*$;
- от прямого вейвлет-преобразование с коэффициентами $a_{j,k}^*$, $d_{j,k}^*$ взять обратное вейвлет-преобразование.

Обобщенный алгоритм вейвлет-фильтрации представлен на рисунке 2.1.



Рис. 2.1. Обобщенный алгоритм вейвлет-фильтрации

Классификация алгоритмов вейвлет-фильтрации. Существует несколько алгоритмов вейвлет-фильтрации, в общих чертах они классифицируются на: оптимальный Винеровский алгоритм вейвлет-фильтрации, использующий отношение сигнал/шум для каждого коэффициента разложения; квазиоптимальные алгоритмы вейвлет-фильтрации с итерационным уточнением отношения сигнал/шум, не требующие задания точного значения отношения сигнал/шум; пороговые алгоритмы фильтрации с однопараметрическими пороговыми функциями. Пороговые функции

обращают в нуль относительно малые коэффициенты, сохраняя коэффициенты, которые превышают значение порога; пороговые алгоритмы фильтрации с двухпараметрическими пороговыми функциями. Однако в алгоритмах вейвлет-пороговой обработки применяемые универсальный, адаптивный, логарифмический и минимаксный пороги не оптимизированы под решаемую задачу, а выбранный оптимальный порог и пороговая функция являются важными критериями, так как пороговое значение может оказать большое влияние на эффект шумоподавления. Это свидетельствует о том, что потенциалы алгоритмов вейвлет-пороговой обработки не реализованы на достаточном уровне. В связи с этим в диссертационной работе предложение алгоритмов вейвлет-фильтрации методом пороговой обработки определяет оптимальный базис вейвлет-функций и метод пороговой обработки электрокардиосигналов.

2.2. Разработка алгоритма вейвлет-фильтрации методом пороговой обработки

В одномерных зашумленных сигналах шум воздействует на исходный сигнал. Рассматривается модель, где зашумленные сигналы имеют вид:

$$X(t) = S(t) + E(t) \quad (2.4)$$

где $X(t)$ – зашумленный сигнал, $S(t)$ – эталонный сигнал, $E(t)$ – белый гауссовский шум, представляет собой вид помех, воздействующих в канале передачи информации. Характеризуется равномерной, то есть одинаковой на всех частотах, спектральной плотностью мощности и нормально распределёнными временными значениями.

Следовательно, вейвлет-коэффициенты, полученные с помощью вейвлет-преобразования, содержат две части. Одна часть – из исходного сигнала, а другая часть – из шума. Вейвлет-преобразование может концентрировать энергию сигнала на некоторых больших вейвлет-коэффициентах и распределять энергию шума по всей области вейвлета. Таким образом,

полезный сигнал может создавать вейвлет-коэффициенты большой амплитуды, а малая амплитуда, с высокой вероятностью, представляет шум.

Пороговая функция отражает различные стратегии оценки вейвлет-коэффициентов. Есть две хорошо известные функции пороговой обработки, называемые функцией жесткой пороговой обработки и функцией мягкой пороговой обработки. Их основные идеи заключаются как в удалении малых вейвлет-коэффициентов, так и в уменьшении больших вейвлет-коэффициентов:

При вейвлет-фильтрации сигналов происходит разложение сигналов на аппроксимирующие коэффициенты $a_{j,k}$, которые представляют сглаженный сигнал, и детализирующие коэффициенты $d_{j,k}$, которые описывают колебания. Известно, что шумовая компонента больше отражается в детализирующих коэффициентах $d_{j,k}$. В связи с этим для обработки шума обычно обрабатывают только детализирующие коэффициенты [153]. Эти функции обозначаются так: T^H и T^S , где T это обозначение порогового метода (Thresholding), H – жесткого метода (Hard) и S – мягкого метода (Soft).

Функцию жесткой пороговой обработки можно представить в следующем виде:

$$T^H(d_{j,k}, \lambda) = \begin{cases} d_{j,k}, & \text{если } |d_{j,k}| \geq \lambda \\ 0, & \text{если } |d_{j,k}| < \lambda \end{cases} \quad j = 0,1,\dots,n \quad k = 0,1,2,\dots,N \quad (2.5)$$

где T^H – значения параметров жесткой пороговой обработки,

$d_{j,k}$ – представляют собой детализирующие вейвлет-коэффициенты,

λ – пороговое значение.

Функцию мягкой пороговой обработки можно представить в следующем виде:

$$T^S(d_{j,k}, \lambda) = \begin{cases} \text{sgn}(d_{j,k})(|d_{j,k}| - \lambda), & \text{если } |d_{j,k}| \geq \lambda \\ 0, & \text{если } |d_{j,k}| < \lambda \end{cases} \quad j = 0,1,2,\dots,n \quad k = 0,1,\dots,N \quad (2.6)$$

где T^S – значения параметров мягкой пороговой обработки,

$d_{j,k}$ – детализирующие вейвлет-коэффициенты,

λ – пороговое значение

В методе шумоподавления основной проблемой является определение оптимального порога. Порог может оказать большое влияние на эффект шумоподавления. Если пороговое значение слишком мало, все равно будет присутствовать значительный шум, а если пороговое значение слишком велико, то некоторые важные характеристики сигнала могут быть отфильтрованы [71, 142]. При этом в соответствии с выражением (2.4), в диссертационной работе предложен алгоритм вейвлет-фильтрации электрокардиосигналов на основе метода пороговой обработки коэффициентов вейвлет-разложения, позволяющий эффективно удалять помехи в канале приема-передачи электрокардиосигналов, который имеет три этапа:

1. Выбор подходящего базиса вейвлетов и масштаба их разложения для решения задачи эффективной обработки электрокардиосигналов и вычисление вейвлет-коэффициентов;

2. Выбор надлежащего метода вейвлет-пороговой обработки, способа определения оптимального порога и получение оценочных значений вейвлет-коэффициентов;

3. Восстановление сигнала на основе оценочных значений вейвлет-коэффициентов с помощью обратного вейвлет-преобразования.

Структурная схема алгоритма вейвлет-фильтрации методом пороговой обработки коэффициентов представлена на рисунке 2.2.

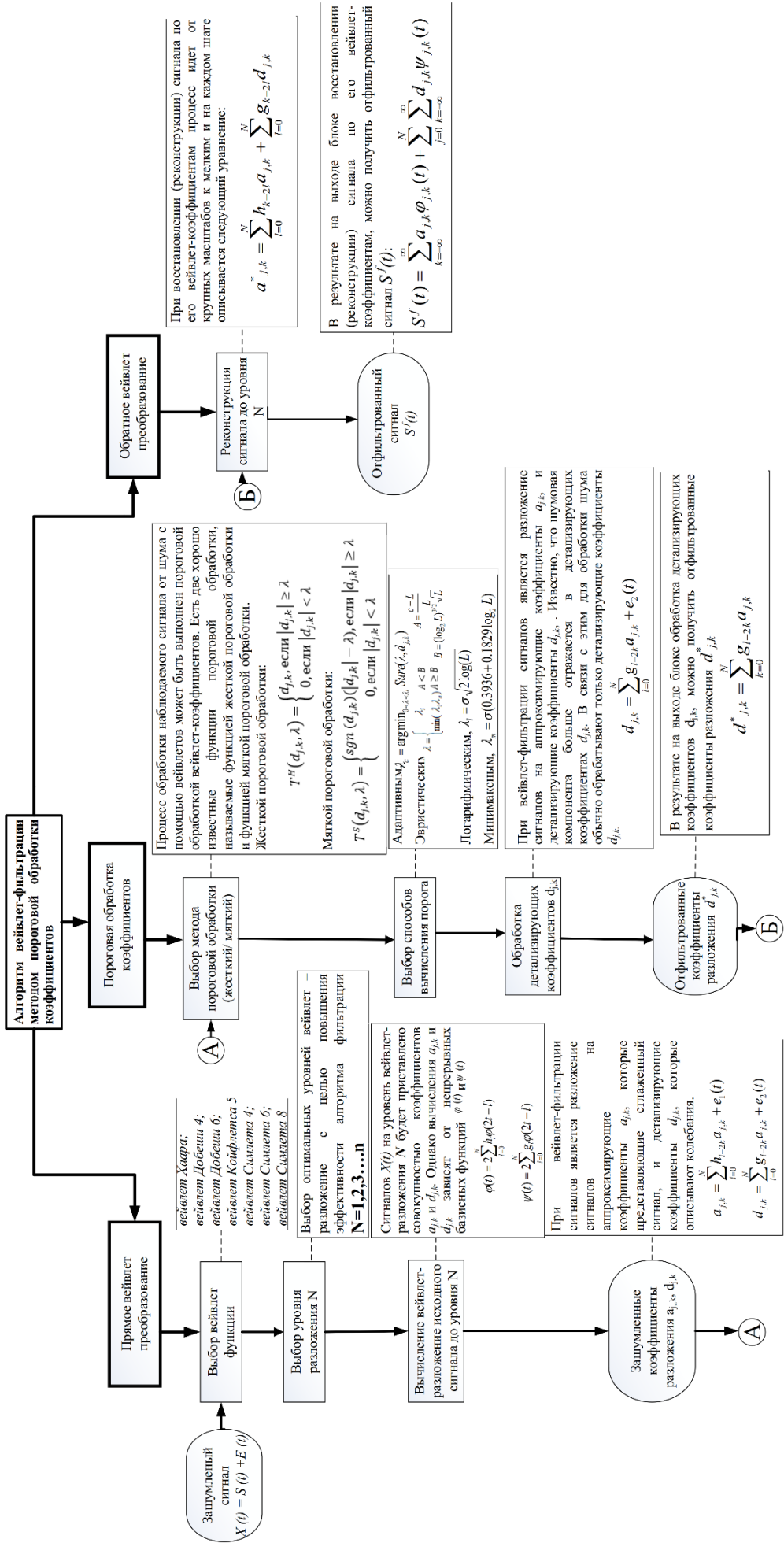


Рис. 2.2. Алгоритм вейвлет-фильтрации методом пороговой обработки коэффициентов

Преимущество представленных (во второй и четвертой главе) в работе алгоритмов вейвлет-фильтрации электрокардиосигналов состоит в том, что они позволяют эффективно удалять шумы и помехи в ультразвуковом канале приема-передачи электрокардиосигналов [114, 115].

Для оценки эффективности работы алгоритмов и выявления оптимального набора базисных вейвлет-функций и пороговой обработки электрокардиосигналов будет использоваться выходное отношение сигнал/шум, которое зависит от S^A – средней амплитуда отфильтрованного электрокардиосигнала и E^A – средней амплитуда шума, присутствующего в электрокардиосигнале после фильтрации (E – шум, A – амплитуда). Также будет проводиться расчет коэффициента взаимной корреляции между исходным и выходным сигналом после обработки. Результат вычислений будет выводиться в текстовом виде для m вариантов смесей сигнала с шумом E_1, E_2, \dots, E_n . Для полученного на выходе отфильтрованного сигнала отношение сигнал/шум (SNR или S/N) – это мера, используемая в науке и технике, которая сравнивает уровень желаемого сигнала с уровнем фонового шума N и определяется как отношение мощности сигнала к мощности шума) по следующей формуле:

$$SNR = 20 \lg \frac{S^A}{E^A} \quad (2.7)$$

где S^A – средняя амплитуда отфильтрованного электрокардиосигнала,

E^A – средняя амплитуда шума, присутствующего в электрокардиосигнале после фильтрации.

Под корреляцией понимается взаимосвязь некоторых величин, представленных данными векторами или матрицами. Значение коэффициента корреляции может варьироваться от 0 до 1. Расчет коэффициента взаимной корреляции $R_{S(t)S^f(t)}$ между эталонным $S(t)$ и выходным сигналом после обработки $S^f(t)$ длина сигнала (временной интервал) L , осуществляет по формуле:

$$R_{S(t)S^f(t)} = \frac{\sum_{i=1}^n (s_i - \bar{s})(s_i^f - \bar{s}^f)}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (s_i - \bar{s})^2 \sum_{i=1}^n (s_i^f - \bar{s}^f)^2}} \quad (2.8)$$

где s_i – значения, эталонного электрокардиосигнала $S(t)$;

s_i^f – значения, отфильтрованного сигнала $S^f(t)$;

$$\left. \begin{aligned} \bar{s} &= 1/L \sum_{i=1}^n s_i \\ \bar{s}^f &= 1/L \sum_{i=1}^n s_i^f \end{aligned} \right\} \text{среднее значение выборок для } s_i \text{ и } s_i^f \text{ соответственно.} \quad (2.9)$$

2.3. Выбор оптимальных уровней вейвлет-разложений для повышения эффективности алгоритма фильтрации

В данном разделе будут определены оптимальные соотношения параметров фильтрации ЭКС с целью повышения эффективности алгоритма фильтрации [94, 45].

По концепции, вейвлет-разложение полезного сигнал $S(t)$ декомпозируется на две составляющие $a_{j,k}$ и $d_{j,k}$ [89]:

$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{j,k} \varphi_{j,k}(t) + \sum_{j=1}^N \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_{j,k} \psi_{j,k}(t) \quad (2.11)$$

На основе выражений (2.4) и (2.11) можно написать следующие соотношение для зашумленных сигналов.

$$X(t) = S(t) + E(t) = \left(\sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{j,k} \varphi_{j,k}(t) + \sum_{j=1}^N \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_{j,k} \psi_{j,k}(t) \right) + E(t) \quad (2.12)$$

где $X(t)$ – зашумленный сигнал,

$S(t)$ – полезный сигнал,

$E(t)$ – белый гауссовский шум.

Сигнал $X(t)$ на уровне вейвлет-разложения N будет представлен совокупностью коэффициентов $a_{j,k}$ и $d_{j,k}$. Однако вычисления $a_{j,k}$ и $d_{j,k}$ зависят от непрерывных базисных функций $\varphi(t)$ и $\psi(t)$ [89]. Эти функции однозначно определяются коэффициентами h_l .

$$\varphi(t) = 2 \sum_{l=1}^N h_l \varphi(2t - l) \quad (2.13)$$

$$\psi(t) = 2 \sum_{l=1}^N g_l \varphi(2t - l) \quad (2.14)$$

$$h_l = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(t) \cdot \varphi(2t - l) dt \quad (2.15)$$

$$g_l = (-1)^l h_{2n-1-l} \quad (2.16)$$

где $l = 0, 1, \dots, 2n-1$; n – порядок вейвлета; h_l – низкочастотного вейвлет фильтрации, g_l – высокочастотного вейвлет фильтрации.

Для разложения зашумлённого сигнала на низкочастотную и высокочастотную вейвлет-фильтрации можно записать шумовые компоненты следующий образом:

$$E(t) = e_1(t) + e_2(t) \quad (2.17)$$

$$a_{j,k} = \sum_{l=0}^N h_{i-2k} a_{j,l} + e_1(t) \quad (2.18)$$

$$d_{j,k} = \sum_{l=0}^N g_{i-2k} a_{j,l} + e_2(t) \quad (2.19)$$

Процесс останавливается после конечного числа уровней $n = MMAX$, которое зависит от протяженности сигнала порядка l фильтра h_l .

Как сказано выше при вейвлет-фильтрации электрокардиосигналов происходит разложение сигналов на аппроксимирующие коэффициенты $a_{j,k}$, и детализирующие коэффициенты $d_{j,k}$, [153]. Как видно из рис 2.3. шумовая компонента больше отражается в детализирующих коэффициентах $d_{j,k}$. При этом, при обработке шума обрабатывают только детализирующие коэффициенты. Поэтому в блоке метода пороговой обработки, обработка детализирующих коэффициентов разложение $d_{j,k}$ определяется по выражению 2.19.

Для каждого типа вейвлета используется жесткий или мягкий метод пороговой обработки (см. формулы 2.5 и 2.6). Рассчитаем пороговое значение

каждым из четырех способов вычисления порога: адаптивным, эвристическим, логарифмическим и минимаксным.

1. Минимаксное пороговое значение состоит из оптимального порога, полученного путем минимизации постоянного члена в верхней границе риска, связанного с оценкой. Предлагаемый порог зависит от имеющихся данных, а также учитывает уровень шума (σ), зашумленных сигналов. Оптимальный порог определяется как [150];

$$\lambda_m = \sigma(0.3936 + 0.1829 \log_2 L) \quad (2.20)$$

$$\sigma = \frac{\text{median}|d_{1,k}|}{0.6745} \quad (2.21)$$

где $d_{1,k}$ – детализирующий вейвлет-коэффициент в единичном масштабе, а L – длина электрокардиосигнала (временной интервал).

2. Логарифмический или **глобальный** порог в качестве альтернативы минимаксному порогу, однако он использует форму фиксированного порога, заданную как [150, 151];

$$\lambda_l = \sigma \sqrt{2lgL} \quad (2.22)$$

λ_l – логарифмический порог, L — длина электрокардиосигнала (временной интервал).

3. Адаптивный – порог описывает схему, которая использует порог λ на каждом уровне разрешения вейвлет-коэффициента. Адаптивный порог также известен как *SureShrink*, использует критерий объективной оценки риска Штейна для получения объективной оценки. Порог определяется следующим образом [151]:

$$\lambda_a = \arg \min_{0 < \lambda < \lambda_l} \text{Sure}(\lambda, d_{j,k}) \quad (2.23)$$

$d_{j,k}$ – представляют детализирующие вейвлет-коэффициенты,

$Sure$ – риска Штейна,

$arg\ min$ – минимальный аргумент порога

4. Эвристический порог выбирается с использованием комбинации логарифмического и адаптивного методов. Если отношение сигнал/шум очень мало, оценка метода $SURE$ неудовлетворительна. В этом случае порог фиксированной формы логарифмического метода дает лучшую оценку порога [150]. Пусть порог, полученный с помощью логарифмического метода, равен λ_l , а порог, полученный с помощью адаптивного метода, равен λ_a , тогда эвристика $SURE$ дает порог, заданный следующим образом:

$$\lambda = \begin{cases} \lambda_l & A < B \\ \min(\lambda_l, \lambda_a) & A \geq B \end{cases} \quad (2.24)$$

где – $A = \frac{c-L}{L}$ и $B = (\log_2 L)^{3/2} \sqrt{L}$

L – длина электрокардиосигналов (временной интервал), а c – представляет собой сумму квадратов детализирующих вейвлет-коэффициентов, заданных как:

$$c = \sum_{k=1}^N d_{j,k}^2 \quad (2.25)$$

Блок пороговой обработки коэффициентов выполняет пороговую обработку коэффициентов разложения сигнала X . Выходными значениями блока являются отфильтрованные коэффициенты детализации ($d_{j,k}^*$).

$$d_{j,k}^* = \sum_{k=0}^N g_{l-2k} a_{j,k} \quad (2.26)$$

При восстановлении (реконструкции) сигнала по его вейвлет-коэффициентам процесс идет от крупных масштабов к мелким и на каждом шаге описывается уравнение (2.26), которое получается из (2.12) и (2.13) [89].

$$a_{j,k}^* = \sum_{l=0}^N h_{k-2l} a_{j,k} + \sum_{l=0}^N g_{k-2l} d_{j,k} \quad (2.27)$$

где $a_{j,k}^*$ – аппроксимирующие коэффициенты при восстановлении

(реконструкции) сигнала.

В результате фильтрации, отфильтрованный сигнал $S^f(t)$ получается:

$$S^f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{j,k} \varphi_{j,k}(t) + \sum_{j=1}^N \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_{j,k} \psi_{j,k}(t) \quad (2.28)$$

Схема кратномасштабного алгоритма вейвлет-фильтрации восстановления оценки полезного сигнала представлена на рис.2.3.

Сигнал X подаётся на низкочастотный (НЧ) и высокочастотный (ВЧ) фильтры разложения g и h . Далее низкочастотный фильтр на каждом шаге отправит сигнал в блок методов пороговой обработки для обработки сигнала от шума и высокочастотный фильтр переходит в другой этап. На каждом этапе уменьшается в два раза число вейвлет-коэффициентов. Эта процедура повторяется до уровней N . Число N – определяет максимальное соотношение сигнал/шум. После N шагов обрабатываемой сигнала отправляется в блок методов пороговой обработки для фильтрации сигнала от шума. После обработки сигнала в блоке методов пороговой обработки начинается обратная процедура в секции фильтров реконструкции h_l^* и g_l^* . На каждом этапе увеличивается в два раза число вейвлет – коэффициентов. Эта процедура повторяется от уровней N до 1 . В результате получается восстановление полезного сигнала, то есть отфильтрованный сигнал S^f .

На выходе фильтра высоких частот можно получить коэффициенты аппроксимации $a_1, a_2, a_3, \dots, a_k$ и на выходе фильтра низких частот коэффициенты детализации $d_1, d_2, d_3, \dots, d_k$. При восстановлении (реконструкции) сигнала на входе фильтра высоких частот можно получить коэффициенты аппроксимации $a_k^*, \dots, a_3^*, a_2^*, a_1^*$, и на входе фильтра низких частот коэффициенты детализации $d_k^*, \dots, d_3^*, d_2^*, d_1^*$.

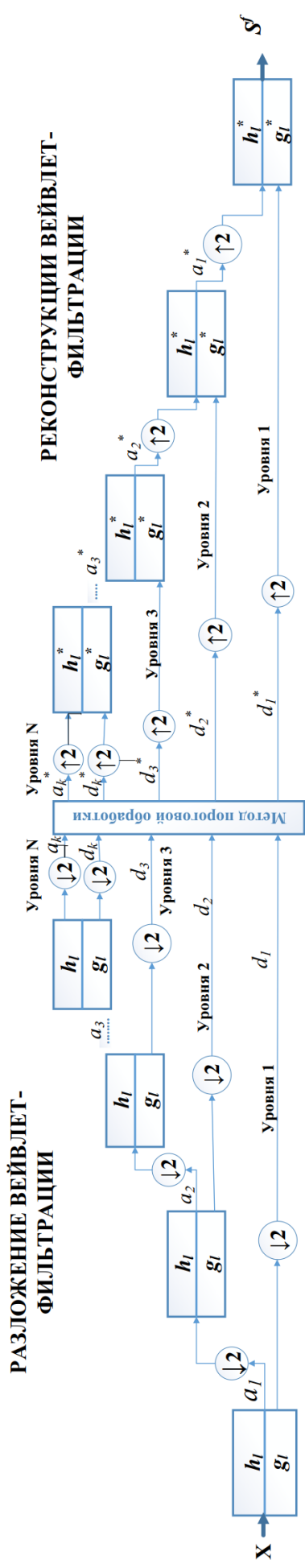


Рис. 2.3. Кратномасштабный алгоритм вейвлет-фильтрации восстановления полезного сигнала

$\downarrow 2$ — уменьшается в два раза число вейвлет-коэффициентов

$\uparrow 2$ — увеличивается в два раза число вейвлет-коэффициентов

h_l - разложение высокочастотной вейвлет-фильтрации (ВВФ)

h_l^* - реконструкции высокочастотной вейвлет-фильтрации (ВВФ)

g_l - разложение низкочастотной вейвлет-фильтрации (НВФ)

g_l^* - реконструкции низкочастотной вейвлет-фильтрации (НВФ)

X — зашумленный сигнал

S' — отфильтрованный сигнал

a — аппроксимирующие коэффициенты

d — детализирующие коэффициенты

Определим h_l – разложение высокочастотной вейвлет-фильтрации (*ВВФ*),
 h_l^* – реконструкцию высокочастотной вейвлет-фильтрации (*ВВФ*),
 g_l – разложение низкочастотной вейвлет-фильтрации (*НВФ*),
 g_l^* – реконструкцию низкочастотной вейвлет-фильтрации (*НВФ*) для каждого набора базис вейвлет-функций. Выбор типов вейвлет-функций зависит от исследуемого сигнала (электрокардиосигнала).

Вейвлет-Коифлетс 5

Разложение НВФ

$$g_0 = -0,00000009$$

$$g_1 = -0,00000017$$

$$g_2 = 0,00000206$$

$$g_3 = 0,00000373$$

$$g_4 = -0,00002132$$

Реконструкция НВФ

$$g_0^* = -0,00021208$$

$$g_1^* = 0,00035859$$

$$g_2^* = 0,00217824$$

$$g_3^* = -0,00415936$$

$$g_4^* = -0,01013112$$

Разложения ВВФ

$$h_0 = 0,00021208$$

$$h_1 = 0,00035859$$

$$h_2 = -0,00217824$$

$$h_3 = -0,00415936$$

$$h_4 = 0,01013112$$

Реконструкция ВВФ

$$h_0^* = -0,00000009$$

$$h_1^* = 0,00000017$$

$$h_2^* = 0,00000206$$

$$h_3^* = -0,00000373$$

$$h_4^* = -0,00002132$$

Вейвлет Симлет 4

Разложение НВФ

$$g_0 = -0,07576571$$

$$g_1 = -0,02963553$$

$$g_2 = 0,49761867$$

$$g_3 = 0,80373875$$

$$g_4 = 0,29785779$$

Реконструкция НВФ

$$g_0^* = 0,03222310$$

$$g_1^* = -0,01260397$$

$$g_2^* = -0,09921954$$

Разложения ВВФ

$$h_0 = -0,03222310$$

$$h_1 = -0,01260397$$

$$h_2 = 0,09921954$$

$$h_3 = 0,29785779$$

$$h_4 = -0,80373875$$

Реконструкция ВВФ

$$h_0^* = -0,07576572$$

$$h_1^* = 0,02963553$$

$$h_2^* = 0,49761867$$

$$g_3^* = 0,29785779$$

$$g_4^* = 0,80373875$$

$$h_3^* = -0,80373875$$

$$h_4^* = 0,29785779$$

Вейвлет Симлет 6

Разложение НВФ

$$g_0 = 0,01540411$$

$$g_1 = 0,00349071$$

$$g_2 = -0,11799011$$

$$g_3 = -0,04831174$$

$$g_4 = 0,49105594$$

Разложения ВВФ

$$h_0 = 0,00780071$$

$$h_1 = 0,00176771$$

$$h_2 = -0,04472490$$

$$h_3 = -0,02106029$$

$$h_4 = 0,07263752$$

Реконструкция НВФ

$$g_0^* = -0,00780071$$

$$g_1^* = 0,00176771$$

$$g_2^* = 0,04472490$$

$$g_3^* = -0,02106029$$

$$g_4^* = -0,07263752$$

Реконструкция ВВФ

$$h_0^* = 0,01540411$$

$$h_1^* = -0,00349071$$

$$h_2^* = -0,11799011$$

$$h_3^* = 0,04831174$$

$$h_4^* = 0,49105594$$

Вейвлет Симлет 8

Разложение НВФ

$$g_0 = -0,00338242$$

$$g_1 = -0,00054213$$

$$g_2 = 0,03169509$$

$$g_3 = 0,00760749$$

$$g_4 = -0,14329424$$

Разложения ВВФ

$$h_0 = -0,00188995$$

$$h_1 = -0,00030292$$

$$h_2 = 0,01495226$$

$$h_3 = 0,00380875$$

$$h_4 = -0,04913718$$

Реконструкция НВФ

$$g_0^* = 0,00188995$$

$$g_1^* = -0,00030292$$

$$g_2^* = -0,01495226$$

$$g_3^* = 0,00380875$$

$$g_4^* = 0,04913718$$

Реконструкция ВВФ

$$h_0^* = -0,00338242$$

$$h_1^* = 0,00054213$$

$$h_2^* = 0,03169509$$

$$h_3^* = -0,00760749$$

$$h_4^* = -0,14329424$$

Вейвлет Добеши 4*Разложение НВФ*

$$g_0 = -0,01059740$$

$$g_1 = 0,03288301$$

$$g_2 = 0,03084138$$

$$g_3 = -0,18703481$$

$$g_4 = -0,02798377$$

Реконструкция НВФ

$$g_0^* = 0,23037781$$

$$g_1^* = 0,71484657$$

$$g_2^* = 0,63088077$$

$$g_3^* = -0,02798377$$

$$g_4^* = -0,18703481$$

Разложения ВВФ

$$h_0 = -0,23037781$$

$$h_1 = 0,71484657$$

$$h_2 = -0,63088077$$

$$h_3 = -0,02798377$$

$$h_4 = 0,18703481$$

Реконструкция ВВФ

$$h_0^* = -0,01059740$$

$$h_1^* = -0,03288301$$

$$h_2^* = 0,03084138$$

$$h_3^* = 0,18703481$$

$$h_4^* = -0,02798377$$

Вейвлет Добеши 6*Разложение НВФ*

$$g_0 = -0,00107730$$

$$g_1 = 0,00477726$$

$$g_2 = 0,00055384$$

$$g_3 = -0,03158204$$

$$g_4 = 0,02752287$$

Реконструкция НВФ

$$g_0^* = 0,11154074$$

$$g_1^* = 0,49462389$$

$$g_2^* = 0,75113391$$

$$g_3^* = 0,31525035$$

$$g_4^* = -0,22626469$$

Разложения ВВФ

$$h_0 = -0,11154074$$

$$h_1 = 0,49462389$$

$$h_2 = -0,75113391$$

$$h_3 = 0,31525035$$

$$h_4 = 0,22626469$$

Реконструкция ВВФ

$$h_0^* = -0,00107730$$

$$h_1^* = -0,00477726$$

$$h_2^* = 0,00055384$$

$$h_3^* = 0,03158204$$

$$h_4^* = 0,02752286$$

Вейвлет Хаар

<i>Разложение НВФ</i>	<i>Разложения ВВФ</i>
$g_0 = -0,00107730$	$h_0 = -0,11154074$
$g_1 = 0,00477726$	$h_1 = 0,49462389$
$g_2 = 0,00055384$	$h_2 = -0,75113391$
$g_3 = -0,03158204$	$h_3 = 0,31525035$
$g_4 = 0,02752287$	$h_4 = 0,22626469$
<i>Реконструкция НВФ</i>	<i>Реконструкция ВВФ</i>
$g_0^* = 0,11154074$	$h_0^* = -0,00107730$
$g_1^* = 0,49462389$	$h_1^* = -0,00477726$
$g_2^* = 0,75113391$	$h_2^* = 0,00055384$
$g_3^* = 0,31525035$	$h_3^* = 0,03158204$
$g_4^* = -0,22626469$	$h_4^* = 0,02752287$

Выбор вейвлет-функции определяется количеством нулевых моментов, чем больше нулевых моментов содержит вейвлет-функция, тем более тонкую структуру сигнала она позволяет анализировать [89].

Определим оптимальный уровень вейвлет-разложения N , до которого целесообразно производить разложение в последующих исследованиях. Рассчитаем выходное отношение сигнал/шум по формуле (2.7), и для оценки искажений, вносимых фильтрацией, рассчитаем коэффициент корреляции по формуле (2.9).

На рисунках 2.4–2.6 показаны результаты фильтрации электрокадиосигналов с добавлением шума с отношением сигнал/шум 35 дБ с использованием уровней разложения $N=2$, $N=3$, $N=4$ [115, 116].

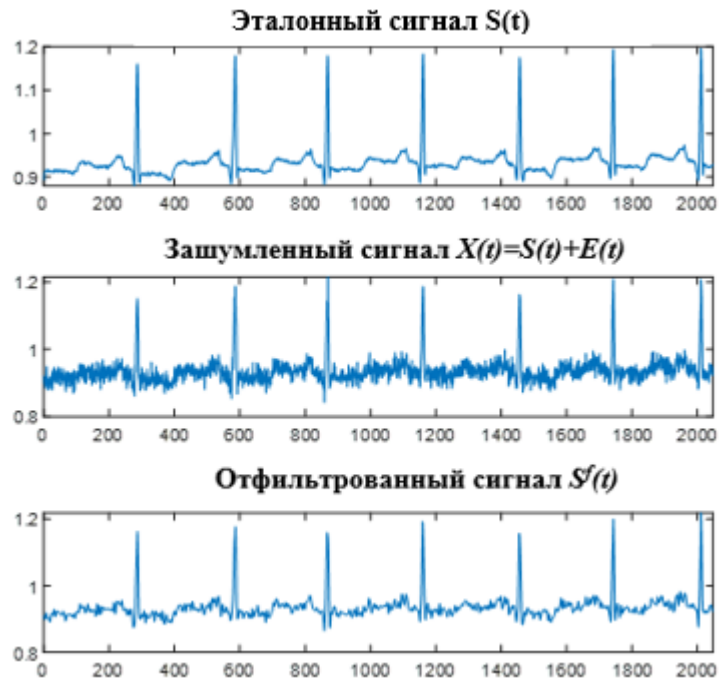


Рис. 2.4. Результат фильтрации ЭКС с добавлением шума 35 дБ $N=2$

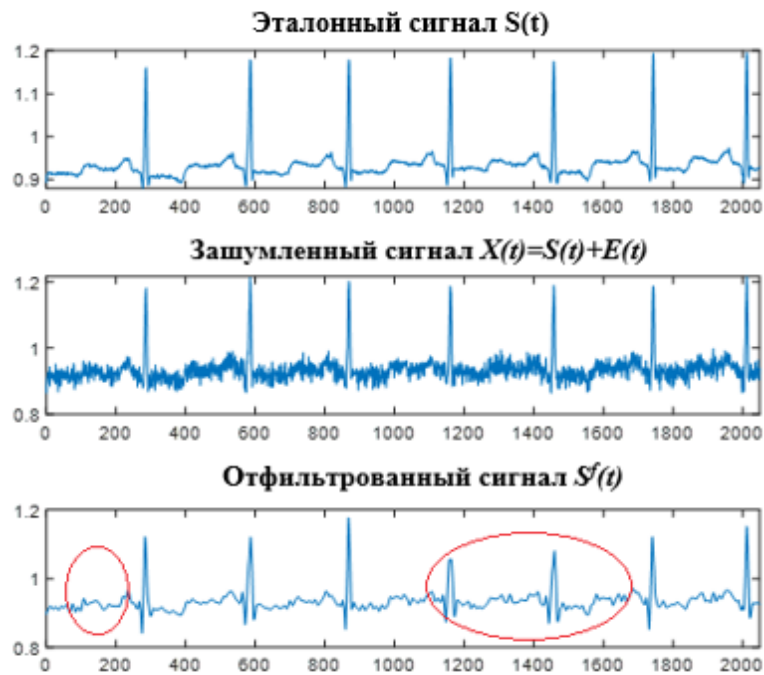


Рис. 2.5. Результат фильтрации ЭКС с добавлением шума 35 дБ $N=3$

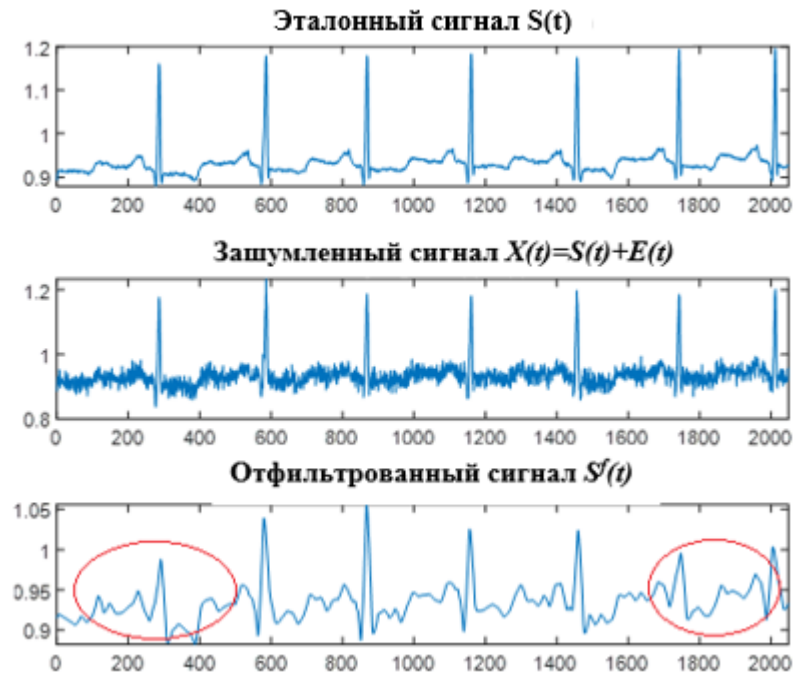


Рис. 2.6. Результат фильтрации ЭКС с добавлением шума 35 дБ $N=4$

На рисунках 2.7–2.9 показаны результаты фильтрации электрокардиосигналов с добавлением шума с отношением сигнал/шум 45дБ с использованием уровней разложения $N=2$, $N=3$, $N=4$.

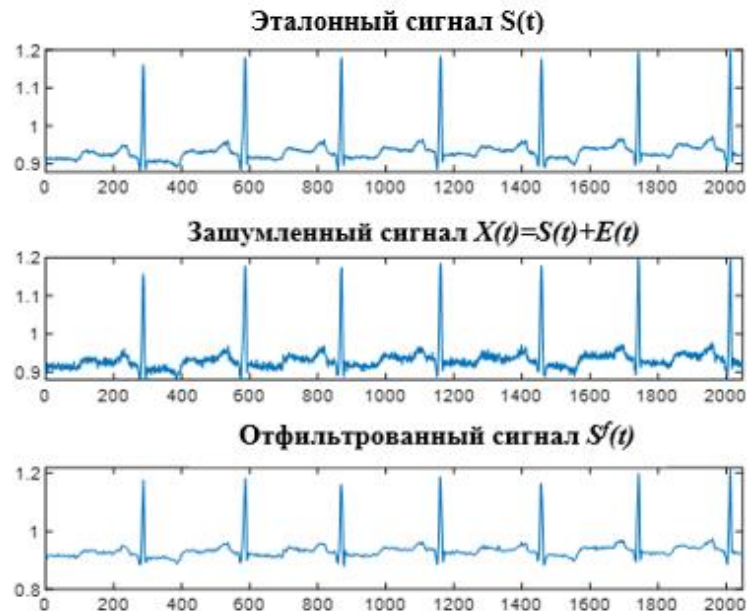


Рис. 2.7. Результат фильтрации ЭКС с добавлением шума 45 дБ $N=2$

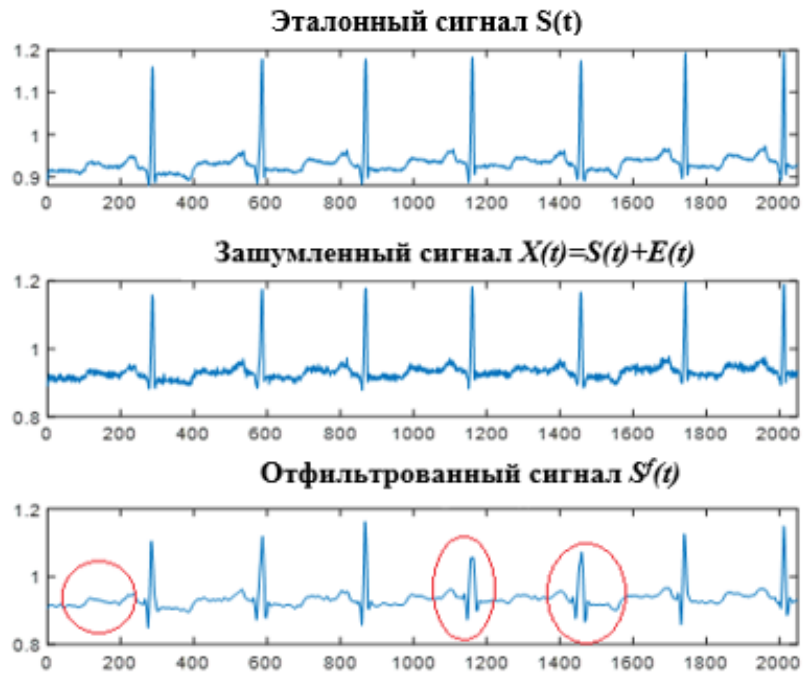


Рис. 2.8. Результат фильтрации ЭКС с добавлением шума 45 дБ $N=3$

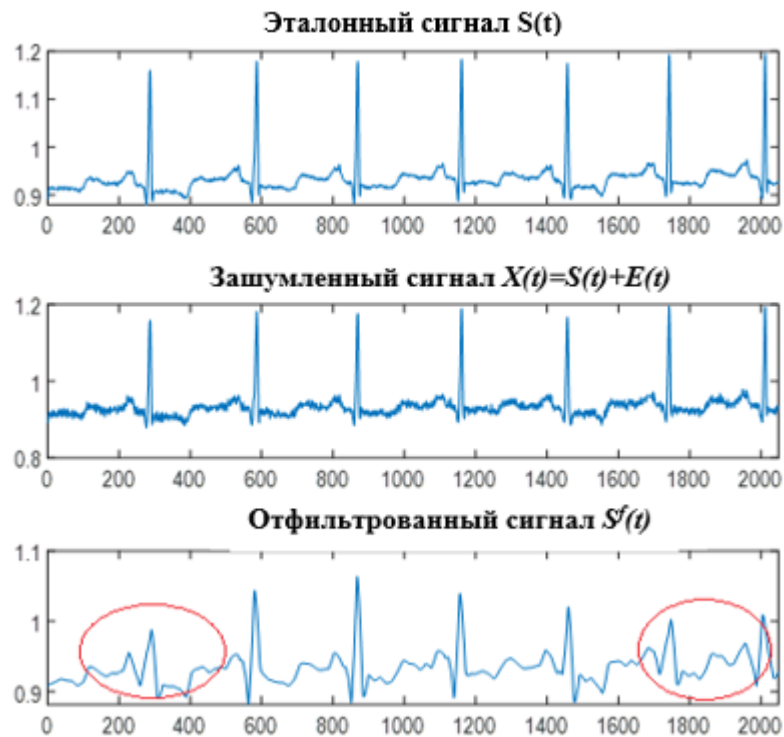


Рис. 2.9. Результат фильтрации ЭКС с добавлением шума 45 дБ $N=4$

В таблице 2.1 отражены результаты сравнения фильтрации на уровнях вейвлет-разложения $N=2$, $N=3$, $N=4$ для вейвлет-пороговой обработки с добавлением к исходному сигналу шума с отношением сигнал/шум 30дБ,

35 дБ, 40 дБ, 45 дБ.

Таблица 2.1. Результаты сравнения уровней разложения $N=2$, $N=3$, $N=4$

Входное отношение сигнал/шум, дБ	$N=2$	$N=3$	$N=4$
	Выходное отношение сигнал/шум, дБ		
30	35.721	33.819	30.655
35	39.697	34.862	30.878
40	43.270	35.182	30.959
45	45.271	35.336	30.984
	Коэффициент корреляции, %		
30	91.3	84.5	63.1
35	96.5	87.9	65.2
40	95.2	88.7	66
45	96,3	89.1	66.2

На основе анализа полученных данных можно сделать вывод, что второй уровень разложения является оптимальным для фильтрации электрокардиосигналов. С увеличением уровня вейвлет-разложения выходное отношение сигнал/шум уменьшается, на уровне $N=4$ выходное отношение сигнал/шум почти не превышает входное, следовательно, фильтрация становится неэффективной.

Коэффициент корреляции к четвертому уровню ($N=4$) значительно снижается, что означает значительное повышение искажений, вносимых алгоритмом фильтрации. Анализ графиков, отраженных на рисунках 2.3 – 2.8 также подтверждает вывод об уровне $N=2$.

2.4. Выбор оптимального базиса вейвлет-функции и пороговой обработки электрокардиосигналов

Определим отношение сигнал/шум и коэффициент корреляции для каждого набора базис вейвлет-функций и методы пороговой обработки электрокардиосигналов для выбранного уровня вейвлет-разложения $N=2$.

Протестируем 7 выбранных типов вейвлет функций:

- *вейвлет Хаара*;
- *вейвлет Добеши 4*;
- *вейвлет Добеши 6*;
- *вейвлет Коифлетса 5*;
- *вейвлет Симлета 4*;
- *вейвлет Симлета 6*;
- *вейвлет Симлета 8*.

Выбор типов вейвлет-функций зависит от исследуемого сигнала (электрокардиосигнала), то есть выбранный вейвлет базис по свойствам и характеристикам должен быть похож в электрокардиосигнала.

Для каждого типа вейвлета используем жесткий или мягкий метод пороговой обработки. Рассчитаем пороговое значение каждым из четырех способов вычисления порога: адаптивным, эвристическим, логарифмическим и минимаксным.

На рисунках 2.10–2.15 показаны результаты фильтрации электрокардиосигналов с добавлением шума с входным отношением сигнал/шум 45 дБ и 35 дБ несколькими видами вейвлетов [114].

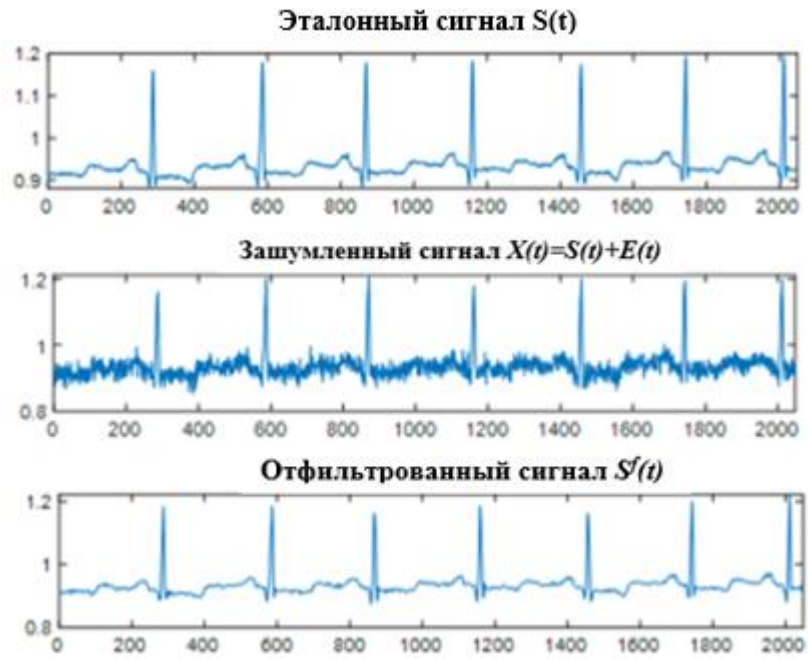


Рис. 2.10. Результат фильтрации ЭКС вейвлетом Симлета 4 с входным отношением сигнал/шум 45 дБ

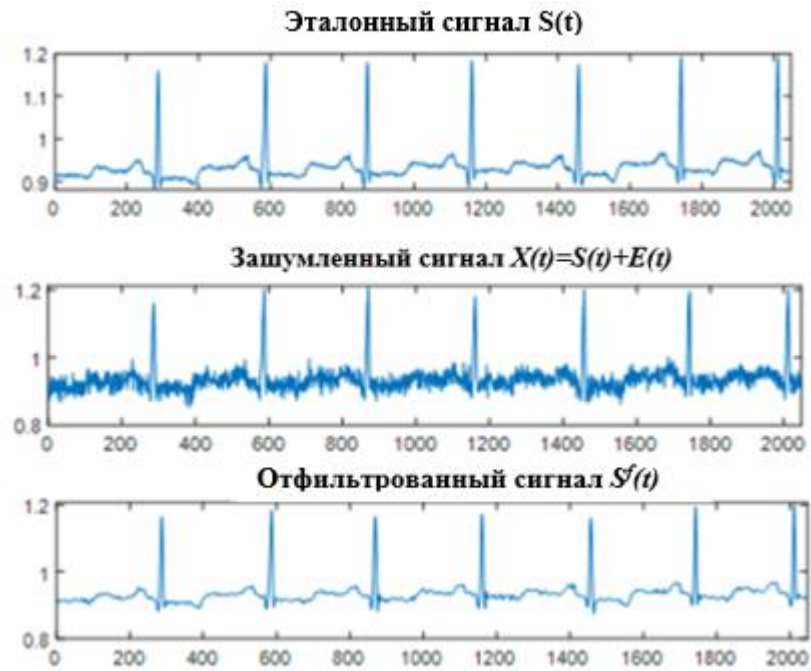


Рис. 2. 11. Результат фильтрации ЭКС вейвлетом Коифлетса 5 с входным отношением сигнал/шум 35 дБ

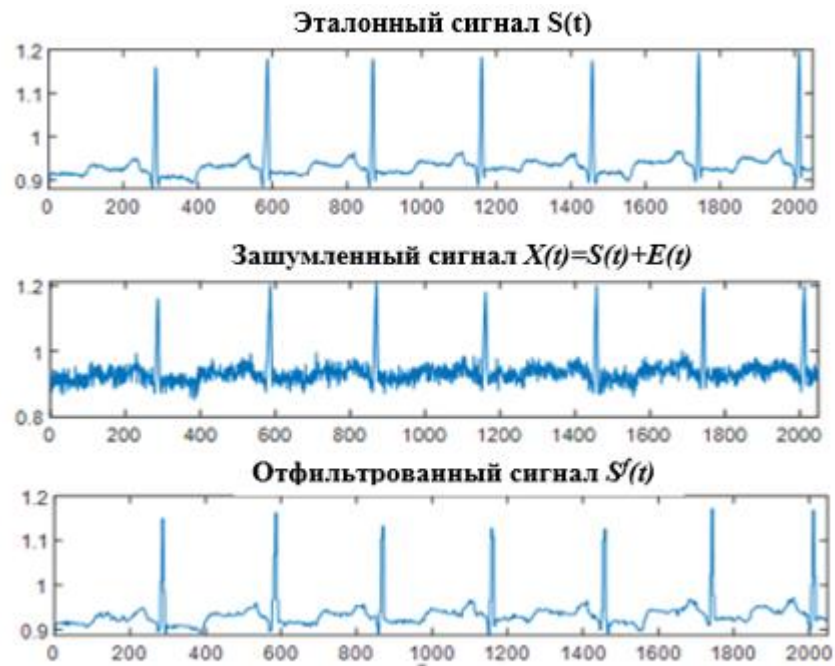


Рис. 2. 12. Результат фильтрации ЭКС вейвлетом Хаара с входным отношением сигнал/шум 35 дБ

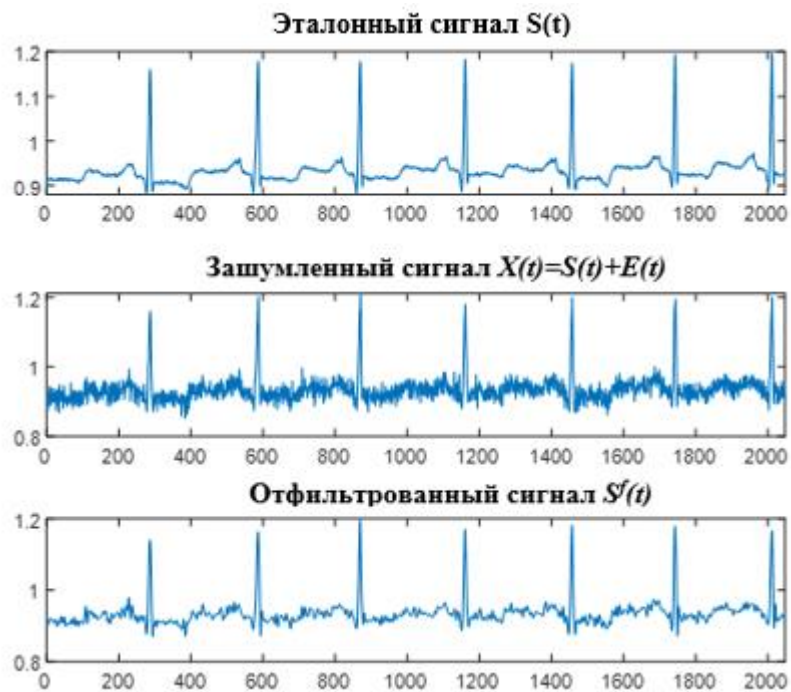


Рис. 2. 13. Результат фильтрации ЭКС вейвлетом Добеши 6 с входным отношением сигнал/шум 35 дБ

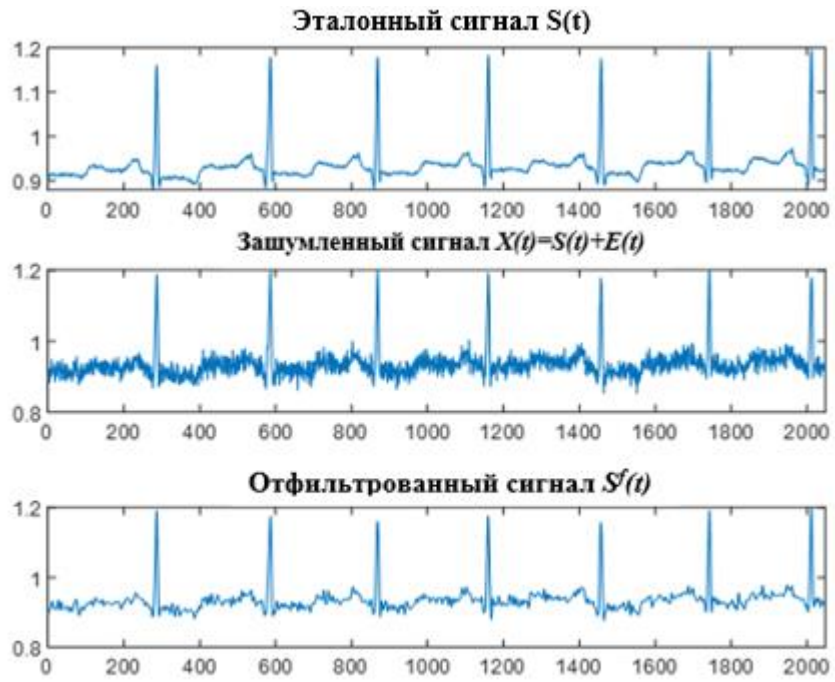


Рис. 2. 14. Результат фильтрации ЭКС вейвлетом Симлета 8 с входным отношением сигнал/шум 35 дБ

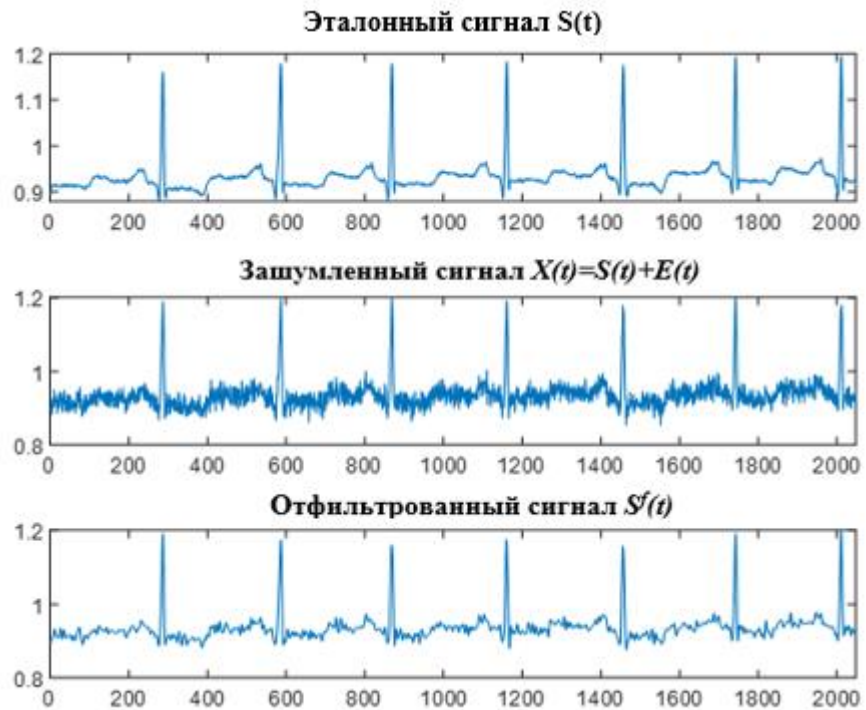


Рис. 2. 15. Результат фильтрации ЭКС вейвлетом Симлета 6 с входным отношением сигнал/шум 35 дБ

Таким образом, для исследования необходимо перебрать 56 вариантов возможных комбинаций параметров шумоподавления для каждого уровня

шума. Рассчитанные данные представлены в таблице 2.2. для трех уровней шума $SNR_1 = 35$, $SNR_2 = 40$, $SNR_3 = 45$ на входе фильтрации [115].

Таблица 2.2. Отношения сигнал/шум на выходе фильтрации для всех комбинаций параметров

Параметр		Мягкий метод				Жесткий метод			
		<i>Адаптивный</i>	<i>Логарифмический</i>	<i>Минимаксный</i>	<i>Эвристический</i>	<i>Адаптивный</i>	<i>Логарифмический</i>	<i>Минимаксный</i>	<i>Эвристический</i>
Хаар	SNR_1	36.740	36.805	36.829	36.880	36.770	36.695	36.697	36.668
	SNR_2	38.150	38.078	38.107	38.15	38.112	38.146	38.092	38.094
	SNR_3	38.620	38.619	38.638	38.64	38.634	38.626	38.642	38.621
Симлет 4	SNR_1	39.994	39.886	40.166	40.028	39.552	39.881	39.586	39.796
	SNR_2	43.372	42.971	43.47	43.223	43.115	43.258	43.298	43.137
	SNR_3	45.246	45.278	45.224	45.276	45.17	45.171	45.306	45.181
Симлет 6	SNR_1	39.964	39.716	39.836	39.669	39.614	39.505	39.877	39.673
	SNR_2	42.846	42.950	42.999	43.015	42.811	43.055	43.236	43.002
	SNR_3	44.643	44.733	44.755	44.603	44.734	44.657	44.681	44.683
Симлет 8	SNR_1	39,512	39,53	39,517	40,44	39,382	39,248	39,48	40,535
	SNR_2	43,789	43,524	43,906	43,64	43,149	43,838	43,054	43,946
	SNR_3	45,306	45,083	45,32	45,309	45,435	45,268	45,335	45,225
Добеши 4	SNR_1	39.958	40.079	40.058	39.994	39.751	40.273	40.021	40.16
	SNR_2	43.430	43.400	43.446	43.616	43.273	43.582	43.222	43.237
	SNR_3	45.306	45.083	45.320	45.309	45.435	45.268	45.335	45.225
Добеши 6	SNR_1	39.619	39.446	39.643	39.804	39.957	40.135	40.039	39.904
	SNR_2	43.031	42.978	43.194	43.108	43.153	43.005	43.237	42.821
	SNR_3	45.057	44.874	44.871	44.937	44.961	44.893	44.934	44.970
Коифлетс 5	SNR_1	40,575	40,102	40,001	40,44	40,525	40,279	40,279	40,77
	SNR_2	44,523	44,634	44,022	44,404	44,192	44,025	44,236	44,764
	SNR_3	45,828	45,975	45,695	45,811	45,832	45,642	45,655	45,863

В результате анализа полученных данных отношения сигнал/шум всех комбинаций параметров было выявлено:

- наименее эффективным вейвлетом для фильтрации электрокардосигналов является вейвлет Хаара с адаптивным пороговым значением;

- наибольшее выходное отношение сигнал/шум для всех рассмотренных уровней шума имеет вейвлет Коифлетса 5 с использованием жесткого метода пороговой обработки с эвристическим способом расчета порогового значения;

- для большинства наборов параметров значения отношения сигнал/шум вейвлета Коифлетса 5 превосходят значения отношения сигнал/шум вейвлета Симлет 8, что особенно наглядно видно для входного уровня шума 45 дБ;

Рассмотрим коэффициенты корреляции для всех комбинаций параметров, результаты расчетов которых приведены в таблице 2.3 [115].

Таблица 2.3. Коэффициенты корреляции для всех комбинаций параметров

Параметр		Мягкий метод				Жесткий метод			
		<i>Адаптивный</i>	<i>Логарифмический</i>	<i>Минимаксный</i>	<i>Эвристический</i>	<i>Адаптивный</i>	<i>Логарифмический</i>	<i>Минимаксный</i>	<i>Эвристический</i>
Хаар	SNR_1	88.4	88.5	88.6	88.5	88.5	88.3	88.4	88.4
	SNR_2	90.5	90.4	90.4	90.5	90.4	90.5	90.4	90.4
	SNR_3	91.0	91.0	91.1	91.1	91.1	91	91.1	91
Симлет 4	SNR_1	90.5	90.4	90.6	90.6	90.2	90.5	90.2	90.4
	SNR_2	90.4	92.3	92.4	92.4	92.3	92.3	92.4	92.3
	SNR_3	92.9	93	92.9	93.0	92.9	92.9	93.0	92.9
Симлет 6	SNR_1	90.5	90.4	90.5	90.3	90.3	90.2	90.3	90.3
	SNR_2	92.2	92.2	92.3	92.2	92.2	92.2	92.3	92.3
	SNR_3	92.8	92.8	92.8	92.8	92.8	92.8	92.8	92.8
Симлет 8	SNR_1	93	93.8	93.0	93.9	93.9	93.7	93.9	94
	SNR_2	94.6	94.7	94.6	94.7	94.7	94.5	94.6	94.6
	SNR_3	95.12	95.2	95.14	95.22	95.2	95.22	95.23	95.25
Добеши 4	SNR_1	90.5	90.6	90.6	90.6	90.3	90.8	90.6	90.7
	SNR_2	92.4	92.4	92.4	92.5	92.3	92.4	92.3	92.3
	SNR_3	94.0	94.9	94.0	94.0	94.0	94.9	94.0	94.9
Добеши 6	SNR_1	89.3	89.1	89.3	89.5	89.4	89.7	89.7	89.5
	SNR_2	91.3	91.2	91.3	91.3	91.3	91.2	91.3	91.1
	SNR_3	93.9	93.8	93.8	93.9	93.9	93.9	93.9	93.9
Коифлетс 5	SNR_1	94.0	94.6	94.5	94.9	94.9	94.7	94.8	95.4
	SNR_2	95.6	95.6	95.6	95.5	95	95.6	95.7	95.7
	SNR_3	96.3	96.2	96.2	96.3	96.3	96.2	96.3	96.4

По результатам таблицы 2.3 оценим гарантированный выбор вейвлет базиса и способа вычисления порога с использованием минимаксного λ_{MM} критерия, который минимизирует максимально возможное значение взаимной корреляции сигналов на входе и выходе канала приема – передачи электрокардиосигналов с использованием жесткого метода пороговой обработки для трех уровней шума $SNR_1 = 35\text{дБ}$, $SNR_2 = 40\text{дБ}$, $SNR_3 = 45\text{дБ}$

$$\lambda_{MM} = \max_i \min_j R_{ij} \quad (2.28)$$

где в каждой из j -х строк, выбирается минимальное значение коэффициента корреляции, а в i -м столбце выбирается максимальное значение коэффициенты корреляции.

Одним из наиболее распространенных подходов решения задачи (2.28) является принцип гарантированного результата. При его использовании предполагается, что какое бы решение не принималось, неизвестный исследуемый параметр может принимать наихудшее значение. В соответствии с этим выбирается такой план действий, при котором наихудшее значение исследуемого показателя является наибольшим.

Способы вычисления порога при мягком методе обработки

1. Адаптивный способ
вычисления порога

$$R_{i,j} = \begin{array}{c|ccc|c} 88.4 & 90.5 & 91 & 88.4 \\ 90.5 & 90.4 & 92.9 & 90.4 \\ 90.5 & 92.2 & 92.8 & 90.5 \\ 93 & 94.6 & 95.12 & 93 \\ 90.5 & 92.4 & 94 & 90.5 \\ 89.3 & 91.3 & 93.9 & 89.3 \\ 94 & 95.6 & 96.3 & 94 \end{array} \quad 94 \quad \lambda_{MM} = 94$$

2. Логарифмический способ
вычисления порога

$$R_{i,j} = \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline 88.5 & 90.4 & 91 & 88.5 \\ \hline 90.4 & 92.3 & 93 & 90.4 \\ \hline 90.4 & 92.2 & 92.8 & 90.4 \\ \hline 93.8 & 94.7 & 95.2 & 93.8 \\ \hline 90.6 & 92.4 & 94.9 & 90.6 \\ \hline 89.1 & 91.2 & 93.8 & 89.1 \\ \hline 94.6 & 95.6 & 96.2 & 94.6 \\ \hline \end{array} 94.6 \lambda_{MM} = 94.6$$

3. Минимаксный способ
вычисления порога

$$R_{i,j} = \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline 88.6 & 90.4 & 91.1 & 88.6 \\ \hline 90.6 & 92.4 & 92.9 & 90.6 \\ \hline 90.5 & 92.3 & 92.8 & 90.5 \\ \hline 93 & 94.6 & 95.14 & 93 \\ \hline 90.6 & 92.4 & 94 & 90.6 \\ \hline 89.3 & 91.3 & 93.8 & 89.3 \\ \hline 94.5 & 95.6 & 96.2 & 94.5 \\ \hline \end{array} 94.5 \lambda_{MM} = 94.5$$

4. Эвристический
способ вычисления порога

$$R_{i,j} = \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline 88.5 & 90.5 & 91.1 & 88.5 \\ \hline 90.6 & 92.4 & 93 & 90.6 \\ \hline 90.3 & 92.2 & 92.8 & 90.3 \\ \hline 93.9 & 94.7 & 95.22 & 93.9 \\ \hline 90.6 & 92.5 & 94 & 90.6 \\ \hline 89.5 & 91.3 & 93.9 & 89.5 \\ \hline 94.9 & 95.5 & 96.3 & 94.9 \\ \hline \end{array} 94.9 \lambda_{MM} = 94.9$$

Способы вычисления порога при жестком методе пороговой обработки

1. Адаптивный способ
вычисления порога

$$R_{i,j} = \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline 88.5 & 90.4 & 91.1 & 88.5 \\ \hline 90.2 & 92.3 & 92.9 & 90.2 \\ \hline 90.3 & 92.2 & 92.8 & 90.3 \\ \hline 93.9 & 94.7 & 95.2 & 93.9 \\ \hline 90.3 & 92.3 & 94 & 90.3 \\ \hline 89.4 & 91.3 & 93.9 & 89.4 \\ \hline 94.9 & 95 & 96.3 & 94.9 \\ \hline \end{array} 94.9 \lambda_{MM} = 94.9$$

2. Логарифмический способ вычисления порога

$$R_{i,j} = \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline 88.3 & 90.5 & 91 & 88.3 \\ \hline 90.5 & 92.3 & 92.9 & 90.5 \\ \hline 90.2 & 92.2 & 92.8 & 90.2 \\ \hline 93.7 & 94.5 & 95.22 & 93.7 \\ \hline 90.8 & 92.8 & 94.9 & 90.8 \\ \hline 89.7 & 91.2 & 93.9 & 89.7 \\ \hline 94.7 & 95.6 & 96.2 & 94.7 \\ \hline \end{array} 94.7 \lambda_{MM} = 94.7$$

3. Минимаксный способ вычисления порога

$$R_{i,j} = \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline 88.4 & 90.4 & 91.1 & 88.4 \\ \hline 90.2 & 92.4 & 93 & 90.2 \\ \hline 90.3 & 92.3 & 92.8 & 90.3 \\ \hline 93.9 & 94.6 & 95.23 & 93.9 \\ \hline 90.6 & 92.3 & 94 & 90.6 \\ \hline 89.7 & 91.3 & 93.9 & 89.7 \\ \hline 94.8 & 95.7 & 96.3 & 94.8 \\ \hline \end{array} 94.8 \lambda_{MM} = 94.8$$

4. Эвристический способ вычисления порога

$$R_{i,j} = \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline 88.4 & 90.4 & 91 & 88.4 \\ \hline 90.4 & 92.3 & 92.9 & 90.4 \\ \hline 90.3 & 92.3 & 92.8 & 90.3 \\ \hline 94 & 94.6 & 95.25 & 94 \\ \hline 90.7 & 92.3 & 94.9 & 90.7 \\ \hline 89.5 & 91.1 & 93.9 & 89.5 \\ \hline 95.4 & 95.7 & 96.4 & 95.4 \\ \hline \end{array} 95.4 \lambda_{MM} = 95.4$$

В результате анализа полученных данных о коэффициентах корреляции для всех комбинаций параметров с использованием минимаксного λ_{MM} критерия было выявлено:

– фильтрация с помощью вейвлета Хаара показала наихудшие результаты;

– на основе минимаксного критерия наибольшие значения коэффициента корреляции для всех рассмотренных уровней шума были получены с помощью вейвлета Коифлетс 5 с использованием жесткого метода пороговой обработки с эвристическим способом расчета порогового значения;

– вейвлет Симлета 8 показывает хорошие результаты фильтрации с использованием мягкого метода пороговой обработки с минимаксным способом расчета порогового значения.

Выводы по главе 2

1. Разработаны алгоритмы вейвлет-фильтрации электрокардиосигналов, что позволяет эффективно удалять различные шумы и помехи в канале приема-передачи электрокардиосигналов.

2. В результате анализа оптимальных уровней вейвлет-разложения на основе полученных данных можно сделать вывод, что *второй уровень вейвлет-разложения* является оптимальным для фильтрации электрокардиосигналов. С увеличением уровня вейвлет-разложения выходное отношение сигнал/шум уменьшается. На уровне $N=4$ выходное отношение сигнал/шум почти не превышает входное. Следовательно, фильтрация становится неэффективной.

3. В результате исследования, были протестированы 56 комбинаций параметров шумоподавления для трех уровней шума: $SNR_1 = 35$, $SNR_2 = 40$, $SNR_3=45$. Анализ этих исследований показал, что оптимальный набор параметров фильтрации электрокардиосигналов был получен в следующем составе: наибольшее выходное отношение сигнал/шум и наибольший коэффициент корреляции для всех рассмотренных уровней шума имеет вейвлет Коифлетс 5 с использованием жесткого метода пороговой обработки с эвристическим пороговым значением.

В **приложении В** представлен код программы реализации алгоритма вейвлет-фильтрации с выявленными оптимальными параметрами шумоподавления.

ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО УЛЬТРАЗВУКОВОГО УСТРОЙСТВА ДЛЯ ПРИЁМО-ПЕРЕДАЧИ И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

3.1. Разработка ультразвукового устройства для проведения экспериментальных исследований

Беспроводная информация обычно передается с высокими скоростями передачи данных с использованием радиоволн, но в некоторых случаях это может быть недопустимо, поскольку передачи могут создавать помехи для чувствительного электронного оборудования или могут возникнуть проблемы с безопасностью, поскольку сигналы могут проходить слишком далеко через стены или другие барьеры [113, 106]. В настоящее время все шире используются технологии обработки информации в корпоративных системах связи и передача информации с помощью ультразвуковых колебаний. Это объясняется тем, что в области беспроводной связи (ближнего и дальнего действия) и передачи данных появляются более продвинутое приложения. Преимущество этого метода в том, что ультразвук не слышен человеческим ухом, и поэтому не оказывает негативного психического воздействия на человека [113, 104].

Ультразвуковые волны (акустические колебания), распространяясь в газе, создают области сжатия и разрежения среды, в которых давление соответственно повышается или понижается по сравнению с давлением невозмущенной среды. УЗ колебания хорошо поддаются фокусировке и возможности глубокого шифрования конфиденциальной информации, обеспечивают большие трудности перехвата информации при наличии дополнительных преобразователей и датчиков [77, 122].

На основе исследований предоставленных в разделе 1.3 необходимо отметить, что несмотря на различные предложения зарубежных авторов по применению ультразвукового канала связи для передачи и приема информации, в этом вопросе имеются определенные недостатки а именно: она

предложена для системы Android, а в другой операционной системе и на расстоянии более нескольких десятков метров, технология не может работать.

В данной диссертационной работе разработанное ультразвуковое устройство обеспечивает эффективную и с высокой точностью без искажения приемо-передачу сигналов за счет увеличения мощности передатчика и чувствительности приемника [77].

Система беспроводной связи, использующая ультразвуковые сигналы, включает в себя модуль передачи и приемный модуль [2, 96]. Модуль передачи принимает входные сигналы от беспроводного устройства, модифицирует принятые входные сигналы таким образом, что преобразует каждый принятый входной сигнал в соответствующий ультразвуковой сигнал и беспроводным образом передает каждый упомянутый ультразвуковой сигнал через ультразвуковой канал [97, 119].

Функциональные схемы экспериментального устройства для исследования ультразвукового канала приемо-передачи и обработки информации представлены на рисунках 7, 8 и 9.

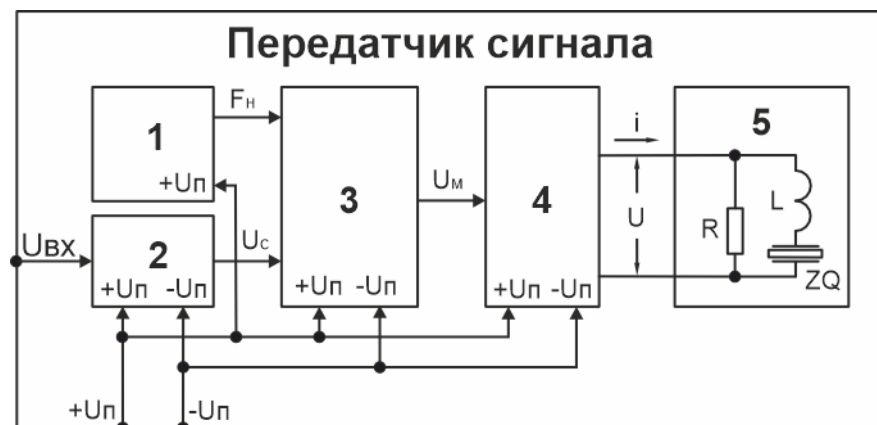


Рис. 3.1. Функциональная схема ультразвукового передатчика

Назначение элементов функциональной схемы ультразвукового передатчика сигнала.

- 1 – Генератор несущей частоты.
- 2 – Усилитель низкой частоты.
- 3 – Амплитудный модулятор.

4 – Выходной усилитель.

5 – Ультразвуковой пьезоизлучатель с элементами согласования.

Пояснение к рис. 3.1:

Входной сигнал передатчика ($U_{вх}$) усиливается УНЧ (усилителем низкой частоты) (2), с которого усиленный сигнал (U_c) поступает на вход амплитудного модулятора (3). На второй вход амплитудного модулятора (3) подается сигнал несущей частоты (F_n) с генератора (1). Модулированное колебание (U_m) поступает на выходной усилитель (4), а выходной сигнал которого (U, i) поступает непосредственно на пьезоизлучатель (5) с элементами согласования (R и L), позволяющие согласовать выходной усилитель с пьезоизлучателем (ZQ).

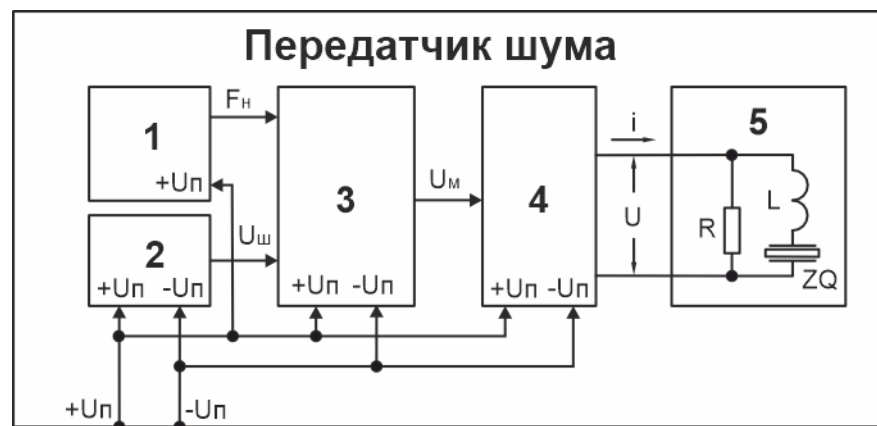


Рис. 3.2. Функциональная схема ультразвукового передатчика

Назначение элементов функциональной схемы ультразвукового передатчика шума:

1 – Генератор несущей частоты.

2 – Генератор шума

3 – Амплитудный модулятор.

4 – Выходной усилитель.

5 – Ультразвуковой пьезоизлучатель с элементами согласования.

Пояснение к рис. 3.2:

Низкочастотный белый шум ($U_{ш}$) с генератора шума (2) поступает на вход амплитудного модулятора. На второй вход амплитудного модулятора (3)

подается сигнал несущей частоты (F_n) с генератора (1). Модулированное колебание (U_m) поступает на выходной усилитель (4), выходной сигнал которого (U, i) поступает непосредственно на пьезоизлучатель (5) с элементами согласования (R и L), которые позволяют согласовать выходной усилитель с пьезоизлучателем (ZQ).

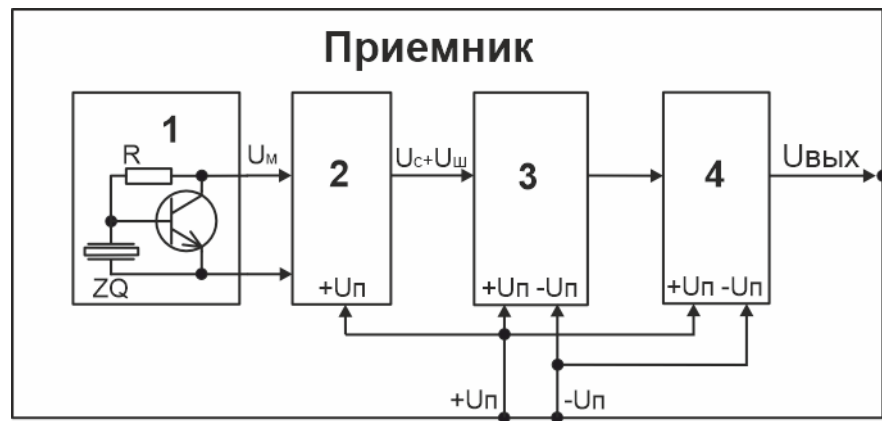


Рис. 3.3. Функциональная схема ультразвукового приемника

Назначение элементов функциональной схемы ультразвукового приемника:

- 1 – Ультразвуковой пьезоприемник с согласующей схемой.
- 2 – Амплитудный детектор.
- 3 – Усилитель низкой частоты.
- 4 – Выходной усилитель.

Пояснение к рис. 3.3:

На ультразвуковой пьезоприемник (ZQ) с согласующей схемой (1) поступает модулированное колебание. С выхода согласующей схемы выделенный модулированный сигнал (U_m) поступает на амплитудный детектор (2). Низкочастотный сигнал (смесь сигнала и шума $U_c + U_{ш}$) с выхода амплитудного детектора поступает на усилитель низкой частоты (3), усиленный сигнал с которого через выходной усилитель (4) поступает на выход приемника.

Ультразвуковые датчики выполняют функции передатчиков и приемников, но они также могут выполнять двойную роль – прием и передачу

ультразвуковых волн, то есть являются обратимыми элементами. Структура преобразователя состоит из двух прямых зондов: один чип испускает ультразвуковые волны, а другой получает ультразвуковые волны [107, 2]. Между двумя микросхемами имеется система изоляции. Передача и прием не влияют друг на друга. Хотя структура сложнее, чем монокристаллический прямой зонд, точность обнаружения высокая, а схема управления проста. Ультразвуковой датчик основан на использовании пьезоэлектрического эффекта и обычно в качестве используемого материала применяется пьезоэлектрическая керамика [105, 99].

В процессе передачи информации ультразвуковым устройством используется амплитудная модуляция. Амплитудная модуляция (АМ) – это метод модуляции, используемый в электронной связи чаще всего для передачи сообщений с помощью радио несущей волны. При АМ амплитуда (мощность сигнала) изменяется пропорционально амплитуде сигнала сообщения, такого как аудиосигнал [10].

3.2. Математическая модель ультразвукового устройства при амплитудной модуляции сигнала

Во многих физических процессах наблюдается перенос спектра модулированного сигнала в низкочастотную область, например, в явлениях возникновения акустических сигналов двух ультразвуковых источников. В общем случае анализ процесса преобразования спектра является задачей, связанной с решением системы нелинейных дифференциальных уравнений [113, 96].

Лучший выбор метода аппроксимации зависит от типа нелинейной характеристики, а также от режима работы нелинейного элемента. Одним из наиболее распространенных методов является аппроксимация степенным полиномом [113].

В анализе спектрального преобразования при воздействии гармоническим напряжением применяем степенная аппроксимация в виде полинома с тригонометрическими функциями (см. рис 3.1 и 3.3) [96, 113]:

$$i(t) = b_0 + b_1 U \cos \omega t + b_2 U^2 \cos^2 \omega t + b_3 U^3 \cos^3 \omega t + \dots + b_n U^n \cos^n \omega t \quad (3.1)$$

где $U [B]$ – амплитуда напряжения; $b_0 [A]$ – постоянная составляющая тока; $b_1 [Om^{-1} * B^{-1}]$, $b_2 [Om^{-2} * B^{-2}] \dots$ – размерные коэффициенты. При использовании косинусов все начальные фазы нулевые [96].

Мощность излучения излучателя (ультразвукового датчика) зависит от амплитуды переменного напряжения $U(t)$ и тока $i(t)$, протекаемого через ультразвуковой датчик.

В работе ограничимся полиномом третьей степени:

$$i(t) = b_0 + b_1 U \cos \omega t + b_2 U^2 \cos^2 \omega t + b_3 U^3 \cos^3 \omega t \quad (3.2)$$

где $u(t) = U \cos \omega t$ – действующие напряжения на ультразвуковой датчик.

Если $b_2 = 0$, то применяется формула понижения степеней

$$\cos^3 \omega t = \frac{\cos 3\omega t + 3\cos \omega t}{4} \quad (3.3)$$

Из (3.2) получается выражение для тока:

$$i(t) = \left(\frac{3b_3 U^3}{4} + b_1 U \right) \cos \omega t + \frac{b_3 U^3}{4} \cos 3\omega t \quad (3.4)$$

Результат представлен на рис. 3.4.

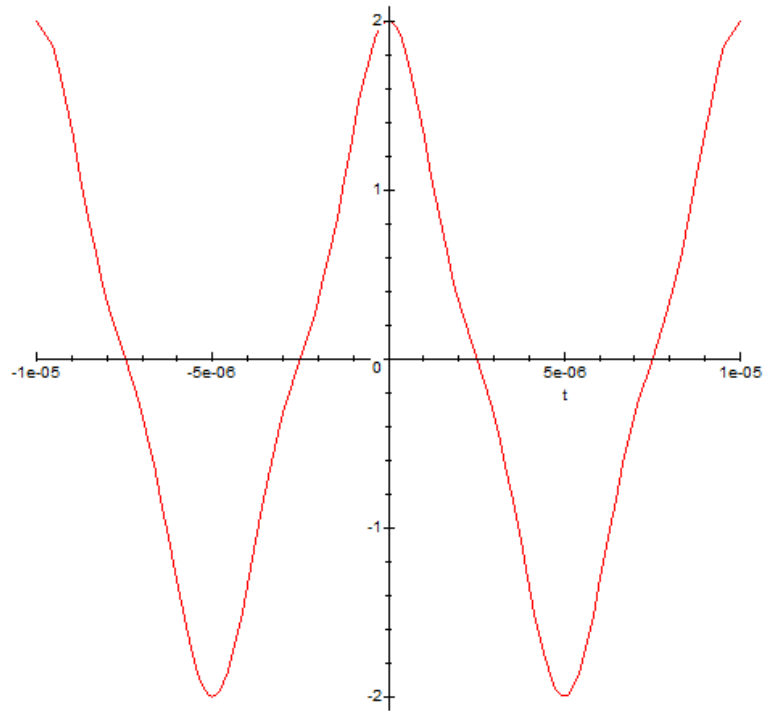


Рис. 3.4. Функция тока от времени

При АМ спектр модулирующего сигнала передается в область несущей частоты, образуя верхнюю и нижнюю боковые составляющие спектра. Поскольку такое преобразование создает новые частоты, процедура модуляции является нелинейным преобразованием [98]. Но из-за того при АМ спектр модулирующего сигнала не изменяется, а передается только в высокочастотную область, АМ считается типом линейной модуляции. Во многих случаях спектр АМ-сигнала сравнительно прост и может быть определен по спектру модулирующего сигнала, который заметно проще, чем его прямой расчет. Основные соотношения, требуемые для этого, могут быть относительно легко получены на примере АМ-сигнала, когда АМ-сигнал выполняется гармоническим сигналом [97, 99].

Несущая частота – частота колебаний, подвергаемых изменениям сигналами передачи информации. Низкочастотные колебания также называют несущими. В самих колебаниях с *НЧ* не содержится информация, так как они лишь «доставляют» её. Спектр модулированных колебаний содержит, кроме

низких частот, также боковые, которые включают в себя передаваемую информацию [96, 100].

Всякое модулированное колебание несинусоидально и имеет сложный спектр. Рассмотрим амплитудно-модулированный сигнал в простейшем случае, когда модулирующая функция имеет несинусоидальный характер [113]. Действующее на нелинейных ультразвуковых датчиках напряжение (см. рис 3.1 и 3.3) можно описать формулой:

$$u(t) = U \cos \omega_0 t + \frac{m}{2} U (\cos(\omega_0 + \Omega) t + \cos(\omega_0 - \Omega) t) \quad (3.5)$$

где U – амплитуда напряжения, m – глубина модуляции, ω_0 – несущая частота, Ω – частота модуляции.

Применяем по аналогии подстановку $u(t)$ в (3.2) при $b_0=0$. Анализ справедливости этой формальной подстановки в работе не обсуждается, но в области НЧ не вызывает сомнений. Итак, получается:

$$\begin{aligned} i(t) = & b_1 \left(U \cos \omega_0 t + \frac{m}{2} U (\cos(\omega_0 + \Omega) t + \cos(\omega_0 - \Omega) t) \right) + \\ & + b_2 \left(U \cos \omega_0 t + \frac{m}{2} U (\cos(\omega_0 + \Omega) t + \cos(\omega_0 - \Omega) t) \right)^2 + \\ & + b_3 \left(U \cos \omega_0 t + \frac{m}{2} U (\cos(\omega_0 + \Omega) t + \cos(\omega_0 - \Omega) t) \right)^3 \end{aligned} \quad (3.6)$$

Далее используем следующие формулы понижения степеней:

$$\cos^2 \omega t = \frac{\cos 2\omega t + 1}{2} \quad (3.7)$$

$$\cos^3 \omega t = \frac{\cos 3\omega t + 3 \cos \omega t}{4} \quad (3.8)$$

Для тока $i(t)$ в результате подстановки получается:

$$\begin{aligned} i(t) = & \frac{1}{2} b_2 U^2 + \frac{m^2}{4} b_2 U^2 + m b_2 U^2 \cos \Omega t + \frac{m^2}{4} b_2 U^2 \cos 2\Omega t + \\ & + \left(\frac{m}{2} b_1 U + \frac{9m}{8} b_3 U^3 + \frac{9m^3}{32} b_3 U^3 \right) \cos(\omega_0 - \Omega) t + (b_1 U + \frac{3}{4} b_3 U^3 + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{9m^2}{8} b_3 U^3 \cos \omega_0 t + \left(\frac{m}{2} b_1 U + \frac{9m}{8} b_3 U^3 + \frac{9m^3}{32} b_3 U^3 \right) \cos(\omega_0 + \Omega) t + \\
& + \left(\frac{m}{2} b_1 U + \frac{9m}{8} b_3 U^3 + \frac{9m^3}{32} b_3 U^3 \right) \cos(\omega_0 - \Omega) t + \frac{9m^2}{16} b_3 U^3 \cos(\omega_0 + 2\Omega) t + \\
& + \frac{9m^2}{16} b_3 U^3 \cos(\omega_0 - 2\Omega) t + \left(\frac{1}{2} b_2 U^2 + \frac{m^2}{4} b_2 U^2 \right) \cos 2\omega_0 t + \frac{m^2}{4} b_2 U^2 \cos \Omega t + \\
& + \frac{m}{2} b_2 U^2 \cos(2\omega_0 + \Omega) t + \frac{m}{2} b_2 U^2 \cos(2\omega_0 - \Omega) t + \frac{m^2}{8} b_2 U^2 \cos 2(\omega_0 + \Omega) t + \\
& + \frac{m^2}{8} b_2 U^2 \cos 2(\omega_0 - \Omega) t + \left(\frac{3m}{8} b_3 U^3 + \frac{3m^3}{32} b_3 U^3 \right) \cos(3\omega_0 + \Omega) t + \left(\frac{3m}{8} b_3 U^3 + \right. \\
& \quad \left. + \frac{3m^3}{32} b_3 U^3 \right) \cos(3\omega_0 - \Omega) t + \frac{3m^3}{32} b_3 U^3 \cos(\omega_0 + 3\Omega) t + \frac{3m^3}{32} b_3 U^3 \\
& \cos(\omega_0 - 3\Omega) t + \left(\frac{1}{4} b_3 U^3 + \frac{3m^2}{8} b_3 U^3 \right) \cos 3\omega_0 t + \frac{m^2}{16} b_3 U^3 \cos(3\omega_0 + 2\Omega) t + \\
& + \frac{m^2}{16} b_3 U^3 \cos(3\omega_0 - 2\Omega) t + \frac{m^3}{32} b_3 U^3 \cos 3(\omega_0 + \Omega) t + \frac{m^3}{32} b_3 U^3 \cos 3(\omega_0 - \Omega) t
\end{aligned} \tag{3.9}$$

Здесь и ниже интерес представляют низкочастотные компоненты спектра.

$$LF: i(t) = \frac{1}{2} b_2 U^2 + \frac{m^2}{4} b_2 U^2 + m b_2 U^2 \cos \Omega t + \frac{m^2}{4} b_2 U^2 \cos 2\Omega t \tag{3.10}$$

Присутствует постоянная составляющая и первые две гармоники. На рис. 3.5 и рис. 3.6. представлены результаты в виде развёртки сигнала и его спектра.

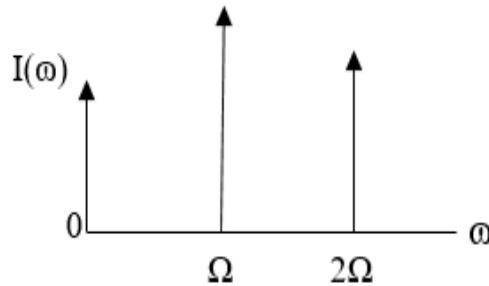


Рис. 3.5. Спектр сигнала при амплитудной модуляции

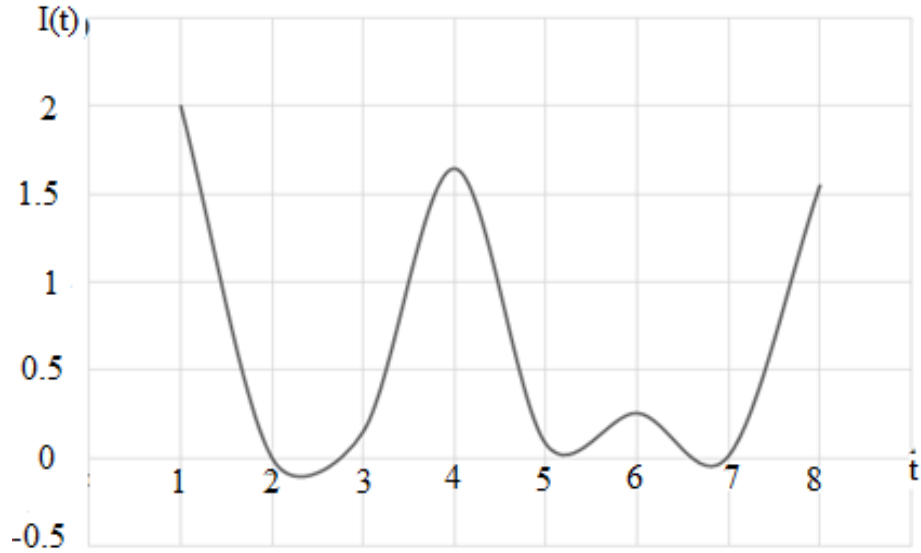


Рис. 3.6. Зависимость функции тока от времени

$$\begin{aligned}
 i(t) = & \left(\frac{m}{2} b_1 U + \frac{9m}{8} b_3 U^3 + \frac{9m^3}{32} b_3 U^3 \right) \cos(\omega_0 - \Omega) t + (b_1 U + \frac{3}{4} b_3 U^3 + \\
 & + \frac{9m^2}{8} b_3 U^3) \cos \omega_0 t + \left(\frac{m}{2} b_1 U + \frac{9m}{8} b_3 U^3 + \frac{9m^3}{32} b_3 U^3 \right) \cos(\omega_0 + \Omega) t + \\
 & + \left(\frac{m}{2} b_1 U + \frac{9m}{8} b_3 U^3 + \frac{9m^3}{32} b_3 U^3 \right) \cos(\omega_0 - \Omega) t + \frac{9m^2}{16} b_3 U^3 \cos(\omega_0 + 2\Omega) + \\
 & + \frac{9m^2}{16} b_3 U^3 \cos(\omega_0 - 2\Omega) + \left(\frac{1}{2} b_2 U^2 + \frac{m^2}{4} b_2 U^2 \right) \cos 2\omega_0 t + \frac{m^2}{4} b_2 U^2 \cos \Omega t + \\
 & + \frac{m}{2} b_2 U^2 \cos(2\omega_0 + \Omega) t + \frac{m}{2} b_2 U^2 \cos(2\omega_0 - \Omega) t + \frac{m^2}{8} b_2 U^2 \cos 2(\omega_0 + \Omega) t + \\
 & + \frac{m^2}{8} b_2 U^2 \cos 2(\omega_0 - \Omega) t + \left(\frac{3m}{8} b_3 U^3 + \frac{3m^3}{32} b_3 U^3 \right) \cos(3\omega_0 + \Omega) t + \left(\frac{3m}{8} b_3 U^3 + \right. \\
 & \left. + \frac{3m^3}{32} b_3 U^3 \right) \cos(3\omega_0 - \Omega) t + \frac{3m^3}{32} b_3 U^3 \cos(\omega_0 + 3\Omega) t + \frac{3m^3}{32} b_3 U^3 \\
 & \cos(\omega_0 - 3\Omega) t + \left(\frac{1}{4} b_3 U^3 + \frac{3m^2}{8} b_3 U^3 \right) \cos 3\omega_0 t + \frac{m^2}{16} b_3 U^3 \cos(3\omega_0 + 2\Omega) t + \\
 & + \frac{m^2}{16} b_3 U^3 \cos(3\omega_0 - 2\Omega) t + \frac{m^3}{32} b_3 U^3 \cos 3(\omega_0 + \Omega) t + \frac{m^3}{32} b_3 U^3 \cos 3(\omega_0 - \Omega) t
 \end{aligned}$$

(3.11)

Если $b_2=0$, то из (3.11) получается отсутствие *НЧ*-тока и постоянной составляющей. В результате анализа полученных данных можно сделать вывод, что преобразование модулированного сигнала в низкочастотную область наблюдается при наличии квадратичной характеристики нелинейных элементов. Подобные преобразования могут наблюдаться в ультразвуковых датчиках, например, типа пьезоэлектрических преобразователей (пьезокерамике).

3.3. Разработка и экспериментальные исследования ультразвукового устройства приема-передачи информации

В данном разделе предоставлены экспериментальные исследования разработанного ультразвукового устройства при приеме-передаче информации на короткие расстояния. В качестве ультразвукового датчика (излучателя) в экспериментальном исследовании использовался пьезоэлектрический преобразователь.

Ультразвуковой датчик основан на использовании пьезоэлектрического эффекта и обычно в качестве используемого материала применяется пьезоэлектрическая керамика. Поскольку ультразвуковое распространение в воздухе будет иметь значительное затухание, степень затухания пропорциональна значению частоты, а высокое частотное разрешение велико, поэтому для приема-передачи информации на небольшие расстояния используют датчики с низкой частотой [152, 32].

Пьезоэлектрический преобразователь может использоваться как передатчик и как приемник [109, 110]. В режиме передатчика ультразвуковая волна генерируется пьезокерамикой, на которую подается напряжение. «Пьезо» (от греч – давить) указывает на то, что этот вид керамики обладает особым свойством — пьезоэлектрическим эффектом [151].

Все изделия, изготовленные на основе пьезокерамики, делятся на генераторы, датчики (сенсоры), преобразователи и т.д.

В режиме приемника пьезоэлектрическая керамика преобразует входящую акустическую волну в электрический сигнал [11, 28]. В некоторых случаях преобразователь используется одновременно как приемник и передатчик. Преобразователь может работать в режиме возбуждения пьезокерамики непрерывной синусоидальной волной [9, 20].

Функциональные схемы экспериментального устройства для исследования ультразвукового канала приема-передачи информации представлены на рис. 3.1, рис. 3.3. и см. **Приложение Б**.

Результаты эксперимента. С помощью ультразвукового датчика генерируется сигнал. Для получения развёртки колебаний и спектра этого сигнала прямого воздействия на разных расстояниях задаётся частота. Полученный в ходе эксперимента график колебаний и спектр сигнала на разных расстояниях показаны на рисунках 3.7 – 3.12.

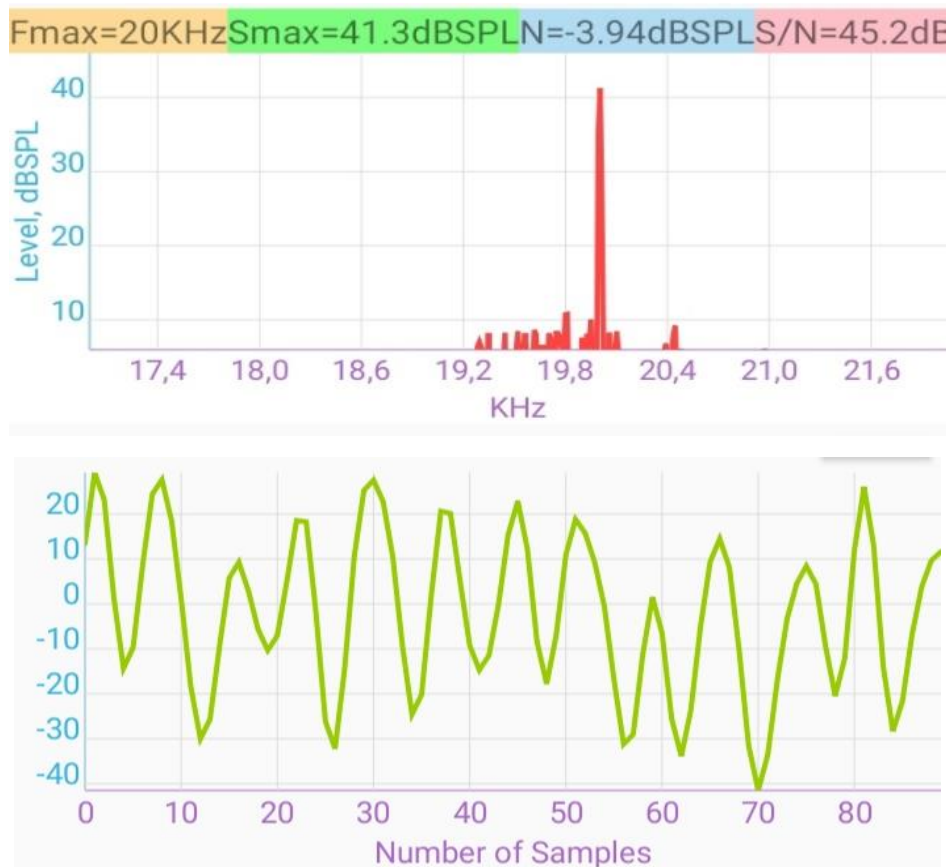


Рис. 3.7. Спектр и развертка колебаний сигнала на расстоянии 1 метр

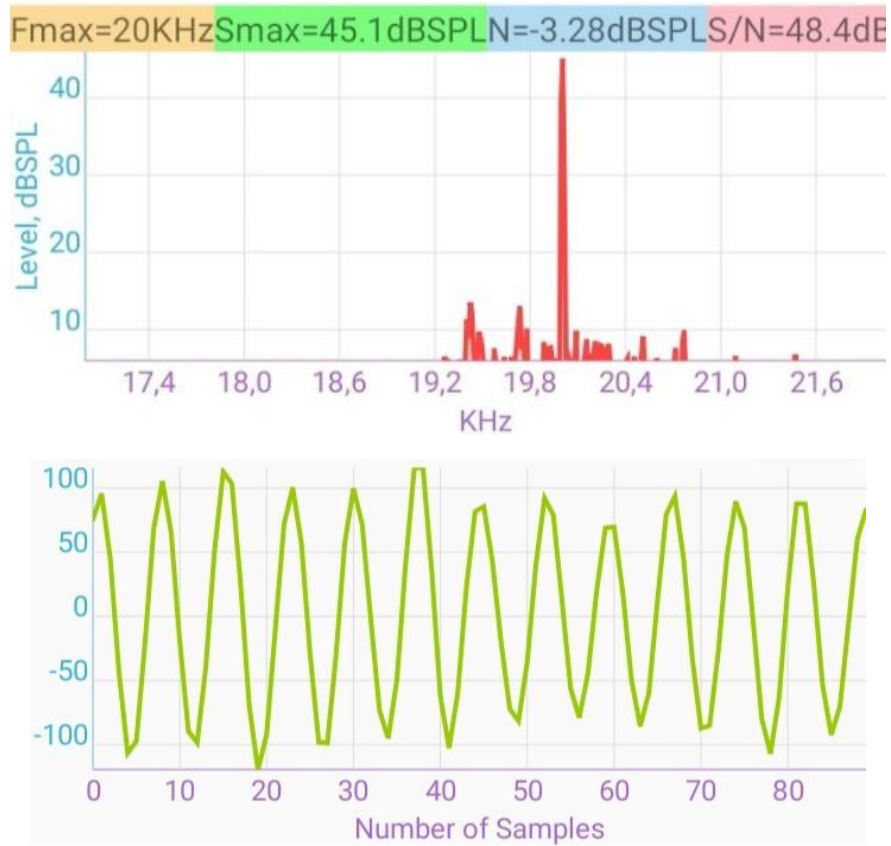


Рис. 3.8. Спектр и развертка колебаний сигнала на расстоянии 3 метра

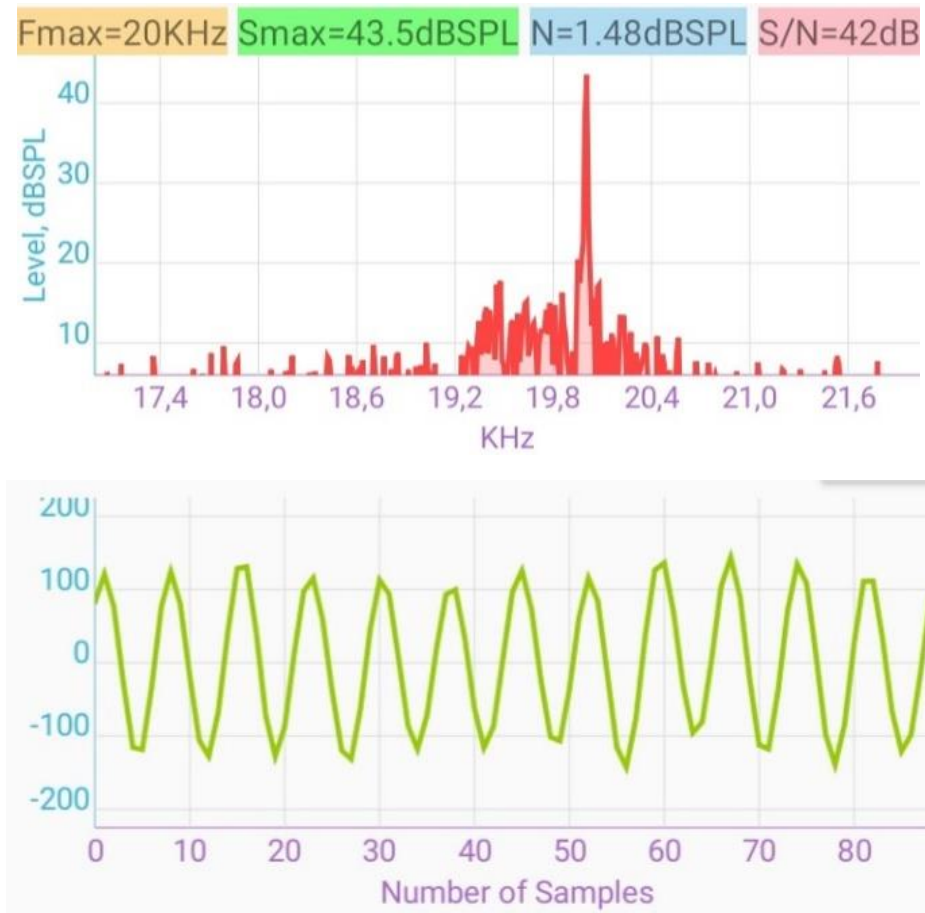


Рис. 3.9. Спектр и развертка колебаний сигнала на расстоянии 5 метров

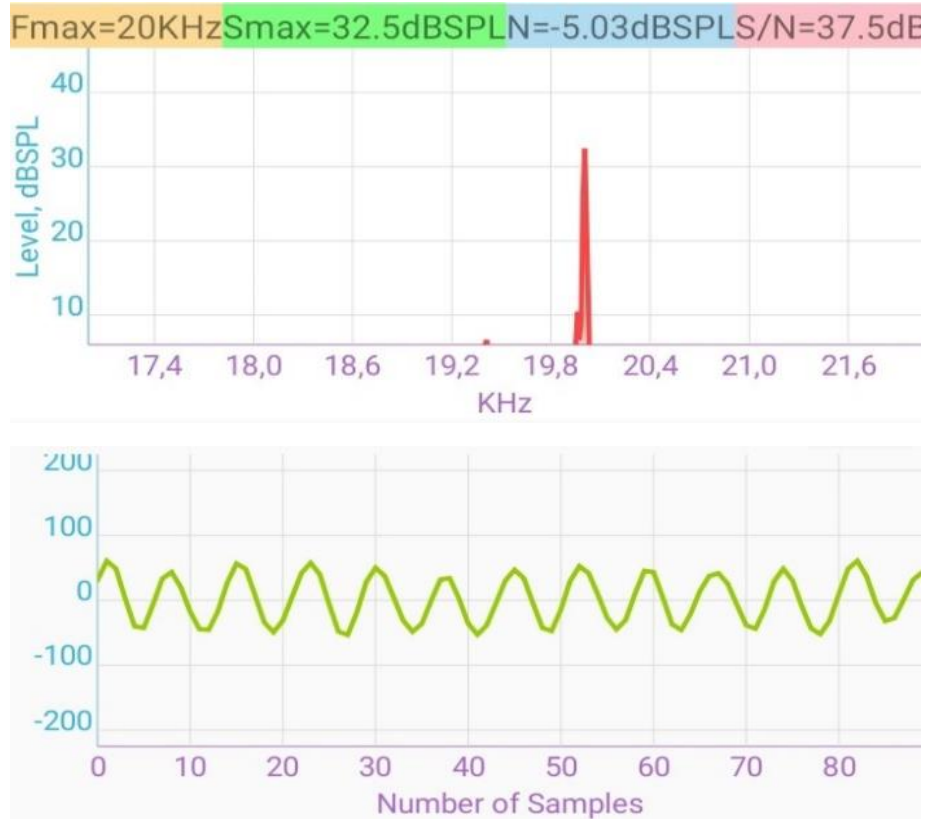


Рис. 3.10. Спектр и развертка колебаний сигнала на расстоянии 7 метров

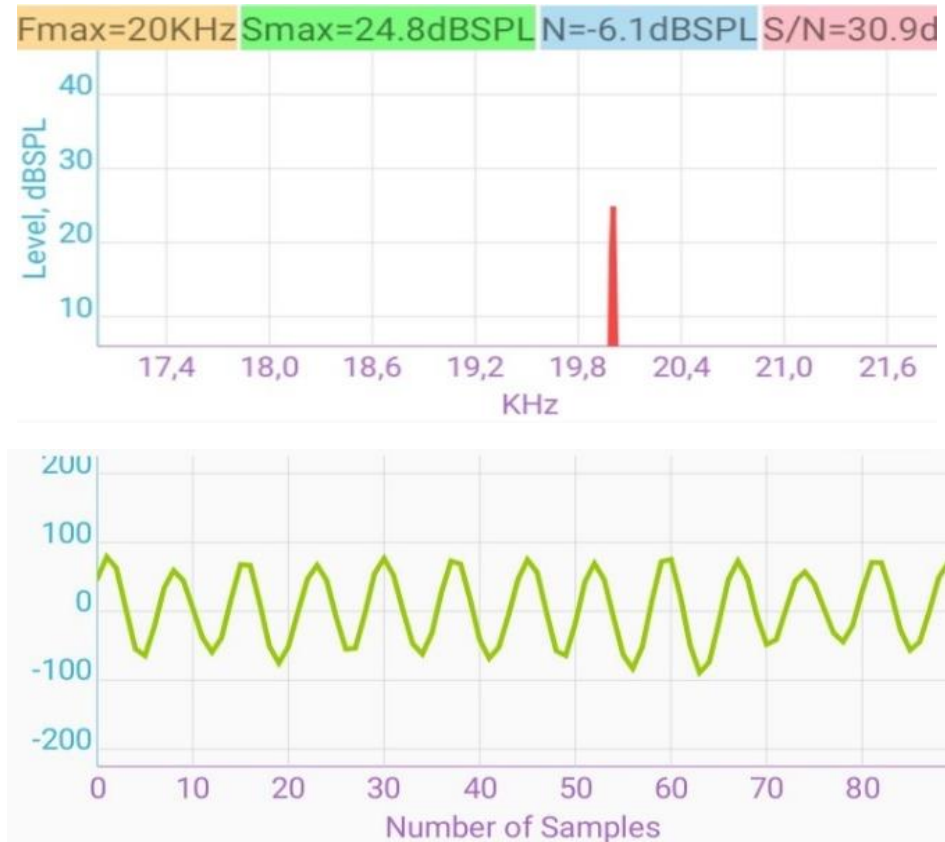


Рис. 3.11. Спектр и развертка колебаний сигнала на расстоянии 9 метров

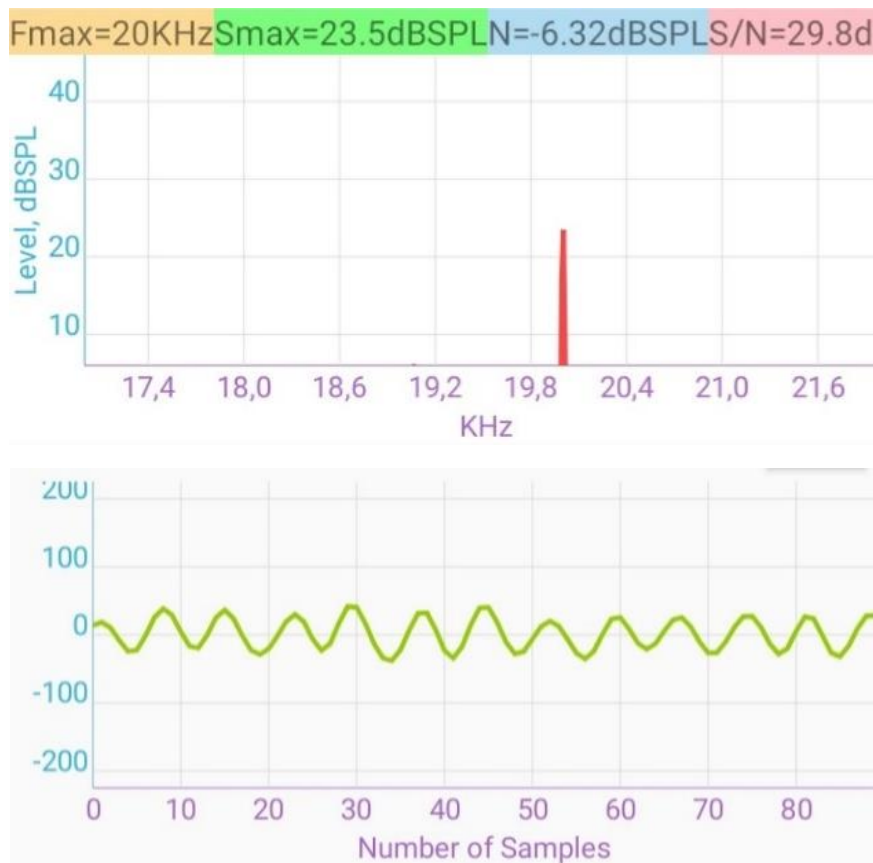


Рис. 3.12. Спектр и развертка колебаний сигнала на расстоянии 10 метров

На основе экспериментальных исследований на разработанном ультразвуковом устройстве при передаче информации на короткие расстояния можно сделать вывод, что можно обеспечить передачу информации при помощи ультразвуковых колебаний на расстоянии до 10 метров. Исходя из полученных результатов экспериментальных исследований, можно сделать вывод, что преимущество разработанного ультразвукового устройства перед другими аналогичными состоит в том, что оно позволяет передавать информацию на большие расстояния за счет увеличения мощности передатчика и чувствительности приемника вне зависимости от установленных операционных систем.

Вывод по главе 3

1. В третьей главе представлена разработка ультразвукового устройства для проведения экспериментальных исследований. Для проведения эксперимента было изготовлено 3 модуля: модуль ультразвукового

приемника; модуль ультразвукового передатчика шума; модуль ультразвукового передатчика сигнала. В процессе передачи информации ультразвуковым устройством применялась амплитудная модуляция. При амплитудной модуляции амплитуда (мощность) несущего сигнала изменяется пропорционально амплитуде сигнала сообщения, такого как аудиосигнал.

2. Предложена математическая модель разработанного ультразвукового устройства при подаче амплитудно-модулированного напряжения на нелинейные ультразвуковые датчики. В анализе спектрального преобразования применяется степенная аппроксимация в виде полинома третьей степени с тригонометрическими функциями. В процесс передачи частота несущего сигнала представлена в виде гармонических тригонометрических функций косинуса текущего времени. В результате анализа полученных данных сделан вывод, что при преобразовании модулированного сигнала в низкочастотную область наблюдается наличие квадратичной характеристики нелинейных элементов.

3. Представлено экспериментальное исследование разработанного ультразвукового устройства при передаче информации на короткие расстояния. В приемо-передающем устройстве применялась амплитудная модуляция. На основе экспериментальных исследований на разработанном ультразвуковом устройстве при передаче информации на короткие расстояния можно сделать вывод, что можно обеспечить передачу информации при помощи ультразвуковых колебаний на расстоянии до 10 метров. Исходя из полученных результатов экспериментальных исследований, показано преимущество разработанного ультразвукового устройства перед другими аналогичными, состоящее в том, что оно позволяет передавать информацию на большие расстояния за счет увеличения мощности передатчика и чувствительности приемника вне зависимости от установленных операционных систем.

ГЛАВА 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ АЛГОРИТМА ОБРАБОТКИ ЭЛЕКТРОКАРДИОСИГНАЛОВ В УЛЬТРАЗВУКОВЫХ ПРИЕМО–ПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВАХ

4.1. Разработка алгоритмического обеспечения на основе алгоритмов фильтрации электрокардиосигналов

Для разработки алгоритмического обеспечения на основе алгоритмов фильтрации электрокардиосигналов от шумов и помех прежде всего необходимо проанализировать информацию о реальных записях электрокардиосигналов, хранимых в специализированных базах данных. В данной диссертационной работе алгоритм будет тестироваться на электрокардиосигналах здорового человека. Перед началом написания программы поставлена задача выбора базы данных сигналов ЭКС и адаптации файлов с информацией о сигнале для их использования в программной среде Matlab.

Сигнал оцифрован с частотой дискретизации 360 Гц, к сигналу добавлен белый гауссов шум с заданным значением отношения сигнал/шум. Как выше сказано в диссертационной работе исследовались электрокардиосигналы здорового человека. Если исследуем нездорового человека, то появляется дополнительный шум, который называется органическим [150]. В диссертационной работе к электрокардиосигналам здорового человека добавляется белый гауссов шум с целью проверить устойчивость алгоритмического обеспечения для здорового и нездорового человека. При этом реализована возможность одновременной фильтрации нескольких сигналов S_1, S_2, \dots, S_n с разными уровнями шума $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_m$.

Алгоритмическое обеспечение выполняет прямое вейвлет-преобразование входного сигнала с помощью выбранного типа вейвлета, до выбранного уровня разложения N . Затем осуществляется пороговая обработка коэффициентов вейвлет-разложения выбранным методом пороговой обработки (*hard/soft*), четырьмя способами расчета порога (*адаптивным*,

эвристическим, логарифмическим, минимаксным), после чего выполняется обратное вейвлет-преобразование.

Для оценки эффективности работы алгоритма и выявления оптимального набора параметров фильтрации с помощью алгоритмического обеспечения вычисляется выходное отношение сигнал/шум и коэффициент корреляции между исходным и выходным сигналом после обработки. Результат вычислений выводится в текстовом виде для m вариантов смесей сигнала с шумом X_1, X_2, \dots, X_n . Структура и функциональная схема алгоритмического обеспечения представлена на рисунке 4.1 и 4.2.

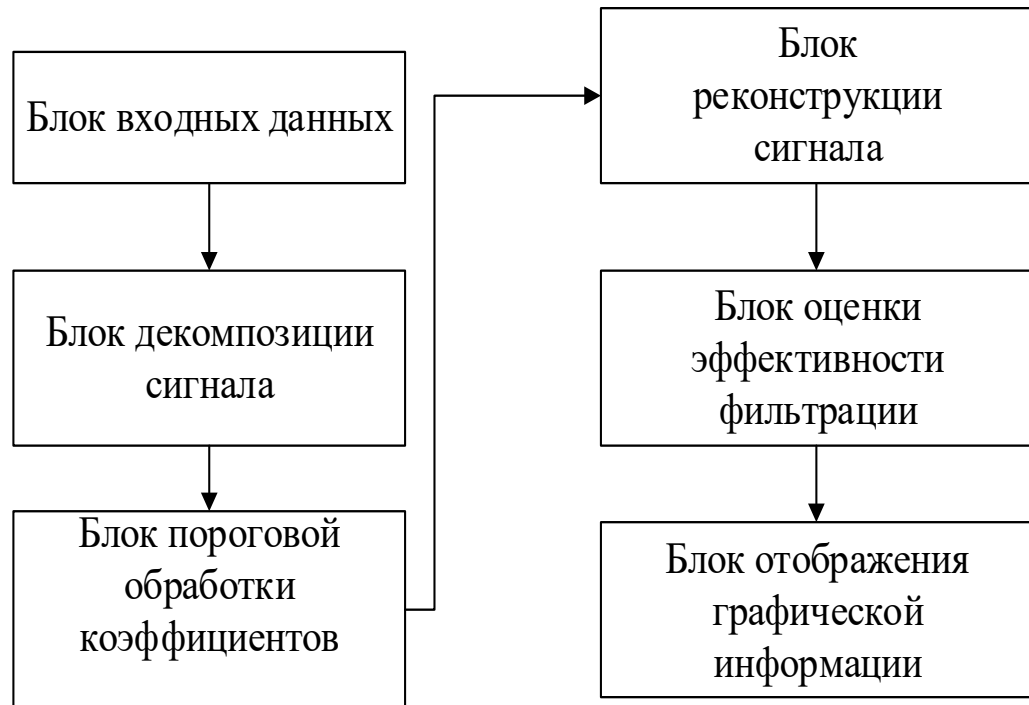


Рис. 4.1. Структурная блок-схема алгоритмического обеспечения

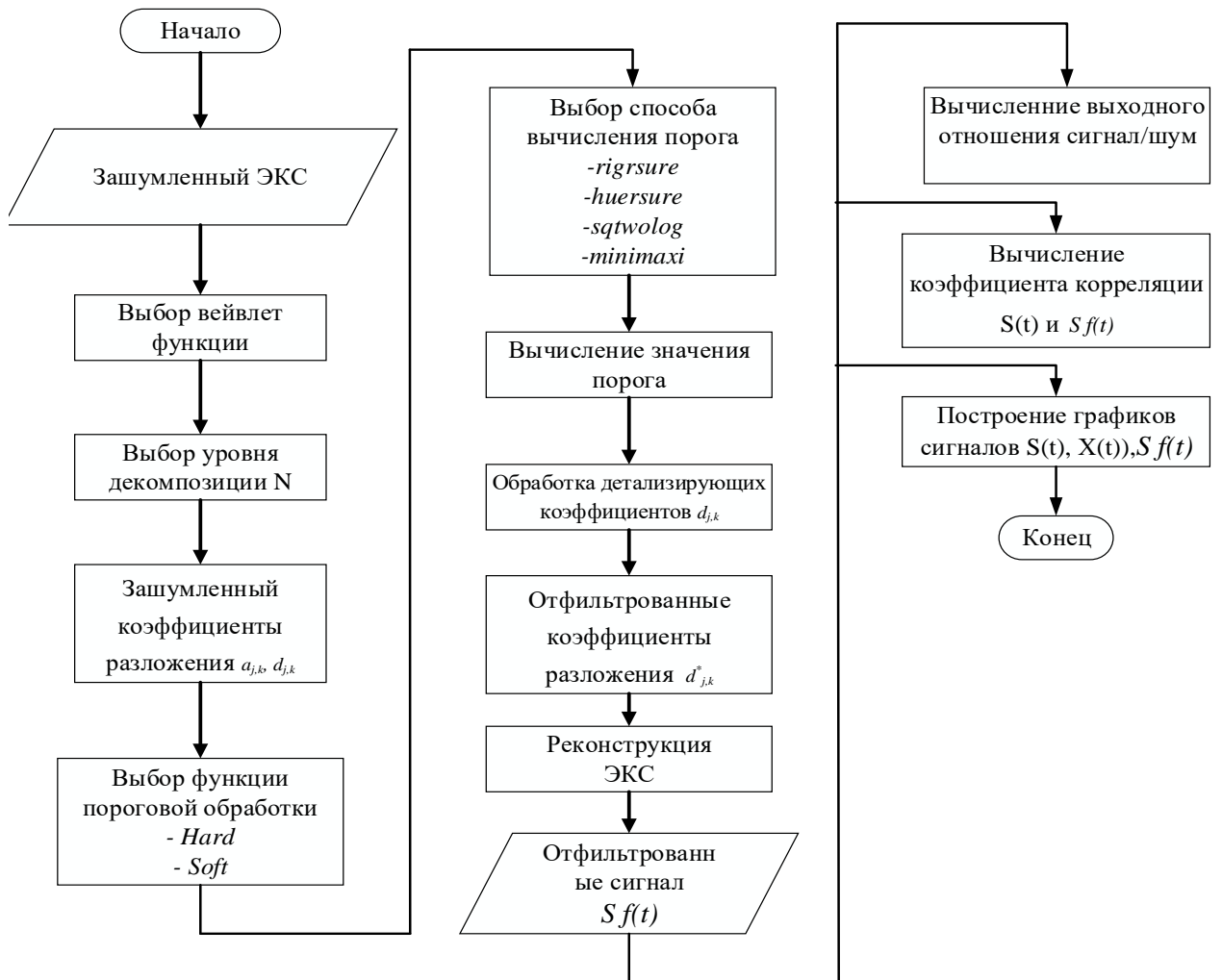


Рис. 4.2. Функциональная схема алгоритмического обеспечения

Блок входных данных. В блоке входных данных происходит загрузка исходного сигнала ЭКС, предварительно конвертированного в формат данных. mat для работы с ним в *Matlab*. Исходный сигнал $S(t)$ оцифрован с частотой дискретизации 360 Гц, к сигналу добавляется белый гауссов шум с заданным значением отношения сигнал/шум. Реализована возможность одновременной фильтрации нескольких сигналов X_1, X_2, \dots, X_n .

Блок входных данных позволяет задать значения параметров пороговой обработки, которые будут варьироваться в процессе исследования. Реализована возможность выбора вейвлет-функции и метода пороговой обработки.

Существует возможность выбора способа вычисления порога ('*rigrsure*', '*huersure*', '*sqrtwolog*', '*minimaxi*'). Также в данном модуле задается

значение N количества уровней вейвлет-разложения сигнала. Пользователю предлагается выбрать следующие параметры вейвлет-фильтрации:

- значение N количества уровней вейвлет разложения сигнала.
- тип вейвлет функции: *'haar'* – вейвлет Хаара; *'db4'* – вейвлет Добеши 4; *'db6'* – вейвлет Добеши 6; *'coif5'* – вейвлет Коифлетса 5; *'sym4'* – вейвлет Симлета 4; *'sym6'* – вейвлет Симлета 6; *'sym8'* – вейвлет Симлета 8.
- метод пороговой обработки: *hard* – жесткий метод пороговой обработки; *soft* – мягкий метод пороговой обработки.
- способ вычисления порога: *'rigrsure'* – адаптивный способ выбора порога; *'heursure'* – эвристический способ выбора порога; *'sqtwolog'* – логарифмический способ выбора порога; *'minimaxi'* – минимаксный способ выбора порога.

Блок декомпозиции сигнала выполняет многоуровневое одномерное вейвлет-разложение входного электрокардиосигнала до заданного уровня N .

Блок пороговой обработки коэффициентов выполняет пороговую обработку коэффициентов разложения сигнала $S(t)$. В соответствии с параметрами, выбранными в блоке входных параметров, к коэффициентам детализации $cD_1 \dots cD_N$ применяется жесткий или мягкий способ обработки.

Пороговое значение τ вычисляется одним из способов расчета порога, заданным в блоке входных параметров (*'rigrsure'* – адаптивный способ, *'heursure'* – эвристический способ, *'sqtwolog'* – логарифмический способ, *'minimaxi'* – минимаксный способ расчета порога).

Выходными значениями блока являются вектор $C1 = [c1AN, c1DN, \dots, c1DI]$, содержащий отфильтрованные коэффициенты детализации входного сигнала $S(t)$.

Блок реконструкции сигнала производит восстановление сигнала $S(t)$, используя полученные в блоке пороговой обработки векторы отфильтрованных коэффициентов многоуровневого вейвлет-разложения:

$$[C1, L1]. C1 = [c1AN, c1DN, \dots, c1DI],$$

$$L1 = [\text{length}(c1AN), \text{length}(c1DN), \dots, \text{length}(c1D1), \text{length}(s)].$$

Выходным значением блока реконструкции сигнала является отфильтрованный сигнал $S^f(t)$.

Блок оценки эффективности фильтрации. Для оценки эффективности работы алгоритма и выявления оптимального набора параметров фильтрации в качестве оценки будет использоваться выходное отношение сигнал/шум. Также осуществляется расчет коэффициента корреляции между исходным и выходным сигналами после обработки. Результат вычислений будет выводиться в текстовом виде для m вариантов смесей сигнала с шумом X_1, X_2, \dots, X_n .

Блок отражения графической информации выводит графические данные, иллюстрирующие процесс вейвлет-фильтрации ЭКС методом пороговой обработки коэффициентов. Графический блок состоит из графиков исходного сигнала $S(t)$, смеси сигнала с шумом $X(t)$ и выходного отфильтрованного сигнала $S^f(t)$.

4.2. Исследование алгоритмического обеспечения вейвлет-пороговой обработки электрокардиосигналов в ультразвуковых приемо-передающих устройствах

На основе разработанных алгоритмов, приведенных во второй главе, были исследованы результаты выходных отношений сигнал/шум и значения коэффициента корреляций для всех рассмотренных уровней шума. Был сделан вывод, что лучший результат имеет вейвлет Коифлетс 5 с эвристическим пороговым значением. На основании результатов вышеизложенного эксперимента и проведенных исследований был разработан алгоритм вейвлет-пороговой обработки, который представлен на рисунке 4.3.

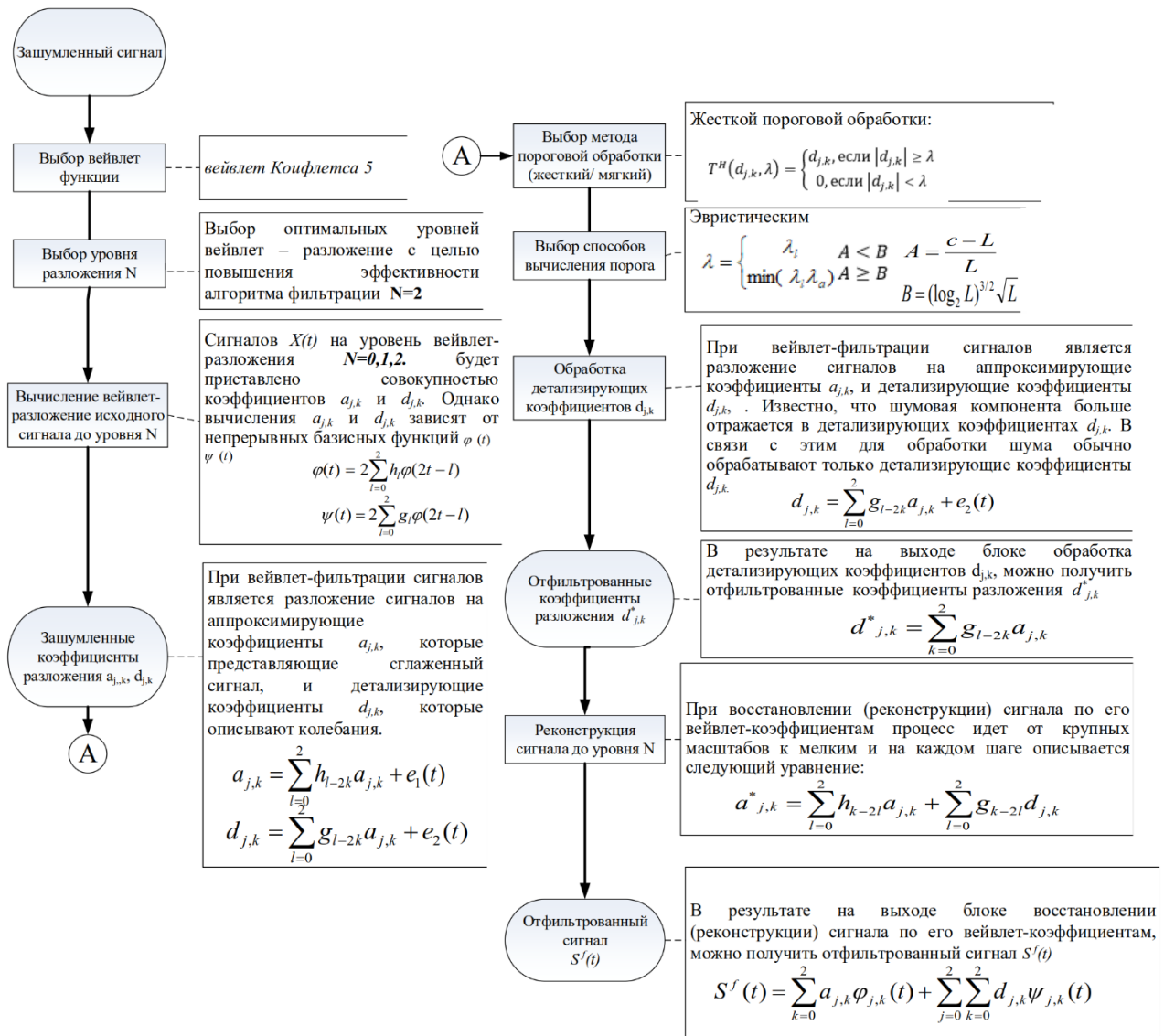


Рис. 4.3. Алгоритм вейвлет-пороговой обработки коэффициентов

В третьей главе было разработано ультразвуковое устройство, обеспечивающее прием-передачу информации для проведения эксперимента. Так было изготовлено 3 модуля: первый модуль ультразвукового приемника; второй модуль ультразвукового передатчика шума; третий модуль ультразвукового передатчика сигнала.

Блок-схема экспериментального устройства изображена на рисунке 4.4. Моделирование сигнала и обработка ЭКС используется с помощью компьютера с встроенной звуковой картой.

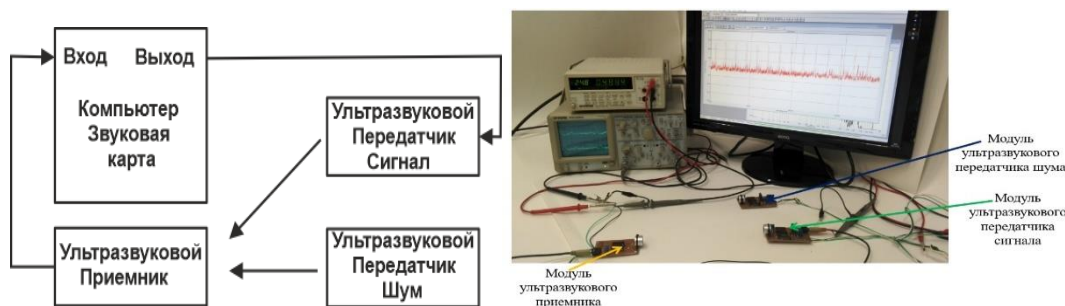


Рис 4.4. Экспериментальная схема передачи и обработки ЭКС в ультразвуковых приемо–передающих устройствах при амплитудной модуляции

В процессе работы экспериментального устройства приема-передачи и обработки ЭКС в ультразвуковом приемо–передающем устройстве при амплитудной модуляции на ультразвуковой датчик подаётся электрокардиосигнал. Проведенные исследования показали, что ультразвуковой датчик позволяет формировать амплитудно-модулированный сигнал. Передача на ультразвуке связана с передачей и приёмом электрокардиосигналов. Ультразвуковой датчик позволяет без искажения передавать электрокардиосигналы с помощью амплитудной модуляции. При этом учитывается, что электрокардиосигнал на выходе УЗ приемника с последующим детектированием адекватно отражает реальный электрокардиосигнал.

Для экспериментальных исследований были взяты ЭКС из базы *MIT-BIH Arrhythmia Database*. Для исследования случайным образом был выбран один 10-секундный фрагмент ЭКС с нормальным синусовым ритмом (3600 отсчетов). Далее они были отправлены через звуковую карту на систему ультразвуковой передачи данных. В приемной части был добавлен шум и через согласующий усилитель подключен на вход звуковой карты ПК, с целью обработки электрокардиосигналов.

4.3. Результаты исследования алгоритмического обеспечения в ультразвуковых приемо-передающих устройствах

Результаты обработки электрокардиосигналов на основе разработанного алгоритмического обеспечения в ультразвуковом приемо-передающем устройстве с добавлением шума при отношении сигнал/шум: 5, 10, 15, 20, 25, 30, 35 дБ показаны на рисунках 4.5–4.8.

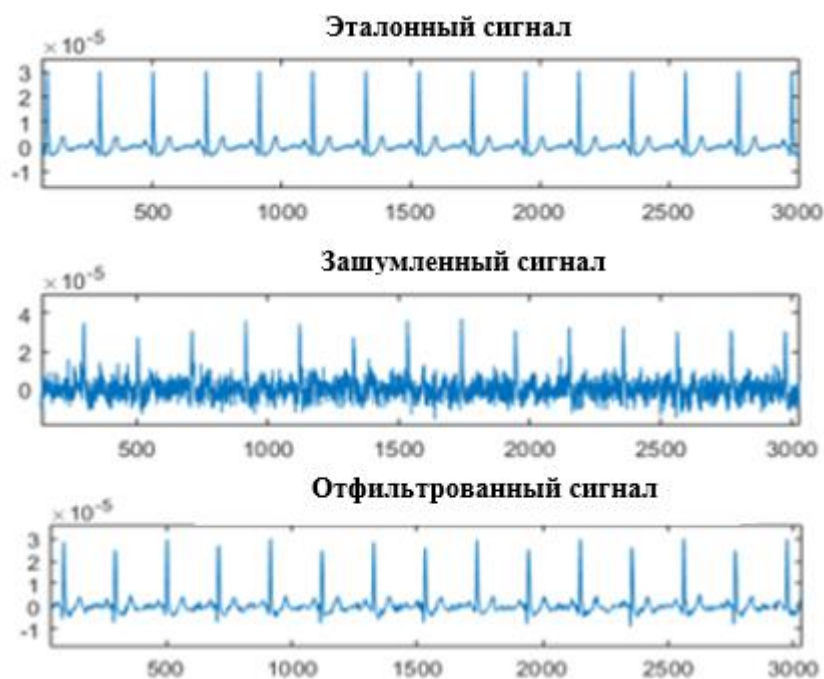


Рис. 4.5. Результат фильтрации ЭКС с добавлением отношения сигнал/шум 5 дБ

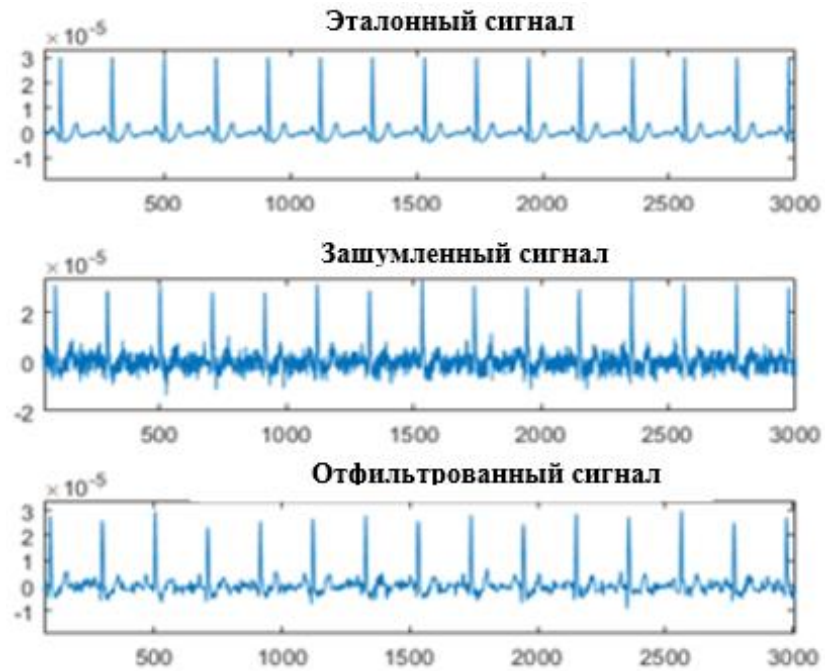


Рис. 4.6. Результат фильтрации ЭКС с добавлением отношения сигнал/шум 10 дБ

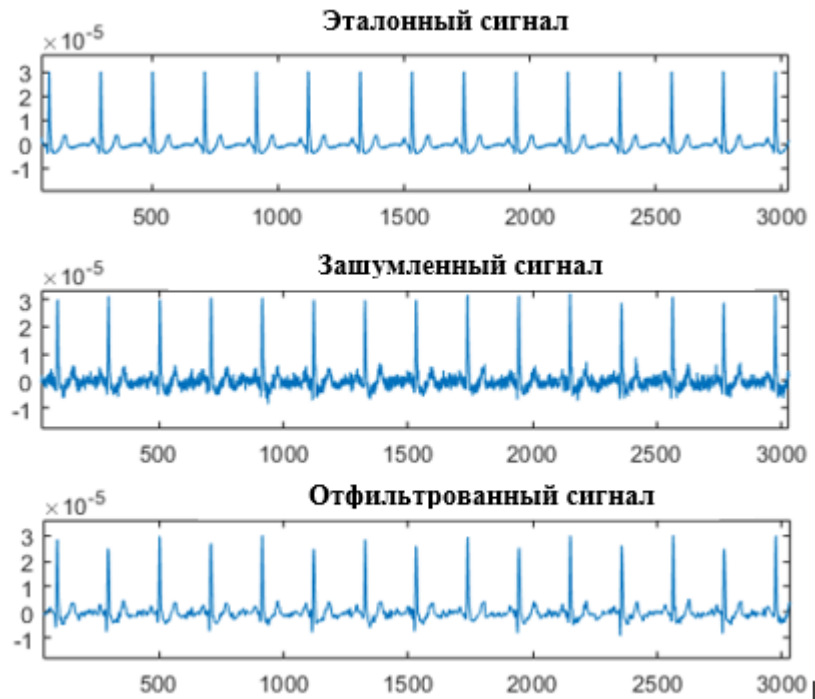


Рис. 4.7. Результат фильтрации ЭКС с добавлением отношения сигнал/шум 15 дБ

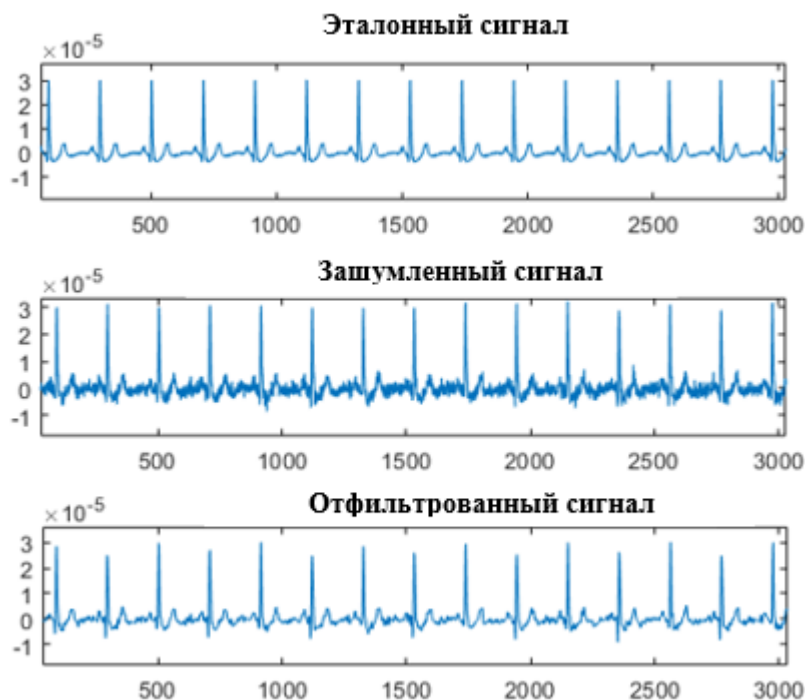


Рис. 4.8. Результат фильтрации ЭКС с добавлением отношения сигнал/шум 20 дБ

В таблице 4.1 отражены результаты сравнения фильтрации на уровнях разложения $N=2$ базисного вейвлета Коифлетс 5. Вид способа вычисления порога – эвристический.

Таблица 4.1. Результаты входного и выходного отношения сигнал/шум

Входное отношение сигнал/шум до обработки, дБ	5	10	15	20	25	30	35
Выходное отношение сигнал/шум после обработки, дБ	6,34	13,52	18,85	23,80	29,62	34,72	39,61

Результаты исследования с помощью формулы (2.7) входного и выходного отношения сигнал/шум представлены в таблице 4.1. Анализ результатов, представленных в таблице 4.1, показал, что выходное отношение сигнал/шум превышает входное. Отсюда следует вывод, что при применении вейвлета Коифлетс 5 и эвристического способа определения порога отношение сигнал/шум на выходе устройства больше при всех уровнях

исследуемых шумов.

Результаты коэффициентов взаимной корреляции между эталонным $S(t)$ и выходным сигналом после обработки $S^f(t)$ представлены в таблице 4.2.

Таблица 4.2. Результаты коэффициентов корреляции

Входное отношение сигнал/шум, дБ	5	10	15	20	25	30	35
Коэффициента корреляции до обработки, %	34,4	35,3	35,8	36,3	36,5	36,7	36,9
Коэффициента корреляции после обработки, %	91,2	94,7	95,4	96,2	96,4	96,4	96,6

Значения коэффициентов в таблице 4.2. рассчитываются по формуле (2.9). Как видно по результатам этого расчета коэффициенты взаимной корреляции между эталонным $S(t)$ и выходным сигналом после обработки $S^f(t)$ всегда выше коэффициентов корреляции до обработки. Коэффициенты корреляции до обработки определяется между эталонным $S(t)$ и зашумленным сигналом $X(t)$. Например, при входном отношении сигнал/шум 35 дБ, результаты коэффициента корреляции до обработки составляют 36,9%, а результаты коэффициента корреляции после обработки – 96,6%. В результате полученных исследований коэффициентов взаимной корреляции с помощью разработанных алгоритмов и экспериментального устройства достигается повышение эффективности передачи без искажений (возможность передавать с высокой точностью) электрокардиосигналы в 35дБ в ультразвуковых каналах связи при отношении сигнал/шум до 59,7%.

Экспериментальная установка позволила провести исследования разработанного алгоритмического обеспечения как по устранению, так и по созданию имитирующих помех полезных сигналов и обеспечить при этом создание основ для разработки автоматизированной системы анализа и обработки электрокардиосигналов.

Выводы по главе 4

Разработка алгоритмического обеспечения для повышения эффективности обработки реальных электрокардиосигналов обеспечивает фильтрацию сигналов от шумов и позволяет вычислить после фильтрации электрокардиосигналов выходное отношение сигнал/шум и коэффициенты взаимной корреляции между эталонным $S(t)$ и выходным сигналом после обработки $S^f(t)$

Из полученных результатов, которые представлены в таблице 4.1. видно, что выходное отношение сигнал/шум превышает входное. Отсюда следует вывод, что при вейвлет Коифлетс 5 и эвристическим способом определения порога отношение сигнал/шум на выходе устройство больше при всех уровнях исследуемых тестовых шумов.

Как видно по результатам этого расчета коэффициенты взаимной корреляции между эталонным $S(t)$ и выходным сигналом после обработки $S^f(t)$ всегда выше коэффициентов корреляции до обработки. Коэффициенты корреляции до обработки определяется между эталонным $S(t)$ и зашумленным сигналом $X(t)$. Например, при входном отношении сигнал/шум 35 дБ, результаты коэффициента корреляции до обработки составляют 36,9%, а результаты коэффициента корреляции после обработки – 96,6%. В результате полученных исследований коэффициентов взаимной корреляции с помощью разработанных алгоритмов и экспериментального устройства достигается повышение эффективности передачи без искажений (возможность передавать с высокой точностью) электрокардиосигналов в 35 дБ в ультразвуковых каналах связи при отношении сигнал/шум до 59,7%.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По итогам диссертационной работы получены следующие основные результаты и выводы:

1. Выполнен анализ современных методов обработки электрокардиосигналов и способов их приема-передачи. Анализ этих методов обработки и фильтрации электрокардиосигналов показал, что вейвлет-фильтрация является наиболее эффективной при исследовании нестационарных сигналов. В результате этого анализа сделан вывод о необходимости выбора оптимального порога вейвлет-фильтрации, который оказывает большое влияние на эффект шумоподавления. А также по результатам проведенного анализа было предложено применение беспроводных сетей связи с использованием ультразвуковых технологий.

2. Разработаны алгоритмы обработки электрокардиосигналов на основе вейвлет-пороговой обработки коэффициентов разложения, которые позволяют эффективно удалять помехи в канале приема-передачи электрокардиосигналов. Впервые был выявлен наилучший способ пороговой обработки коэффициентов под решаемую в настоящей работе задачу фильтрации ЭКС от шумов и помех, поскольку выбор оптимального порога и пороговой функции является необходимым этапом при обработке электрокардиосигналов. Оптимизация в работе выполнена за счёт выбора наилучшей пороговой функции, минимизирующей ошибку фильтрации с помощью разработанного комплексного критерия.

3. Предложен комплексный критерий оценки эффективности работы алгоритма обработки электрокардиосигналов на основе показателя отношения сигнал/шум и минимаксного критерия, который минимизирует максимально возможное значение взаимной корреляции сигналов на входе и выходе канала приема-передачи электрокардиосигналов. На основе предложенного комплексного критерия наилучшим вейвлет-базисом для обработки

электрокардиосигналов выявлено Коифлетс 5 с использованием жесткого метода пороговой обработки и эвристического способа вычисления порога.

4. На основе предложенных алгоритмов обработки электрокардиосигналов разработано новое алгоритмическое обеспечение, предназначенное для повышения эффективности обработки электрокардиосигналов в ультразвуковом канале. Кроме того, оно позволяет оценить эффективность работы алгоритмов и выявить оптимальный набор параметров фильтрации, а также выводить графические данные, иллюстрирующие процесс фильтрации.

5. Проведено экспериментальное исследование функционирования элементов разработанного ультразвукового устройства канала приёма–передачи информации в условиях помех в виде нестационарных сигналов, у которых амплитуда, частота и фаза исследуемых сигналов изменяются случайно по времени. На основе экспериментальных исследований делается вывод, что существует возможность обеспечить передачу информации при помощи ультразвуковых колебаний на расстоянии до 10 метров.

6. Проведено экспериментальное исследование разработанных алгоритмов обработки электрокардиосигналов в ультразвуковом приемо-передающим устройстве. В результате экспериментальных исследований при входном отношении сигнал/шум **35дБ**, был получен коэффициент корреляции до обработки – **36,9%**, а после обработки – **96,6%**.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Авдеева, Д.К. Моделирование влияния фильтров на сигнал ЭКГ в системе Matlab / Д.К. Авдеева, М.В. Балохонова, С.В. Демьянов, И.А. Лежнина, С.А. Рыбалка, А.А. Уваров, М.М. Южаков // Современные проблемы науки и образования, 2012. – №. 3. – С. 1–8.
2. Асяев, Г.Д. Ультразвук в офисной связи: служебный каналы и подавление диктофонов / Г.Д. Асяев, В.Н. Багаев, **Б.Б. Саидов** // Радиолокация, Навигация, Связь. Сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции г. Воронеж, 2019. – Т. 5. – С. 207 – 211.
3. Bassville M., Nikiforov I.V. Detection of abrupt changes: theory and application – Englewood Cliffs: prentice Hall, 1993. – 443 p.
4. Alawiah A. Sistem Kendali dan Pemantauan Ketinggian Air pada Tangki Berbasis Sensor Ultrasonik / A. Alawiah, A.R. Tahtawi // KOPERTIP: Jurnal Ilmiah Manajemen Informatika dan Komputer, 2017. – Vol. 1, No. 1. – P. 25–30.
5. Alfaouri, M. ECG signal deNoising by wavelet transform thres holding / M. Alfaouri, K. Daqrrouq // American Journal of applied sciences, 2008. – Vol. 5(3) – 276 p.
6. Алтай Е.А. Анализ и обработка электрокардиосигналов / Е.А. Алтай, Д. Шаяхметкызы, Е.С. Кунесбеков, М.С. Алмухаметова // Международный научно-исследовательский журнал, 2016. – № 12 (54). – Ч. 5. – С. 54–57.
7. Adams, M.D. Reversible integer-to-integer wavelet transforms for image compression: performance evaluation and analysis / M.D. Adams, F. Kossentni // Image Processing, IEEE Transactions on, 2000. – Vol. 9, No. 6. – P.1010–1024.

8. Amaratunga, K. Wavelet based Green's functions approach to 2D PDEs / K. Amaratunga, J.R. Williams // *Engineering Computations*, 1993. – Vol. 10, No. 4. – P. 349–367.
9. Addlesee, M. Implementing a Sentient Computing System / M. Addlesee, R. Curwen, S. Hodges, J. Newman, P. Steggles // *IEEE Computer*, 2001. – Vol. 34. – P. 50–56.
10. Амплитудная модуляция [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://megaobuchalka.ru/7/21249.html>.
11. Apushkinsky, E.G. Nonlinear transformations of the spectra of signals / E.G. Apushkinsky // *Scientific and technical statements of the St. Petersburg State Polytechnic University. Physics and Mathematics*, 2012. – P.182–190.
12. Анодина-Андриевская, Е.М. Использование вейвлетного преобразования сигналов при выявлении диагностических признаков элементов приборов и механизмов / Е.М. Анодина-Андриевская, М.Я. Марусина. // *Изв. Вузов. Приборостроение*, 2010. – Т. 53, № 12. – С. 31–34.
13. Ashdown, J.D. A Full-Duplex Ultrasonic Through-Wall Communication and Power Delivery System // J.D. Ashdown, K.R. Wilt, T.J. Lawry, G.J. Saulnier, D.A. Shoudy, H.A. Scarton, et al./ *IEEE Transactions on Ultrasonics Ferroelectrics and Frequency Control*, 2013. – Vol. 60, No. 3. – P. 587–595.
14. Безопасная передача данных с помощью ультразвука на мобильный телефон [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://econet.ru/articles/bezopasnaya-peredacha-dannyh-s-pomoschyu-ultrazvuka-na-mobilnyy-telefon>.
15. Бурнаев, Е.В. Применение вейвлет-преобразования для анализа сигналов: учебно-метод. пос. / Е.В. Бурнаев // М.: МФТИ, 2007. – 138 с.
16. Bischoff, O. Implementation of an Ultrasonic Distance Measuring System with Kalman Filtering in Wireless Sensor Networks for Transport Logistics /

O. Bischoff, X. Wang, N. Heidmann and etc// Proc. Eurosensors XXIV, 2010.
– P. 196–199.

17. Алтай, Е. Исследование и разработка алгоритмов обработки электрокардиосигналов: автореф. дис.канд.тех. наук / Е. Алтай. – Санкт-Петербург, 2020. – 176 с.
18. Boll, S. Suppression of acoustic Noise in speech using two microphone adaptive Noise cancellation / S. Boll, D. Pulsipher // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal, 1980. – Vol. 28, No. 6. – P. 752–753.
19. Basu, B. Wavelet-based analysis of the Non-stationary response of a slipping foundation / B. Basu, V.K. Gupta // Journal of Sound and Vibration, 1999. – Vol. 222, No. 4. – P. 547–563.
20. Belyaev, A. Anomaly detection systems: new ideas in information protection / A. Belyaev, S. Petrenko // M. Express-Electronics, 2004. – No. 2. – P. 36–54.
21. Burhan, E. Signal and Image DeNoising Using Wavelet Transform / E. Burhan // Advances in Wavelet Theory and Their Applications in Engineering, Physics and TechNology, 2012. – P. 495–514.
22. Benazza-Benyahia A. Multiresolution based reference estimation for adaptive ECG signals deNoising / A. Benazza-Benyahia, S. Ben Jebara // International Conference on Image and Signal Processing, ICISP'01, Morocco, 2001. – No. 2. – P. 875–882.
23. Bohan, C. ECG Signal Processing and Human State Detection Based on Wearable Electrodes / C. Bohan, Y. Hongliu // Journal of Physics: Conference Series, 2021. – P. 1–8.
24. Bagheri, F. Electrocardiogram (ECG) Signal Modeling and Noise Reduction Using Hopfield Neural Networks / F. Bagheri, N. Ghafarnia, F. Bahrami // Eng. TechNol. Appl. Sci. Res, 2013. – Vol. 3, No. 1. – P. 345–348.

25. Barros, A.K. Filtering Noncorrelated Noise in impedance cardiography / A.K. Barros, M. Yoshizawa, Y. Yasuda // IEEE Trans. Biomed. Eng, 1995. – Vol. 42, No. 3. – P. 324–327.
26. Bruce, A.G. Denoising and robust nonlinear wavelet analysis / A. G. Bruce, D.L. Donoho, H.Y. Gao, R.D. Martin // in Optical Engineering and Photonics in Aerospace Sensing, Proceedings of SPIE, Orlando, Fla, USA, 1994. – P. 325–336.
27. Васильев, К.К. Построение траекторий маневрирующих целей на основе сплайнов и фильтра Калмана / К.К. Васильев, Э.Д. Павлыгин, А.С. Гуторов // Автоматизация процессов управления, 2016. – № 1 (43) – С. 68–75.
28. Воробьев Е.А. Теория ультразвуковых колебаний как основа построения и применения технических средств получения информации: Учеб. пособие / Е.А. Воробьев. – СПб: Изд-во СПбГУАП, 2002. – 54 с.
29. Воскобойников Ю.Е. Фильтрации сигналов и изображений: фурье и вейвлет алгоритмы (с примерами в Mathcad): монография/ Ю.Е. Воскобойников, А.В. Гочаков, А.Б. Колкер // Новосиб. гос. архитектур.-строит. ун-т (СиЭКСтрин). – Новосибирск: НГАСУ (СиЭКСтрин), 2010. – 188 с.
30. Viacheslav, F. Indoor Positioning for Smartphones Using AsynchroNous Ultrasound Trilateration / F. Viacheslav, C. Charlie// ISPRS Int. J. Geo-Inf, 2013. – Vol. 2. – P. 598–620.
31. Wright, W.M.D. Multi-Channel Data Transfer Using Air-Coupled Capacitive Ultrasonic Transducers / W.M.D. Wright, O.M. Doyle and C.T. Foley // IEEE Ultrasonics Symposium, 2006. – P. 1805–1808.

32. Wang, B. Ultrasonic Communication Systems for Data Transmission // B. Wang, J. Saniie, S. Bakhtiari, A. Heifetz // 2019 IEEE International Conference on Electro Information Technology, 2019. – P. 1–4.
33. Wanuga, K. High-data-rate ultrasonic through-metal communication // K. Wanuga, M. Bielski, R. Primerano, M. Kam, K. R. Dandekar / IEEE Transactions on Ultrasonics Ferroelectrics and Frequency Control, 2012. – Vol. 59, No. 9. – P. 2051–2053.
34. Wang, B. Software Defined Ultrasonic System for Communication Through Solid Structures // B. Wang, J. Saniie, S. Bakhtiari, A. Heifetz / 2018 IEEE International Conference on Electro/Information Technology (EIT), 2018. – P. 0267–0270.
35. Геппенер, В.В. Обнаружение и идентификация аномальных эффектов в сложном сигнале // В.В. Геппенер, Б.С. Мандрикова / Автоматика и телемеханика, 2021. – №10. – С. 46–58.
36. Grossman, A. Decomposition of Hardy functions into square integrable wavelets of constant shape /A. Grossman, J. Morlet //SIAM J. Math, 1984. – P. 723–736.
37. Galluccio, L. Challenges and implications of using ultrasonic communications in intra-body area networks / L. Galluccio, T. Melodia, S. Palazzo and G.E. Santagati // Proc. 9th Annu. Conf. Wireless On-demand Netw. Syst. Serv. 2012. – P. 182–189.
38. Getreuer, P. Ultrasonic Communication Using Consumer Hardware / P. Getreuer, C. Gnegy, R.F. Lyon and R.A. Saurous // in IEEE Transactions on Multimedia, 2018.– Vol. 20, No. 6. – P. 1277–1290.
39. Gu, Y. A survey of indoor positioning systems for wireless personal networks / Y. Gu, A. Lo, I. Niemegeers // IEEE Communications Surveys and Tutorials, 2009. – Vol. 11, No. 1. – P. 13–32.

40. Gupta, G. Algorithm for image processing using improved median filter and comparison of mean, median and improved median filter / G. Gupta // *International Journal of Soft Computing and Engineering*, 2011. – Vol. 1, No. 5. – P. 2231–2307.
41. Дремин, И. Вейвлеты и их использование / И. Дремин, О. Иванов, В. Нечитайло // *Успехи физических наук*, 2001. – Т. 171, №. 5. – С. 465–561.
42. Богуславский И.А. Об анализе случайных процессов ЭЭГ во временноо области / И.А. Богуславский, М.Н. Лужкова // *Известия академии наук. Теория и системы управления*, 1996. – №1. – С. 35–40.
43. Daum, F. Nonlinear Filters: Beyond the Kalman Filter / F. Daum // *IEEE Aerospace and Electronic Systems. Tutorials*, 2005. – Vol. 20. – No. 8. – P. 57–71.
44. Donoho, D.L. Ideal spatial adaptation by wavelet shrinkage / D.L. Donoho, I.M. Johnstone // *Biometrika*, 1994. – Vol. 81, No. 3. – P. 425–455.
45. Elhanine, M. Electrocardiogram signal deNoising using Discrete Wavelet Transform / M. Elhanine, E. Abdelmounim, R. Haddadi, A. Belaguid // *2014 International Conference on Multimedia Computing and Systems*, 2014. – P. 1065–1070.
46. Ens, A. Low-power simplex ultrasound communication for indoor localization // A. Ens, L.M. Reindl, T. Janson, C. Schindelbauer / *2014 22nd European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, 2014. – P. 731–735.
47. Zhang, Y. Secure localization and authentication in ultra-wideband sensor networks / Y. Zhang, W. Liu, Y. Fang, D. Wu // *IEEE J. Select. Areas Commun.*, – 2006. – Vol. 24, No. 4. – P. 829–835.
48. Zhang, J. Wireless communication using ultrasound through metal barriers: Experiment and analysis // J. Zhang, Z. Yu, H. Yang, M. Wu, J. Yang/ *2015*

- 10th International Conference on Information, Communications and Signal Processing (ICICS), 2015. – P. 1–5.
49. Zhang, X. Impulse noise removal using directional difference based noise detector and adaptive weighted mean filter / X. Zhang, Y. Xiong // IEEE Signal Processing Letters, 2009. – Vol. 16, No. 4. – P. 295–298.
50. Zhou, S. Position measurement using Bluetooth. Consumer Electronics / S. Zhou, J. Pollard // IEEE Transactions on, 2006. – Vol. 52. – P. 555–558.
51. Истомина, Т.В. Информационные методы повышения надежности кардиоанализаторов на основе помехоустойчивой обработки электрокардиосигнала / Т.В. Истомина, Л.Ю. Кривоногов, А.А. Лавреев // Труды международного симпозиума. Надежность и качество. – 2009. – Т. 1. – С. 76–80.
52. Ibrahimkadic, S. Characteristics of modern industrial control systems / S. Ibrahimkadic, S. Kreso // Proceedings of the 34th International Convention MIPRO, 2011. – P. 845–849.
53. Кривоногов, Л.Ю. Концепция помехоустойчивой обработки электрокардиосигнала / Л.Ю. Кривоногов // Известия Южного федерального университета. Технические науки, 2009.– №. 10. – С.58–62.
54. Кулешов, А.П. Непрерывная визуализация P-Q интервалов в портативных устройствах мониторинга функционального состояния организма человека / А.П. Кулешов, А.В. Ильин, А.П. Зарецкий // Современные технологий в медицине, 2016. – №1. – С. 41–47.
55. Клионский, Д.М. Алгоритмы очистки от шума нестационарных сигналов на основе декомпозиции на эмпирические моды / Д.М. Клионский // Теория и методы цифровой обработки: докл. 10-й Междунар. конф.

цифровой обработки и ее применение. – СПб: Изд-во ЛЭТИ, 2010. – С. 192–196.

56. Каплин, А.Ю. Свойства фильтра Калмана в переходном режиме / А.Ю. Каплин, М.Г. Степанов, А.Г. Ярмолич // Известие вузов. Приборостроение. – 2017. – № 4. – С. 311–317.
57. Карпенко, Е.Ю. О применении вейвлетов и линейной фильтрации для решения задач восстановления сигналов / Е.Ю. Карпенко // Математические машины и системы, 2008. – № 2. – С. 116–121.
58. Коломейцева, А.В. Применение вейвлет-преобразования и метода Прони для идентификации биогенных сигналов / А.В. Коломейцева, Г.В. Мишугова, А.П. Мул, Г.Ю. Рябых // Вестник ДГТУ, 2010. – Т.10, №4(47).– С. 455–465.
59. Кравченко В.Ф., Рвачев В.А. «Wavelet» -системы и их применение в обработке сигналов / В.Ф. Кравченко, В.А. Рвачев // Зарубежная радиоэлектроника, 1996. – № 4.– С. 3–20.
60. Кривоногов, Л.Ю. Перспективы применения преобразования Гильберта Хуанга для автоматизированной обработки электрокардосигналов / Л.Ю. Кривоногов // Биотехносфера, 2011. – №5. – С.41– 48.
61. Гочаков, А.В. Квазиоптимальные алгоритмы вейвлет обработки сигналов и изображений: автореф. дис. канд. тех. наук / А.В. Гочаков – Новосибирск, 2013. – 121 с.
62. Кривошеев, В.И. Современные методы цифровой обработки сигналов (цифровой спектральный анализ). / В.И. Кривошеев // Учебно-методический материал по программе повышения квалификации «Современные системы мобильной цифровой связи, проблемы помехозащищенности и защиты информации». Нижний Новгород, 2006. –117 с.

63. Катасонов, Д.Н. Система мобильного мониторинга сердечной деятельности человека: о применимости различных методов фильтрации электрокардиосигнала / Д.Н. Катасонов // Автоматика и программная инженерия, 2016. – №3(17). – С. 76–90.
64. Компания Sonarax предложила протокол ультразвуковой передачи данных [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://stereo.ru/news/sonarax-ultrasonicconnection>.
65. Кубланов, В.С. Анализ биомедицинских сигналов в среде MATLAB: учебное пособие / В.С. Кубланов, В.И. Борисов, А.Ю. Долганов // Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2016. – 120 с.
66. Koyuncu, H.A Survey of Indoor Positioning and Object Locating Systems / H.A. Koyuncu, S.H. Yang // IJCSNS International Journal of Computer Science and Network Security, 2010. – Vol. 10, No.5. – P. 121–128.
67. Krivoshei, V.K. Decomposition method of an electrical bio-impedance signal into cardiac and respiratory components / V.K. Krivoshei, M. Min // Physiol. Meas, 2008. – Vol. 29, No. 6. – P. 15–25.
68. Keda, Y.K. International standard of infrared data communication, IrDA / Y.K. Keda, O. Yoshihiro, U. Hiroshi // Sharp Technical Journal, 1997. – No. 68. – P. 11–17.
69. Kalman, R.E. A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems / R.E. Kalman // Journal of Basic Engineering, 1960. – Vol. 82, No. 1. – P. 35–45.
70. Cunningham, M.T. Low-rate ultrasonic communications and power delivery for sensor applications // M.T. Cunningham et al. / 2016 IEEE Military Communications Conference, 2016. – P. 91–96.

71. Can, H.A. New Wavelet Threshold Determination Method Considering Interscale Correlation in Signal Denoising // H.A. Can, X. Jianchun, L. Juelong, Y. Qiliang, W. Ronghao / *Mathematical Problems in Engineering*, 2015. – Vol. 2015. – P. 1–10.
72. Larionov, D.Y. Noise immunity evaluation and optimization of structure of systems for multichannel detection of electrophysiological information / D.Y. LarioNov, N.M. Fedotov // *Biomedical Engineering*, 2008. – No. 3. – P. 107–112.
73. Lin, F.J. Driving circuit for ultrasonic motor servo drive with variablestructure adaptive model-following control / F.J. Lin, L.C. Kuo // *IEE ProcElectr. Power Appl*, 1997. – Vol. 144, No. 3. – P. 199–206.
74. Lazik, P. Indoor pseudo-ranging of mobile devices using ultrasonic chirps / P. Lazik, A. Rowe // *Conference: Proceedings of the 10th ACM Conference on Embedded Network Sensor Systems*, 2012. – P. 99–112.
75. Lin, Y.C. A wireless sensor utilizing ultrasound for wireless power and data transmission // Y.C. Lin, M.C. Chiang and J.H. Chen / *2017 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, 2017. – P. 1–3.
76. Le, B. Weak LFM signal detection based on wavelet transform modulus maxima denoising and other techniques / B. Le, Z. Liu, T. Gu // *International Journal of Wavelets, Multiresolution and Information Processing*, 2010. – Vol. 8, No. 2. – P. 313–326.
77. Магнитострикционное устройство направленного излучения ультразвуковых волн: пат. 208045U1Рос. Федерация. МПК H04R 15/00, H04R 1/34, H01L 41/06 / В.Ф. Тележкин, **Б.Б. Саидов** // ФГБОУ ВПО "ЮУрГУ"(НИУ); Патентный отдел. — № 2021119611, опубл. 30.11.2021, Бюл. № 34.

78. Медведева, Е.В. Разработка устройств быстрого поиска шумоподобных сигналов для цифровых систем передачи информации: автореф. дис. канд. тех. наук / Е.В. Медведева. – Киров, 2004– 130 с.
79. Марусина, М.Я. Шумоподавление в томографии с помощью вейвлет-фильтров // М.Я. Марусина А.О. Казначеева/ Изв. вузов. Приборостроение, 2006. – Т. 49, № 10. – С. 51–57.
80. Milchevski, A. Performance evaluation of FIR and IIR filtering of ECG signals / A. Milchevski, M. Gusev // Advances in Intelligent Systems and Computing, 2018. – № 6. – P.103–112.
81. Morettin, P.A. Wavelets in Statistics. / P.A. Morettin // Reviews of The Institute of Mathematics and Statistics of The University of Sao Paulo, 1997. – Vol.3, No.2. – P. 211–272.
82. Marina, D.M. Indoor positioning technology comparison analysis. / D.M. Marina, J. Norziana, M. Jacenhta, A. Mohamad // International Journal of Engineering & TechNology, 2018. – Vol 7. – P. 133–137.
83. Mikhled, A. ECG Signal Denoising By Wavelet Transform Thresholding / A. Mikhled, D. Khaled // American Journal of Applied Sciences, 2008. – Vol. 5, No. 3. – 2008. – P. 276–281.
84. Немирко, А.П. Математический анализ электрокардиосигналов и данных / А.П. Немирко, Л.А. Манило, А.Н. Калиниченко. – М.: Физматлит, 2017. – 242 с.
85. Негров, Д.А. Ультразвуковые колебательные системы для синтеза полимерных композиционных материалов / Д.А. Негров, Е.Н. Еремин, А.А. Новиков, Л.А. Шестевь. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2012. – 128 с.
86. Negi, R. Secret communication using artificial Noise / R. Negi, S. Goel // in Proc. 62nd IEEE Vehicular TechNology Conf. (VTC-2005-Fall), Dallas, TX, 2005. – Vol. 3. – P. 1906–1910.

87. Otsason, V. Accurate GSM indoor localization / V. Otsason, A. Varshavsky, A. La Marca, E. de Lara, // UbiComp 2005, Lecture Notes Computer Science, Springer-Verlag, 2005. – Vol. 3660. – P. 141–158.
88. Подкур П.Н. О высокочастотных компонентах кардиосигнала / П.Н. Подкур // Седьмая Всероссийская научно-практическая конференция «Новые достижения в развитии электрокардиографии» ГУ НИИ кардиологии Томского научного центра СО РАМН Тюменский кардиологический центр. Тюмень, 2005. – С.123–126.
89. Петров, Г.А. Практика использования вейвлет-анализа в дефектоскопии: учебное пособие / Г.А. Петров, Е.В. Шуранов // Балт.гос. техн. ун-т.-СПбю, 2012. – 65с.
90. Пижевский, М.К. Типы и преимущества технологий беспроводной связи/ М.К. Пижевский// Modern science. Учредители: научно информационный издательский центр "институт стратегических исследований" (Москва), 2020. – Vol. 1, №1. – С.433–435.
91. Pandey, V.K. Adaptive filtering for suppression of respiratory artifact in impedance cardiography / V.K. Pandey, P.C. Pandey, N.J. Burkule et al. // 2011 Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, 2011. – P. 7932–7936.
92. Pandey, V.K. Wavelet based cancellation of respiratory artifacts in impedance cardiography / V.K. Pandey, P.C. Pandey // in Proc. 15th Int. Conf. Digital Signal Processing, Cardiff, U.K, 2007. – P. 191–194.
93. Рангайян, Р.М. Анализ электрокардиосигналов. Практический подход / Перевод. с англ. А.Н. Калиниченко под ред. А.П. Немирко. – М.: Физматлит, 2010. – 440 с.

94. Raj, V.N.P. ECG signal denoising using Undecimated Wavelet Transform / V.N.P. Raj, T. Venkateswarlu // 2011 3rd International Conference on Electronics Computer Technology, 2011. – P. 94–98.
95. **Саидов, Б.Б.** Обработка информации с использованием фильтра Калмана в MatlabSimulink / В.Ф. Тележкин, **Б.Б. Саидов** // Системы анализа и обработки данных, 2021. – № 4 (84). – С. 49–62.
96. **Саидов, Б.Б.** Преобразования спектра сигнала в активном нелинейном элементе с кубической характеристикой / Б.Б. Саидов, И.С. Следнев, В.И. Тамбовцев // Радиолокация, Навигация, Связь. Сборник трудов XXV Международной научно – технической конференции г. Воронеж, 2019. – Т. 6. – С. 1–6.
97. **Саидов, Б.Б.** Ультразвук в офисной связи / Б.Б. Саидов, В.И. Тамбовцев, В.Н. Багаев // III Научный форум телекоммуникации: теория и технологии ТТТ-2019. XVII Международная научно–техническая конференция «Физика и технические приложения волновых процессов», 2019. – Т. 3. – С. 277–278.
98. **Саидов, Б.Б.** Обработка информации в автоматизированных системах управления на основе ультразвуковых приемо-передающих устройств / Б.Б. Саидов, В.Ф. Тележкин // i-methods, 2020. – Т. 12, № 4. – С. 1–9.
99. **Саидов, Б.Б.** Обработка информации в АСУ на основе ультразвуковых приемо–передающих устройств / Б.Б. Саидов, В.Ф. Тележкин // Всероссийская Межведомственной научно-технической конференция, посвященной теоретическим и прикладным проблемам развития и совершенствования автоматизированных систем управления специального назначения, 2020. – С. 107–108.
100. **Саидов, Б.Б.** Преобразование спектра для амплитудно-модулированного сигнала / Б.Б. Саидов, В.Ф. Тележкин // Фундаментальные проблемы

управления производственными процессами в условиях перехода к индустрии 4.0 тезисы докладов научного семинара в рамках международной научно-технической конференции "Автоматизация". ЮУрГУ, 2020.– С. 247–251.

101. Смоленцев, Н.К. Основы теории вейвлетов. Вейвлеты в MATLAB / Н.К. Смоленцев. – М.: ДМК Пресс, 2009. – 448 с.
102. Сорокин, С.В. Сравнительный анализ методов нелинейной фильтрации сигналов и изображений / С.В.Сорокин, М.А.Щербаков // Труды Международного симпозиума. Надежность и качества, 2006. – Т. 1 – С. 89–91.
103. **Саидов, Б.Б.** Реализация методов и алгоритмов сжатия информации на основе вейвлет преобразования / Б.Б. Саидов, В.Ф. Тележкин, А.Д. Чупина // Предиктивный характер научных исследований и практика их реализации в условиях глобального кризиса в экономике и обществе, 2020. – С. 23–26.
104. **Saidov, B.** Transformation of the amplitude-modulated spectrum of a signal on a Nonlinear element / B. Saidov, V. Telezhkin // 2020 International Russian Automation Conference (RusAutoCon), 2020. – P. 757–761.
105. **Saidov, B.** Digital processing of the ultrasonic signal for mobile devices in the transmission of information / B. Saidov, V. Telezhkin // 2020 Global Smart Industry Conference(GIoSIC) Chelyabinsk, Russia, 2020. – P. 92–96.
106. **Saidov, B.** Integrated information processing in wireless (secure) communications of corporate communication systems / V. Telezhkin, **B. Saidov** // 2020 international multi-conference on industrial engineering and modern techNologies, 2020. – Article ID: 9271417.

107. **Saidov, B.** Simulation of Ultrasonic Sensor at Lower Ultrasonic Range in Data Transmission / B. Saidov, V. Telezhkin // 2021 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), 2021. – P. 703–707.
108. Saad, M.M. Robust high-accuracy ultrasonic range measurement system / M.M. Saad, C.J. Bleakley, S. Dobson // IEEE Trans. Instrum. Meas, 2011. – Vol. 60. – P. 3334–3341.
109. Sodsai, W. Security System against Asset Theft by Using Radio Frequency Identification Technology / W. Sodsai, J. Nakrop, N. Prasit, S. Atipong // 5th Int. Conf. on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, 2008. – P. 761–764.
110. Schlegel, R. Sound comber: A stealthy and context-aware sound trojan for smartphones / R. Schlegel, K. Zhang, X. Zhou // In NDSS, 2011. – Vol. 11. – P. 17–33.
111. Sameni, R.A. Nonlinear Bayesian Filtering Framework for ECG DeNoising / R. Sameni, M.B. Shamsollahi, C. Jutten, G.D. Clifford // in IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 2007. – Vol. 54, No. 12. – P. 2172–2185.
112. Sayadi, O. ECG DeNoising and Compression Using a Modified Extended Kalman Filter Structure / O. Sayadi, M B. Shamsollahi // in IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 2008. – Vol. 55, No. 9. – P. 2240–2248.
113. **Saidov, B.B.** Spectrum Transformation of an Amplitude-Modulated Signal on an Ohmic Nonlinear Element / B.B. Saidov, V.I. Tambovtsev, I.I. Prokopov // Bulletin of the South Ural State University. Ser. Computer Technologies, Automatic Control, Radio Electronics, 2020. – Vol. 20, No. 1. – P. 71–78.
114. **Saidov, B.B.** Wavelet-conversion in electrocardio signal processing / V.F. Telezhkin, **B.B. Saidov**, P.A. Ugarov, A.N. Ragozin // Bulletin of the South

Ural State University. Ser. Computer Technologies, Automatic Control, Radio Electronics, 2021. – Vol. 21, No.1. – P. 70–79.

115. **Saidov, B.B.** Optimum ECG signal filtering based on wavelet transformation/ B.B. Saidov, V.F. Telezhkin // Bulletin of the South Ural State University. Ser. Computer Technologies, Automatic Control, Radio Electronics, 2021. – Vol. 21, No.4. – P. 167–172.
116. **Saidov, B.B.** Development of equipment for experimental study of digital algorithms in nonstationary signal processing problems / B.B. Saidov, V.F. Telezhkin, N.N. Gudaev, V.N. Bagaev, M.A. Devyatov // Ural Radio Engineering Journal, 2022. – Vol. 6, No. 2. – P. 186–204.
117. Тычков, А.Ю. Автоматизированная система обработки и анализа электрокардиосигналов в условиях интенсивных помех различного вида / А.Ю. Тычков, П.П. Чураков, Л.Ю. Кривоногов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион, 2011. – №1. – С. 117–125.
118. Tao, Z. Speech enhancement based on the multi-scales and multi-thresholds of the auditory perception wavelet transform / Z. Tao, H.M. Zhao, X.J. Zhang, D. Wu, // Archives of Acoustics, 2011. – Vol. 36, No. 3. – P. 519–532.
119. Telezhkin, V. Recognition and Elimination of Anomalies in Information Leakage Channels in Opto-Ultrasonic Communication Channels in Data Streams of Industrial Automated Systems / V. Telezhkin, **B. Saidov** and A. Ragozin //2021 International Russian Automation Conference (RusAutoCon), 2021. – P.201–206.
120. Transmission of Data by Ultrasound. US 6,950,681 B2 / H. Ludwig // U.S. Patent Documents 4591811 A5/1986 Nakamura 332/178. Publ. Sep. 27. – 2005.

121. Tian, D. Implementation of an ultrasonic wireless communication system through metal barrier based on DSP // D. Tian, D. Yang / 3rd IEEE International Conference on Control Science and Systems Engineering, 2017. – P. 514–517.
122. Ультразвук. Основы теории распространения ультразвуковых волн. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://engineeringolutions.ru/ultrasound/theory/>.
123. Ультразвуковая передача данных [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://www.iksmedia.ru/news/4643874-Ultrazvukovaya-peredacha-dannyx.html>.
124. Fedotov, A.A. Selection of Parameters of Bandpass Filtering of the ECG Signal for Heart Rhythm Monitoring Systems / A.A. Fedotov // Biomedical Engineering, 2016. – No. 2. – P.114–118.
125. Phinyomark, A. Optimal wavelet functions in wavelet deNoising for multifunction myoelectric control / A. Phinyomark, C. Limsakul, // ECTI Transactions on Electrical Eng., Electronics, and Communications, 2010. – Vol. 8. – P. 43–52.
126. Hampton, J.R. The ECG made easy / J.R. Hampton // UK: Elsevier Science Limited, 2003. – 224 p.
127. Huang, N.E. The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for Nonlinear and Non-stationary time series analysis / N.E. Huang, Zh. Shen, S.R. Long, C.W. Manli, H.H. Shih // Proceedings: mathematical, physical and engineering sciences, 1998. – No. 1971. – P. 903 – 995.
128. Holm, S. Airborne ultrasound data communications: The core of an indoor positioning system / S. Holm // in Proc. IEEE Ultrason. Symp., Rotterdam, The Netherlands, 2005. – Vol. 3. – P. 1801– 1804.

129. Hsiao, C. Two Practical Considerations of Beacon Deployment for Ultrasound-Based Indoor Localization Systems / C. Hsiao, P. Huang // In *Sensor Networks, Ubiquitous and Trustworthy Computing*, 2008. – P. 306–311.
130. Holm, D.S. Airborne ultrasound data communications: The core of an indoor positioning system / D.S. Holm // in *Proc. IEEE Ultrason. Symp. Rotterdam, the Netherlands*, 2005. – Vol. 3. – P. 1801–1804.
131. Hornykh, Y. Near-Ultrasonic Communications for IoT Applications using Android Smartphone // Y. Hornykh, J.C. Toledo, B. Wang, W.J. Yi, J. Saniie / *2020 IEEE International Conference on Electro Information Technology (EIT)*, 2020. – P. 407–410.
132. Huang, X. Software-Defined Ultrasonic Communication System Based on Time-reversal Signal Processing // X. Huang, J. Saniie, S. Bakhtiari, A. Heifetz, / *2020 IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS)*, 2020. – P. 1–4.
133. Чураков, А.В. Принципы моделирования и проектирования приборов магнито-и ультразвуковой терапии: учеб. -метод. пособие / А.В. Чураков. – Минск: БГУИР, 2019. – 146 с.
134. Chang, S.G. Adaptive wavelet thresholding for image denoising and compression / S.G. Chang, B. Yu, M. Vetterli // *IEEE Transactions on Image Processing*, 2000. – Vol. 9, No. 9. – P. 1532–1546.
135. Chrysikos, Th. Wireless Information-Theoretic Security in an Outdoor Topology with Obstacles: Theoretical Analysis and Experimental Measurements / Th. Chrysikos, T. Dagiuklas, S. Kotsopoulos // *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2011. – P. 1–7.

136. Challis, R.E. Digital signal processing applied to ultrasonic absorption measurements / R.E. Challis, A.K. Holmes, J.A. Harrison, R.P. Cocker // Ultrasonics, 1990. – Vol. 28, No. 1. – P. 5–15.
137. Chouakri, S.A. Wavelet Denoising of the Electrocardiogram Signal Based on the Corrupted Noise Estimation /S.A. Chouakri, F. Bereksi-Reguig, S. Ahmaidi, O. Fokapu // Computers in Cardiology, 2005. – P. 1021–1024.
138. Chabchoub, S. Impedance cardiography signal deNoising using discrete wavelet transform / S. Chabchoub, S. Mansouri, R.B. Salah// Australas Phys Eng Sci Med 39, 2016. – P. 655–663.
139. Chang, K.M. Gaussian noise filtering from ECG by Wiener filter and ensemble empirical mode decomposition / K.M. Chang, S.H. Liu // Journal of Signal Processing Systems, 2011. – Vol. 64, No. 2. – P. 249–264.
140. Jiang, W. Multichannel Ultrasonic Data Communications in Air Using Range-Dependent Modulation Schemes // W. Jiang, W.M.D. Wright / in IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 2016. – Vol. 63, No. 1. – P. 147–155.
141. Jiang, W. Progress in airborne ultrasonic data communications for indoor applications // W. Jiang, W.M.D. Wright / 2016 IEEE 14th International Conference on Industrial Informatics (INDIN), 2016. – P. 322–327.
142. Shemi, P.M. Analysis of ECG signal denoising using discrete wavelet transform / P.M. Shemi, E.M. Shareena //2016 IEEE International Conference on Engineering and TechNology, 2016. – P. 713–718.
143. Xinyu, H. Adaptive Filtering and Characteristics Extraction for Impedance Cardiography / H. Xinyu, C. Xianxiang, R. Ren,et al // Journal of Fiber Bioengineering and Informatics, 2014. – Vol. 7, No. 1. – P. 81–90.

144. Xu, Y. Wavelet transform domain filters: a spatially selective noise filtration technique / Y. Xu, J.B. Weaver, D.M. Healy, J. Lu, // *IEEE Transactions on Image Processing*, 1994. – Vol. 3, No. 6. – P. 747–758.
145. Qiu, Y.J. Piezoelectric Micromachined Ultrasound Transducer (PMUT) Arrays for Integrated Sensing, Actuation and Imaging / Y.J. Qiu, V. Gigliotti, M. Wallace, F. Griggio, Christine E.M.D, S. Cochran, S. Trolier-McKinstry // *Sensors*, 2015. – P. 8020–8041.
146. Ying-Wen B. Adjustable 60Hz Noise reduction by a Notch filter for ECG signals / B. Ying-Wen, C. Wen-Yang, C. Chien-Yu and etc. // *Proceedings of the 21st IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, Como, 2004. – Vol. 3. – P. 1706–1711.
147. Ying-Wen, B. Adjustable 60Hz Noise reduction by a Notch filter for ECG signals / B. Ying-Wen, C. Wen-Yang, C. Chien-Yu, L. Yi-Ting, T. Yi-Ching, T. Cheng-Hung // *Proceedings of the 21st IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (IEEE Cat. No.04CH37510)*, 2004. – Vol. 3. – P. 1706–1711.
148. Crouse, M.S. Wavelet-based statistical signal processing using hidden Markov models / M.S. Crouse, R.D. Nowak, and R.G. Baraniuk // *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1998. – Vol. 46, No. 4. – P. 886–902.
149. Can, H.A New Wavelet Threshold Determination Method Considering Interscale Correlation in Signal Denoising / H.A. Can, X. Jianchun, L. Juelong Y. Qiliang, W. Ronghao// *Mathematical Problems in Engineering*, Vol. 2015. – P. 1–9.
150. Шумы в сердце у взрослых [Электронный ресурс]– Режим доступа: <https://kldcardio.ru/o-tsentre/meditsinskaya-deyatelnost-tsentra/blog-with-right-sidebar/783-zvuki-serdtsa-o-shumakh-v-serdtse-u-vzroslykh-rasskazyva-et-vrach-kardiolog-ftsmt-pavel-zolotukhin>.

151. Пьезокерамика [Электронный ресурс]– Режим доступа:
<https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%9F%D1%8C%D0%B5%D0%B7%D0%BE%D0%BA%D0%B5%D1%80%D0%B0%D0%BC%D0%B8%D0%BA%D0%B0>
152. Хуа, Ж. Усилитель ультразвукового датчика / Ж. Хуа // Национальный исследовательский Томский политехнический университет (ТПУ), – Томск, 2018. – 70с.
153. Гапочкин, А.В. Применение вейвлет-анализа для очистки речевого сигнала от шума/ А. В. Гапочкин // Технические науки: проблемы и перспективы: материалы II Междунар. науч. конф. (г. Санкт-Петербург, апрель 2014 г.). – СПб: Заневская площадь, 2014. – С. 23–25.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Таблица 1.1. Сравнение методов фильтрации для обработки электрокардиосигналов

Метод	Преимущества	Недостатки
Нелинейный фильтр (НФ)	Нелинейные фильтрации являются пространственно-избирательными, что позволяет снизить искажения полезных сигналов в случае низкой интенсивности импульсного шума.	<p>1. Результат обработки зависит от степени адекватности модели реальным сигналам. Появление в обрабатываемых ЭКС отличий от принятой модели может привести к неверной интерпретации параметров ЭКС.</p> <p>2. Использование НФ очень сложно спроектировать и разработать.</p>
Адаптивный фильтр	<p>1. Возможность автоподстройки к особенностям частоты сигнала и помех.</p> <p>2. Высокая точность получаемых результатов обработки.</p>	При обработке натуральных образцов сигналов возникает сложность регистрации сигнала в опорный канал адаптивного фильтра.
Вейвлет преобразование	<p>1. Возможность обработки сигналов с нестационарными параметрами.</p> <p>2. Вейвлет преобразование могут быть хорошо локализованы как по частоте, так и по времени. При различении хорошо локализованных разномасштабных процессов в сигналах можно рассматривать только те масштабные уровни разложения, которые представляют интерес.</p> <p>3. Вейвлет преобразование, в отличие от других методов фильтрации, имеют множество различных базовых функций, свойства которых ориентированы на решение различных задач. Базовые вейвлеты могут иметь как конечные, так и бесконечные носители, которые реализуются функциями разной гладкости.</p>	Вейвлет-преобразование является их относительной сложностью.
Преобразования Хуана-Гильберта	<p>1. Адаптивность используемого базиса для обработки сигнала.</p> <p>2. Апостериорный базис для разложения сигнала.</p>	Низкое качество устранения помех.
Фильтра Кальмана	<p>1. Преимуществом этого метода является то, что он не требует вычисления производных</p> <p>2. Рекурсивно оценивать состояние динамического поведения системы</p>	При фильтрации входной последовательности зашумленного сигнала уменьшают амплитуду QRS комплексов и тем самым минимизируют значение СКО сигнала относительно к входному значению. При этом искажение параметров ЭКС от принятой модели, вносимые процедурами фильтрации во время обработки являются недопустимыми.

ПРИЛОЖЕНИЕ Б.

Функциональные схемы экспериментального устройства для исследования ультразвукового канала приема-передачи информации

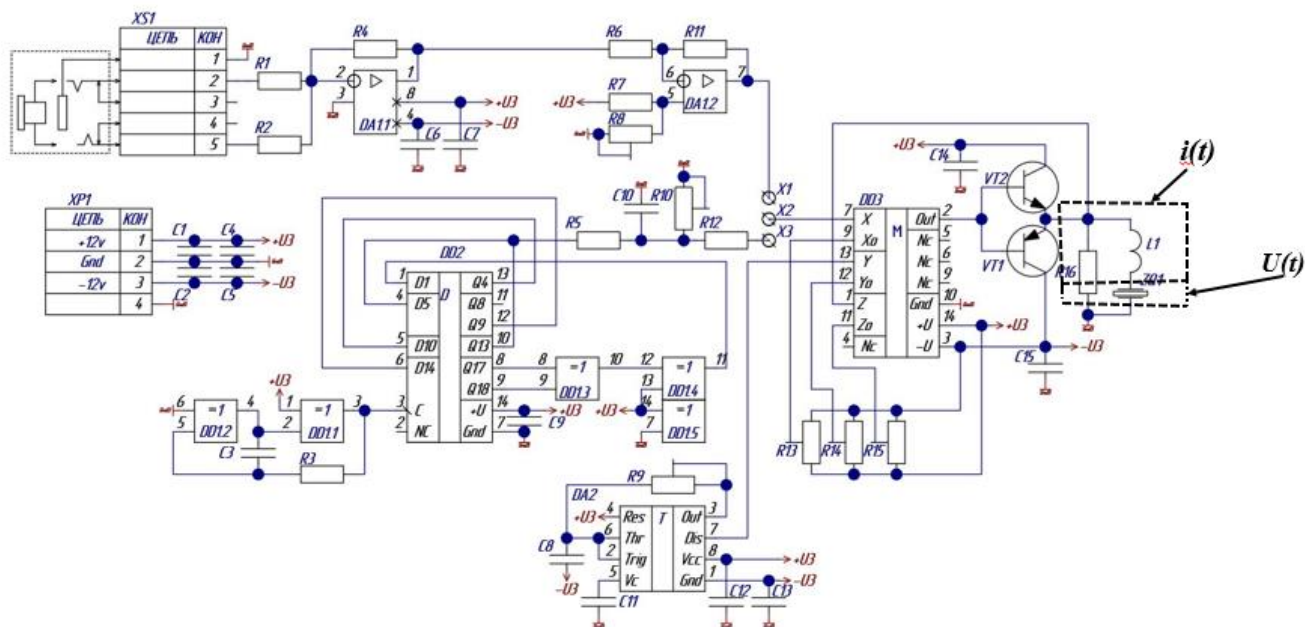


Схема ультразвукового передатчика

Назначение элементов схемы ультразвукового передатчика:

- XS1 – входной разъем;
- XP1 – разъем питания;
- DD1.1, DD1.2 – задающий генератор генератора шума;
- DD2, DD1.3, DD1.4, DD1.5 – генератор шума (R5, C10 – ФНЧ с частотой среза 5 кГц);
- R10 – регулятор амплитуды шума (движок внизу шум отсутствует, движок вверх – шум максимальный);
- DD3 – модулятор (аналоговый умножитель);
- VT1, VT2 – усилитель мощности выхода умножителя;
- DA1.1 – входной усилитель;
- DA1.2 – согласующий усилитель (R8 – регулятор глубины модуляции);
- ZQ1 – пьезоизлучатель;
- R16, L1 – согласующие элементы;
- DA2 – регулируемый генератор несущей частоты (~40 кГц);
- X1-X2 – устанавливается переключатель при излучении сигнала;
- X2-X3 – устанавливается переключатель при излучении шума.

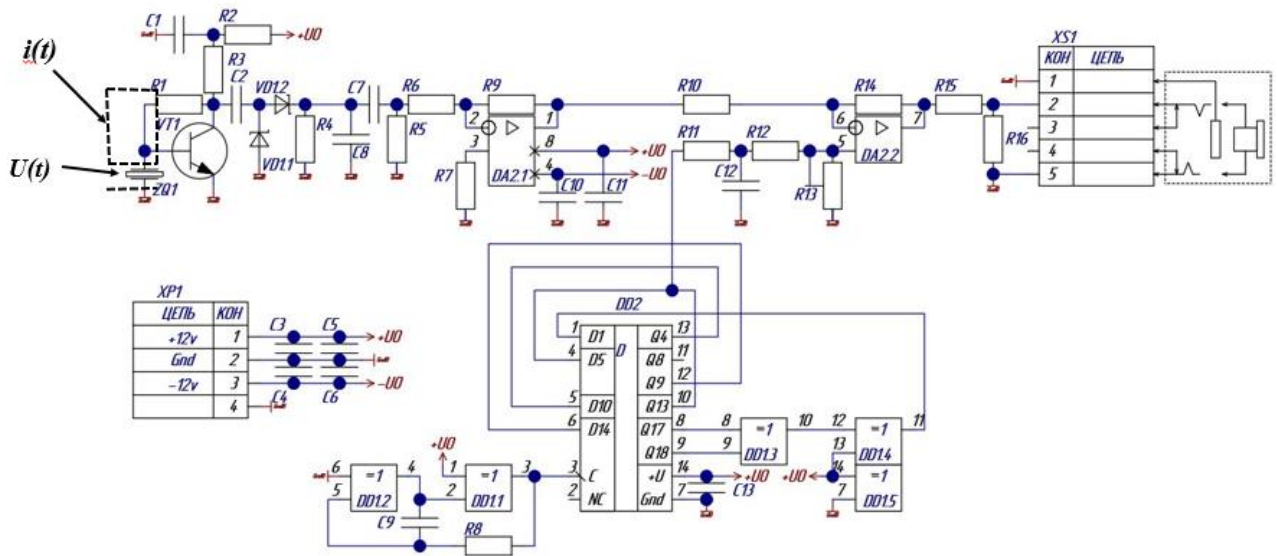


Схема ультразвукового приемника

Назначение элементов схемы ультразвукового приемника:

XP1 – разъем питания;

ZQ1 – пьезоприемник;

R1, C1, R2, R3, VT1 – входной усилитель;

C2, VD1.1, VD1.2, R4, C8, C7, R5 – амплитудный детектор;

DA2.1 – предварительный усилитель;

DA2.2 – согласующий усилитель сумматор (сигнал + шум). выходной сигнал 1В;

DD1.1, DD1.2 – задающий генератор генератора шума ($F = 50$ кГц – для шума в диапазоне 0 - 5кГц);

DD2, DD1.3, DD1.4, DD1.5 – генератор шума (R11, C12 – ФНЧ с частотой среза 5 кГц);

R13 – регулятор амплитуды шума (движок вниз шум отсутствует, движок вверх – шум максимальный);

XS1 – выходной разъем.

ПРИЛОЖЕНИЕ В. Листинг реализация программного обеспечения

```

open lml.mat; %загрузка сигнала ЭКГ
s=ans.val(1:2048); % ограничение количества отсчетов
L=length(s); % Длина данных
s=2*s./L; %нормировка сигнала по амплитуде
%модуль входных параметров фильтрации
N = 2; %выбор уровня декомпозиции
w = 'sym4'; %выбор вейвлет базиса
% 'haar' – Вейвлет Хаара.
% 'sym4' , 'sym6', 'sym8'– Вейвлеты Симлета.
% 'db4', 'db6' – Вейвлеты Добеши.
% 'coif5' – Коинфлетса.
thr = 'rigsure'; %выбор способа расчета порога
% - 'rigsure' – Адаптивный способ выбора порога
% - 'heursure' – Эвристический способ выбора порога
% - 'sqrtwolog' – Логарифмический способ выбора порога
% - 'minimaxi' – Минимаксный способ выбора порога
sorth = 's'; %выбор функции пороговой обработки
% 's' мягкая функция пороговой обработки
% 'h' жесткая функция пороговой обработки
SCAL = 'one';
SNR = [30 35 40 45]; % массив входных отношений сигнал-шум
n=4; %переменная цикла

SNR2mas=zeros(n); %выделение места для выходных отношений
сигнал-шум
deltaSNRmas=zeros(n); %выделение места разности SNRout-SNRin
for i=1:n

```

```

sx = awgn(s,SNR(i),'measured'); % добавление к исходному сигналу
гауссова шума
% проверка входного отношения сигнал/шум
e=s-sx; % амплитуда шума
rms_s = sqrt(mean(sx.^2)); % средняя амплитуда сигнала с шумом
rms_e = sqrt(mean(e.^2)); %средняя амплитуда шума присутствующего
в сигнале.
SNR111 = 20*log10(rms_s/rms_e); % SNR in dB
% декомпозиция сигнала sx до уровня N,с помощью вейвлета w:
[c,l] = wavedec(sx,N,w);
% пороговая обработка коэф. до уровня N
[xd,CXD,LXD] = wden(c,l,thr,sorh,SCAL,N,w);
%реконструкция отфильтрованного сигнала
srec = waverec(CXD,LXD,w);
% выходное отношение сигнал/шум
e=s-xd; % амплитуда шума присутствующего в сигнале после
фильтрации
rms_s = sqrt(mean(xd.^2)); % средняя амплитуда сигнала, прошедшего
фильтрацию
rms_e = sqrt(mean(e.^2)); %средняя амплитуда шума присутствующего
в сигнале после фильтрации.
SNR2mass(i) = 20*log10(rms_s/rms_e); % выходное отношение
сигнал/шум in dB
% разность выходного и входного значения SNR
deltaSNRmas(i)= SNR2mass(i)-SNR(i);
% расчет коэффициента корреляции
csxd = corrcoef(s,xd); % расчет коэффициента корреляции
csxd = csxd*100; % коэффициент корреляции в процентах
% визуальный блок
figure(i)

```

```

subplot(311), plot(s), xlim([0,L]), title('Original signal S(t)');
subplot(312), plot(sx), xlim([0,L]), title('Noisy signal s(t)+n(t)');
subplot(313), plot(xd), xlim([0,L]), title('De-Noised signal s1(t)');
% ВЫВОД расчетных данных
fprintf(' \n %.5g %.5g %.5g \n ', SNR(i), SNR2mas(i) ,
deltaSNRmas(i));
fprintf(' \n %s %.3g \n', 'corr (s and xd)', csxd([2]));
end

```

Реализации алгоритма вейвлет-фильтрации с оптимальными параметрами

```

open lml.mat; %загрузка сигнала ЭКГ
s=ans.val(1:2048); % ограничение количества отсчетов
L=length(s); % Длина данных
s=2*s./L; %нормировка сигнала по амплитуде
%модуль входных параметров фильтрации
N = 2; %выбор уровня декомпозиции
w = 'coif5'; % вейвлет Коифлетса
thr = 'heursure'; %эвристический способ расчета порога
sorh = 'h'; %жесткая функция пороговой обработки
SCAL = 'one';
SNR = [30 35 40 45]; % массив входных отношений сигнал-шум
n=4; %переменная цикла
SNR2mas=zeros(n); %выделение места для выходных отношений
сигнал-шум

for i=1:n
sx = awgn(s,SNR(i),'measured'); % добавление к исходному сигналу
гауссова шума
% проверка входного отношения сигнал/шум
e=s-sx; % амплитуда шума
rms_s = sqrt(mean(sx.^2)); % средняя амплитуда сигнала с шумом

```

```

rms_e = sqrt(mean(e.^2)); %средняя амплитуда шума присутствующего
в сигнале.
SNR111 = 20*log10(rms_s/rms_e); % SNR in dB
% декомпозиция сигнала sx до уровня N,c помощью вейвлета w:
[c,l] = wavedec(sx,N,w);
% пороговая обработка коэф. до уровня N
[xd,CXD,LXD] = wden(c,l,thr,sorh,SCAL,N,w);
%реконструкция отфильтрованного сигнала
srec = waverec(CXD,LXD,w);
% выходное отношение сигнал/шум
e=s-xd; % амплитуда шума присутствующего в сигнале после
фильтрации
rms_s = sqrt(mean(xd.^2)); % средняя амплитуда сигнала, прошедшего
фильтрацию
rms_e = sqrt(mean(e.^2)); %средняя амплитуда шума присутствующего
в сигнале после фильтрации.
SNR2mass(i) = 20*log10(rms_s/rms_e); % выходное отношение
сигнал/шум in dB
% разность выходного и входного значения SNR
deltaSNRmas(i)= SNR2mass(i)-SNR(i);
% расчет коэффициента корреляции
csxd = corrcoef(s,xd); % расчет коэффициента корреляции
csxd = csxd*100; % коэффициент корреляции в процентах

% визуальный блок
figure(i)
subplot (311), plot(s), xlim([0,L]), title('Original signal S(t)');
subplot (312), plot(sx), xlim([0,L]), title('Noisy signal s(t)+n(t)');
subplot (313), plot(xd), xlim([0,L]), title('De-Noised signal s1(t)');
% вывод расчетных данных

```

```

    fprintf(' \n %.5g   %.5g   %.5g \n ', SNR(i), SNR2mass(i) ,
deltaSNRmas(i));
    fprintf(' \n %s %.3g \n', 'corr (s and xd)', csxd([2]));
end

```

Графического анализа данных

```
% Отношения сигнал/шум
```

```
% Симлет 8
```

```
SNR35 =[40.512 40.21 40.517 40.44 40.382 40.248 40.48 40.535];
```

```
SNR40 =[44.033 44.264 43.906 44.23 44.149 43.838 44.054 43.946 ]; %
```

```
значения соответственно столбцам табл 7.2
```

```
SNR45 =[46.427 46.535 46.502 46.544 46.613 46.363 46.456 46.458];
```

```
% Койфлетс 5
```

```
kSNR35 =[40.575 40.102 40.001 40.44 40.525 40.279 40.29 40.77];
```

```
kSNR40 =[43.865 43.634 44.022 43.764 44.192 44.025 44.236 44.404]; %
```

```
значения соответственно столбцам табл 7.2
```

```
kSNR45 =[46.828 46.975 46.697 46.811 46.832 46.642 46.655 46.863];
```

```
%
```

```
% Симлет 8
```

```
cor35 =[97 96.8 97 96.9 96.9 96.7 96.9 97];
```

```
cor40 =[98.6 98.7 98.6 98.7 98.7 98.5 98.6 98.6]; % значения соответственно
```

```
столбцам табл 7.2
```

```
cor45 =[99.2 99.2 99.2 99.2 99.2 99.2 99.2 99.2];
```

```
% Койфлетс 5
```

```
kcor35 =[97 96.6 96.5 96.9 96.9 96.7 96.8 97.2];
```

```
kcor40 =[98.6 98.6 98.6 98.5 98 98.6 98.7 98.7]; % значения соответственно
```

```
столбцам табл 7.2
```

```
kcor45 =[99.3 99.3 99.2 99.3 99.3 99.2 99.2 99.3];
```

```
% График сравнения Отношения сигнал/шум
```

```
figure(1)
```

```

subplot(311)
hold on;
plot (SNR35,':*'); % Симлет 8
plot (kSNR35,':o','Color',[.0 .0 .0]);
title ('вх. сигнал/шум 35 дБ ');
xlabel ( 'Комбинация параметров');
ylabel ('вых.с/ш дБ');
legend ('Симлет 8','Койфлетс 5');
grid on,
subplot (312),
hold on;
plot(SNR40,':*'); % Симлет 8
plot(kSNR40,':o','Color',[.0 .0 .0]);
title('вх. сигнал/шум 40 дБ');
xlabel(' Комбинация параметров');
ylabel('вых.с/ш дБ');
grid on,
legend('Симлет 8','Койфлетс 5');
subplot(313),
hold on;
plot(SNR45,':*'); % Симлет 8
plot(kSNR45,':o','Color',[.0 .0 .0]);
title('вх. сигнал/шум 45 дБ');

xlabel(' Комбинация параметров');
ylabel('вых.с/ш дБ');
legend('Симлет 8','Койфлетс 5');
grid on,
% корр
% График сравнения Отношения сигнал/шум
figure(2)

```

```
subplot(311)
hold on;
plot(cor35,':*'); % Симлет 8
plot(kcor35,':o','Color',[.0 .0 .0]);
title('вх. сигнал/шум 35 дБ ');
xlabel(' Комбинация параматров');
ylabel('Коэф. корр.,%');
legend('Симлет 8','Койфлетс 5');
grid on,
subplot(312),
hold on;
plot(cor40,':*'); % Симлет 8
plot(kcor40,':o','Color',[.0 .0 .0]);
title('вх. сигнал/шум 40 дБ');
xlabel(' Комбинация параматров');
ylabel('Коэф. корр.,%');
grid on,
legend('Симлет 8','Койфлетс 5');
subplot(313),
hold on;
    plot(cor45,':*'); % Симлет 8
    plot(kcor45,':o','Color',[.0 .0 .0]);
    title('вх. сигнал/шум 45 дБ ');
    xlabel(' Комбинация параматров');
    ylabel('Коэф. корр.,%');
    legend('Симлет 8','Койфлетс 5');
    grid on,
```


ПРИЛОЖЕНИЕ Г. Патент на полезную модель № 208045



ПРИЛОЖЕНИЕ Д. Акты внедрения результатов диссертационной работы



ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ
БЮДЖЕТНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
«ФЕДЕРАЛЬНЫЙ ЦЕНТР СЕРДЕЧНО-
СОСУДИСТОЙ ХИРУРГИИ»
МИНИСТЕРСТВА ЗДРАВООХРАНЕНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
(г. Челябинск)

ФГБУ «ФЦССХ» Минздрава России (г. Челябинск)

454103, г. Челябинск,
Проспект Героя России Родионова Е. Н., 2
тел/факс 8(351) 734-27-91, 255-93-30,
E-mail: kardio74@mail.ru, http://www.cardiochel.ru
ИНН/КПП 7453215984/745301001 ОИРН 1107453002777

от «10» 09 2018 г. № 14-1808

на № _____ от « » _____ 20 г.

АКТ

о практическом использовании результатов диссертационной работы
на соискание ученой степени кандидата технических наук
Саидова Бехруза Бадридиновича

Настоящим удостоверяется, что результаты диссертационной работы Саидова Бехруза Бадридиновича, обладают актуальностью, представляют практический интерес и были использованы при мониторинге функционального состояния организма (ФСО) человека (пациента).

Анализ электрокардиограммы пациента является непростой задачей, так как биологические сигналы являются сигналами нестационарной природы, в котором присутствуют различные амплитуды и частоты на разных временных интервалах. Проблема выделения полезного сигнала на фоне целого комплекса помех и искажений является одной из основных при проведении современных исследований, связанных с идентификацией ФСО пациента, особенно на ранних стадиях заболевания.

Полезная составляющая электрокардиограммы зависит от сферы применения системы и лежит в диапазоне частот от 0.5 до 50 Гц. В данный момент, для очистки ЭКГ - сигналов от нежелательных частотных диапазонов применяются различные цифровые фильтры. В этой связи для повышения качества информации, то есть принятия правильного решения и идентичности соответствия содержательной информации о состоянии

исследуемого пациента автором внедренной работы был разработан аппаратно-программный комплекс (АПК) на основе современной теории и технологии оптимальной фильтрации помех, а также выбор критериев их оценки.

Особенностью современного производства является использование аппаратно-программных комплексов, в состав которых входит большое количество технических устройств, в том числе мобильное телекоммуникационное оборудование с максимально низким потреблением энергии, датчики и элементы беспроводных радиокommunikационных устройств, специальные модули для обработки и передачи нестационарных сигналов с высокой скоростью и быстротой подключения. Однако, беспроводная передача информации обычно связана с высокими скоростями передачи данных с использованием радиоволн, но в некоторых местах это может быть недопустимо, поскольку могут быть помехи для чувствительного электронного оборудования или могут возникнуть проблемы с безопасностью передаваемых персональных данных пациента.

Созданное и внедренное АПК, работающее в режиме реального времени, может эффективно внедряться в состав систем интеллектуальной поддержки принятия решений по контролю за функциональным состоянием пациента.

Таким образом, можно констатировать, что предложенные новые алгоритмы обработки информации для повышения эффективности обработки электрокардиографических сигналов в ультразвуковых приемо-передающих устройствах являются актуальными. Внедрение устройства на практике позволит существенно повысить качество диагностики и, как следствие, улучшить уровень медицинского обслуживания населения.

Главный врач

Заслуженный врач РФ

Д.м.н.



Врач - кардиолог, к.м.н.

ФГБУ «ФЦССХ» Минздрава России (г. Челябинск)

О.П.Лукин

С.А. Тютикова

**ОБЩЕСТВО С ОГРАНИЧЕННОЙ ОТВЕТСТВЕННОСТЬЮ "УРАЛ-ПОЛИМЕР-ЛАК"**

454126, Российская Федерация, Челябинская обл., г. Челябинск, ул. Энтузиастов, д. 26Б, оф. 505.

ИНН 7430022739 КПП 745301001 ОГРН 1157430000640, р/с 40702810904000009845 в УРАЛЬСКОМ
ФИЛИАЛЕ АО "РАЙФФАЙЗЕНБАНКА" Г. ЕКАТЕРИНБУРГА, БИК 046577906,
к/с30101810100000000906, тел: +7 (351) 200-98-97, info@abrin.ru, <https://abrin.ru/>

АКТ

внедрения результатов диссертационной работы на соискание ученой степени кандидата технических наук.

Саидова Бехруза Бадридиновича на тему «Алгоритмы обработки нестационарных сигналов в ультразвуковом канале приемо-передающего тракта»

Результаты диссертационного исследования Саидова Бехруза Бадридиновича по системному анализу, разработке устройства, методов, алгоритмов и программного обеспечения по обработке информации, предназначенных для приема-передачи конфиденциальной информации, являются актуальными в офисных помещениях.

В работе предложен прототип новой технологии приема-передачи данных с помощью ультразвуковых волн. Особенность технологии в том, что она работает с максимальной направленностью, то есть передатчик может быть направлен на приемник и передает данные только строго определенному получателю, а другие приемники, даже если они будут работать в том же диапазоне, не получают никаких данных. Оборудование представляет собой два мини-динамика (пьезоэлектрический преобразователь), которые излучают волны в ультразвуковом диапазоне. Излучение происходит направленно от передатчика к приемнику и совершенно неслышимо для уха человека. Технология обрабатывает практически любые цифровые данные – фото, видео, музыку, офисные документы и имеет довольно высокую скорость

передачи (HD-фильм по ультразвуковой системе можно передать за несколько минут).

Предлагаемая технология является альтернативой технологии NFC (Near Field Communication). Она позволяет передавать информацию с любых телефонов в независимости от установленной операционной системы и наличия специальных чипов. Она особенно интересна крупным предприятиям, банкам и другим финансовым компаниям, заинтересованным в минимизации потерь конфиденциальной информации.

Разработанные Саидовым Б.Б. устройства, методы, алгоритмы и программное обеспечение используются при приеме-передаче и обработке информации, позволяют повысить качество, точность и достоверность передаваемой информации и используются ООО "УРАЛ-ПОЛИМЕР-ЛАК".

Директор ООО «Урал-Полимер-Лак» _____ А.К.Абросимов

Системный администратор ООО «Урал-Полимер-Лак» _____ И.Н.Гузеев

