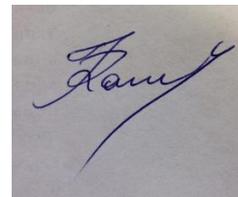


ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

На правах рукописи



КАТАСОНОВ ДЕНИС НИКОЛАЕВИЧ

Методы и алгоритмы предварительной обработки и анализа сигналов
бесконтактных датчиков беспроводной системы непрерывного дистанционного
кардиомониторинга

05.11.17 «Приборы, системы и изделия медицинского назначения»

ДИССЕРТАЦИЯ

На соискание учёной степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
кандидат технических наук
Бессмельцев Виктор Павлович

Новосибирск - 2017

Оглавление

Введение.....	4
Глава 1 Методы предварительной обработки ЭКС.....	16
1.1 Электрокардиосигнал. Методы регистрации и типичные искажения.....	16
1.2 Фильтрация электрокардиосигнала.....	23
1.3 Выявление искаженных зон.....	26
Выводы.....	31
Глава 2 Исследование структурных и алгоритмических решений для обеспечения возможности проведения телемониторинга сердечной деятельности человека..	33
2.1 Исследование структурных решений для дистанционного мониторинга сердечной деятельности.....	33
2.2 Определение способа фильтрации ЭКС.....	41
2.2.1 Искажения вносимые в результате фильтрации и определение отношения сигнал-шум.....	41
2.2.2 Определение вычислительной сложности алгоритмов фильтрации ..	43
2.2.3 Определение глубины многоуровневого вейвлет преобразования и порогового значения.....	48
2.2.4 Значение ошибки фильтрации и отношение сигнал-шум для различных типов фильтров.....	50
2.3 Автоматизированное выявление искаженных участков.....	58
2.3.1 Критерии качества сигнала.....	59
2.3.2 Сравнение вычислительной сложности применения искусственных нейронных сетей и метода опорных векторов для оценки качества ЭКС.....	73
2.3.3 Автоматизированное формирование обучающей выборки.....	78
2.3.4 Влияние длительности искаженных участков на качество классификации.....	82

2.4 Сжатие ЭКС с применением вейвлет преобразования	88
Выводы	96
Глава 3 Реализация прототипа системы дистанционного мониторинга сердечной деятельности	98
3.1 Особенность работы канала Bluetooth LE в системе телемониторинга .	105
3.1.1 Определение частоты дискретизации ЭКС	121
3.2 Реализация устройства сбора и обработки данных.....	127
3.3 Разработка способа мониторинга сердечной деятельности пациента	133
Выводы	139
Заключение	141
Список литературы	144
Приложение А	154

Введение

Сердечно-сосудистые заболевания, являются распространенными и социально значимыми заболеваниями во всем мире [1]. При этом распространенность кардиологических заболеваний, вызывающих фатальные нарушения ритма, но часто протекающих бессимптомно, колеблется от 1:500 до 1:2500 человек и многие из них имеют наследственный характер [2]. На сегодняшний день одним из основных и доступных методов диагностики сердечно-сосудистой системы человека является электрокардиография. Данный метод заключается в исследовании электрокардиограммы (ЭКГ) – графической интерпретации электрокардиосигналов (ЭКС) возникающих в результате электрохимических процессов в сердечной мышце. Электрокардиосигналы регистрируются между определенными точками на поверхности тела пациента при помощи контактных электродов. В результате оценки временных и амплитудных параметров ЭКС определяется частота и регулярность сердечных сокращений, наличие и местоположение острых или хронических повреждений миокарда, нарушения внутрисердечной проводимости [3].

Процесс регистрации ЭКС сопровождается действием разнотемповых возмущений – длительность и параметры которых могут изменяться в широких пределах, приводящих к получению сигнала различного качества [4]. Причина возникновения таких возмущений связана с воздействием на датчики ЭКС электромагнитных помех, а также перемещениями регистрирующих датчиков относительно кожных покровов вызванными дыханием и физической активностью пациента. Электромагнитные помехи приводят к появлению аддитивной составляющей в регистрируемом сигнале, амплитуда которой может быть выше амплитуды полезного сигнала, что приводит к потере диагностической ценности ЭКС. Однако, существует ряд эффективных методов, позволяющих компенсировать действие электромагнитных помех [5]. Для получения максимального значения амплитуды ЭКС и снижения влияния электромагнитных

помех производится обработка кожных покровов пациента специализированным токопроводящим гелем, длительное применение которого может привести к аллергическим реакциям [6]. Помимо средств улучшения электрического контакта в настоящее время в устройствах регистрации ЭКС для подавления влияния электромагнитных помех применяется система фильтрации, основанная на формировании точки квазизаземления на теле пациента и применении блока фильтров. При этом применение методов цифровой фильтрации упрощает реализацию фильтров высоких порядков, что позволяет упростить схемотехническую реализацию устройства регистрации ЭКС, избежать недостатков аналоговых систем связанных с допусками элементной базы, а также в ряде случаев обеспечивает линейную фазовую характеристику [7]. Изучению различных аспектов влияния электромагнитных помех и их компенсации посвящены труды Зайченко К.В. [5], Авдеевой Д.К. [8], Bailey J. J. [9] и других российских и зарубежных авторов. .

Перемещения контактных регистрирующих электродов относительно кожных покровов пациента приводят к появлению искаженных участков «артефактов» затрудняющих автоматизированный и визуальный анализ полученного сигнала [7]. Для устранения артефактов в амбулаторных условиях оператором выполняется визуальная оценка качества получаемого сигнала и в случае возникновения искаженных зон производится коррекция положения и крепления регистрирующих электродов на теле пациента, при этом выявленные оператором искаженные участки при анализе ЭКГ не учитываются.

В настоящее время уже продемонстрирована возможность регистрации ЭКС при помощи сенсоров, не требующих обеспечения электрического контакта с телом пациента, среди которых на наш взгляд наиболее подходящими являются сенсоры емкостного типа, исследованию которых посвящены работы С.W. Chang [10], Y.M. Chi [11] и других. Однако, данный тип сенсоров также обладает высокой чувствительностью к действию помех и возмущений [11].

Одним из направлений электрофизической диагностики является непрерывное мониторирование ЭКГ в условиях повседневной активности

пациента (Холтеровское мониторирование). Анализ ЭКС полученного за длительный промежуток времени (24 часа и более) позволяет оценить изменение параметров сердечно-сосудистой системы пациента в зависимости от физической активности и времени суток. При проведении Холтеровского мониторинга сердечной деятельности пациент носит портативный регистратор со встроенным физическим носителем информации, соединенный проводами с электродами, регистрирующими ЭКС в модифицированных грудных отведениях [6]. Принципам длительного мониторинга сердечной деятельности посвящены труды Н. Холтера [12], Л.М. Макарова [6], А. С. Аксельрод [13]. Анализа ЭКС, полученного за длительный промежуток времени позволяет выявить нарушения сердечного ритма, нарушения проводимости, ишемические изменения. Кроме того, длительное мониторирование позволяет оценить суточную (циркадную) биоритмологическую организацию ритма сердца и позволяет косвенно судить о состоянии всего организма в целом [6].

За более чем полувековую историю существования автономных устройств длительного мониторинга сердечной деятельности прошли длинный путь развития – от громоздких устройств весом более килограмма, производящих запись ЭКС на магнитную ленту, до современных носимых устройств, обладающих относительно малым весом и производящих накопление на твердотельном носителе. Однако, существующие системы длительного мониторинга обладают рядом недостатков. В применяемых в настоящее время системах длительного мониторинга, портативный регистратор соединяется проводами с регистрирующими электродами. Такой способ передачи регистрируемого ЭКС сопровождается необходимостью пациенту следить за состоянием и положением соединительных проводов и регистрирующих электродов в процессе мониторирования. Другим недостатком систем длительного мониторинга, применяющихся в настоящее время является, то что данная методика диагностики осуществляется в плановом порядке и в случае фиксации критических нарушений информация становится доступной для анализа и интерпретации только через сутки.

Возможности создания телекоммуникационных медицинских систем, обладающих возможностью передачи данных в специализированные медицинские службы (станция скорой помощи, дежурный врач кардиологического отделения, семейный врач и т.д.), посвящены работы Г.М. Алдолина [14], E. Jovanov [15], R. Fensli [16] и других авторов. В общем случае подобная телекоммуникационная система мониторинга (система телемониторинга) включает датчики ЭКГ, датчик частоты пульса и другие датчики физиологического состояния, устройство сбора данных и приемопередатчик дальнего радиуса действия, обеспечивающего оперативный обмен данными с медицинской службой. В ряде случаев в качестве устройства объединяющего функции устройства сбора данных и приемопередатчика дальнего радиуса действия может быть применен смартфон. Однако в таком случае требуется непрерывная работа смартфона, что может существенно снизить время его автономной работы за счет необходимости непрерывного приема и обработки получаемых данных. Кроме того, сокращение времени автономной работы смартфона может привести к тому, что система мониторинга потеряет возможность оповещения пациента о возникновении потенциально опасной ситуации.

Таким образом, актуальным является определение и оптимизация структурных и технических решений, позволяющих улучшить надежность, снизить вес, габариты и повысить длительность работы автономных (носимых) элементов таких систем телемониторинга.

Ранее показано, что действие возмущений приводит к искажениям, препятствующим оценке амплитудных и временных параметров кардиокомплексов и может привести к отказу или ложным срабатываниям системы определения опасных для пациента ситуаций [17]. Актуальным является разработка алгоритма управления системой мониторинга (способа телемониторинга), позволяющего обеспечить проведение исследования сердечной деятельности пациента с автономным контролем качества и параметров получаемых физиологических сигналов при выполнении пациентом

повседневных обязанностей с возможностью оповещения пациента о потенциально опасных отклонениях контролируемых параметров физиологических сигналов от заданных уставок или необходимости коррекции положения регистрирующих датчиков– в условиях ухудшения или потери контакта регистрирующих датчиков с телом пациента, отказа мобильного телефона.

В диссертационных исследованиях [18], [19] рассматривается возможность компенсации искажений ЭКС полученном в процессе длительного мониторинга в условиях действия разнотемповых возмущений. Однако, предложенные алгоритмы требуют выполнения большого объема вычислительных операций и рассчитаны на реализацию на таком вычислительном средстве как персональный компьютер. Разработка специализированных алгоритмов, предназначенных для выявления искаженных участков ЭКС в условиях автономной работы системы телемониторинга, позволит снизить требования к робастности алгоритмов оценки контролируемых параметров ЭКС и объем передаваемых данных на медицинский сервер, упростить визуальный анализ сигнала, выполняемый медицинским персоналом.

Проведение мониторинга с непрерывным оперативным обменом данными с медицинским сервером приводит к увеличению нагрузки на канал связи, что снижает время автономной работы системы мониторинга. Для увеличения времени автономной работы системы мониторинга необходимо снизить нагрузку на канал связи с медицинским сервером, что требует выполнения сжатия передаваемых дискретных отсчетов ЭКС. Следует отметить, что в результате дискретизации ЭКС формируются отсчеты, имеющие непосредственное бинарное представление, обладающее меньшей избыточностью по сравнению с ASCII представлением. При этом применение существующих подходов к сжатию бинарного представления ЭКС показало их низкую эффективность.

Обеспечение возможности оценки параметров ЭКС в автономном режиме требует его выполнения при помощи вычислительных средств системы телемониторинга предварительной обработки направленной на компенсацию

действия электромагнитных помех и выявление участков, содержащих искажения, что требует ограничить количество вычислительных операций. Таким образом, актуальным является минимизация вычислительной сложности применяемых алгоритмических решений, повышение достоверности получаемых данных и надежности системы мониторинга, что требует совершенствования существующих и разработку новых подходов к решению задач предварительной обработки и сжатия ЭКС.

Целью диссертационной работы является исследование, разработка и оптимизация специального математического и алгоритмического обеспечения автоматизации процессов сбора, предварительной обработки, передачи ЭКС, анализа и принятия решений, ориентированного на реализацию миниатюрными вычислительными средствами с ограниченным энергопотреблением, быстродействием и производительностью для применения в автономных телекоммуникационных системах непрерывного длительного мониторинга сердечной деятельности человека. Для достижения цели потребовалось решить следующие задачи:

1. Разработать алгоритмические и программные средства, предназначенные для выявления искаженных участков ЭКС и автоматического исключения участков, содержащих искажения из процесса дальнейшего анализа ЭКС, с учетом ограничений на быстродействие и производительность вычислительных средств.

2. Исследовать структурные решения, применяемые в существующих и перспективных телекоммуникационных системах длительного мониторинга, для определения оптимальных решений по критериям автономности и надежности системы мониторинга.

3. Разработать алгоритм управления автономной системой длительного телемониторинга сердечной деятельности позволяющий обеспечить контроль качества получаемых физиологических сигналов, определение отклонений контролируемых параметров от заданных по медицинским показаниям и ориентированный на реализацию вычислительными средствами с ограниченным

быстродействием и производительностью в условиях автономной работы системы телемониторинга.

4. Разработать алгоритмические и программные средства, повышающие эффективность сжатия последовательности отсчетов ЭКС, учитывающие ограничения при реализации вычислительными средствами с ограниченным быстродействием и производительностью.

Научная новизна. Предложена система выявления искажений ЭКС, основанная методе опорных векторов, критериях качества сигнала и методе адаптивного формирования обучающей выборки. Применение системы выявления искажений снижает требования к робастности алгоритмов обработки ЭКС и упрощает визуальный анализ сигнала, выполняемый медицинским персоналом.

Разработан способ телемониторинга сердечной деятельности пациента, основанный на оценке качества сигналов, полученных одновременно от датчика ЭКГ, датчика пульса и сенсора физической активности, за счет определения по оригинальному алгоритму принадлежности уровня искажений ЭКС и частоты пульса пациента к интервалам допустимых значений, определяемых медицинским персоналом с учетом показаний сенсора физической активности. В результате сравнения полученных параметров с заданными заранее уставками, определяется необходимость передачи сигнала оповещения на оперативную станцию наблюдения и пациенту об отклонении контролируемых параметров физиологических сигналов и/или, необходимости коррекции положения регистрирующих датчиков. Применение датчиков различного типа обеспечивает мониторинг состояния пациента в случае отказа одного или нескольких датчиков ЭКГ.

Предложен способ сжатия ЭКС бинарного представления ЭКС, основанный на масштабировании и побитном кодировании позиций ненулевых коэффициентов вейвлет преобразования ЭКС обеспечивающий коэффициент сжатия в пределах 3 – 4. Разработанный алгоритм требует выполнения только тривиальных преобразований, таких как операции умножение и сложение, что

позволяет повысить скорость выполнения сжатия и увеличить время автономной работы системы мониторинга.

При выполнении исследований и решении поставленных задач использовались методы теории цифровой обработки сигналов, методы машинного обучения, аппарат вейвлет-преобразований, некоторые разделы математической статистики и теории помехозащищенного кодирования. При исследовании алгоритмов обработки сигналов применялись стандартные пакеты математических программ. Обоснованность и достоверность научных положений, выводов и представленных результатов подтверждается публикациями результатов в рецензируемых изданиях, апробацией на всероссийских и международных конференциях. Экспериментальное подтверждение предложенных подходов и алгоритмов получено в результате тестирования с применением реальных фрагментов ЭКС от миниатюрных беспроводных емкостных датчиков, разработанных в ИАиЭ СО РАН с участием автора. Кроме того, апробация предложенных подходов производилась с применением фрагментов ЭКС из различных баз данных представленных в банке физиологических сигналов PhysioNet[19]:

- Работоспособность предложенного алгоритма сжатия подтверждена результатами обработки фрагментов ЭКС, предназначенных для оценки работы методов сжатия из базы данных MIT-BIH ECG Compression Test Database.
- Выявление искаженных участков ЭКС и возможность адаптивного формирования обучающей выборки для системы выявления искажений основанной на методе опорных векторов подтверждается практическим экспериментом с применением ЭКС содержащих искусственно введенные искаженные фрагменты из базы данных MIT-BIH Noise Stress Test Database, а также базы данных MIT-BIH Motion Artifact Contaminated ECG Database, содержащей фрагменты ЭКС, записанные в условиях физической активности.

- Подтверждение работоспособности предложенных подходов также производилось с применением фрагментов ЭКС, приведенных в базах данных MIT-BIH Long Term Database, MIT-BIH Normal Sinus Rhythm Database.
- Снижение вычислительной сложности примененных алгоритмов и подходов, по сравнению с известными, подтверждается результатами моделирования и аналитическими выражениями.

Практическая значимость. К числу практически значимых результатов данной работы относится создание комплексов программ «Комета 3.5» и «VVVSensor» (в соавторстве с В.В. Вилейко), предназначенных для управления миниатюрным беспроводным бесконтактным датчиком ЭКГ и выполнении сжатия ЭКС. Результаты работы использованы при выполнении научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ в междисциплинарном интеграционном проекте фундаментальных исследований СО РАН № 142 «Дистанционное мониторингирование сердечно-сосудистой деятельности человека на основе миниатюрных беспроводных датчиков и индивидуальных средств сотовой связи со встроенными вычислительными средствами», что подтверждено актом о внедрении результатов диссертационного исследования (Приложение А). Разработанная в ИАиЭ СО РАН система телемониторинга с участием автора удостоена диплома первой степени (с вручением золотой медали) в конкурсе «Лучший инновационный проект и лучшая научно-техническая разработка года».

Структура и объем диссертации. Диссертационная работа состоит из введения, 3 глав, заключения, списка цитируемой литературы. Работа изложена на 154 страницах машинописного текста, содержит 56 иллюстраций, 12 таблиц, список литературы, содержащий 89 наименований и 1 приложение.

Краткое содержание работы. Первая глава имеет обзорный характер. Рассмотрены существующие на момент исследования и перспективные методы регистрации ЭКС и их особенности. Приведено описание помех и возмущений, сопровождающих процесс регистрации ЭКС. Показано, что перспективным способом регистрации ЭКС при проведении длительного телемониторинга

является применение емкостных бесконтактных сенсоров. Проведен анализ различных подходов к фильтрации ЭКС – методы цифровой фильтрации, применение адаптивных фильтров, пороговая обработка коэффициентов вейвлет преобразования ЭКС. Приведен результат обзора подходов к выявлению искаженных участков ЭКС.

Во второй главе рассматриваются структурные и алгоритмические решения, необходимые для выполнения длительного телемониторинга сердечной деятельности. Проведен анализ и обоснован выбор структурных решений, обеспечивающих автономный сбор и оперативный обмен данными с медицинским сервером при помощи средств сотовой связи. Приведено сравнение различных подходов к фильтрации ЭКС по таким критериям, как достигаемое отношение сигнал-шум и вычислительная сложность. Рассматривается решение задачи выявления искаженных зон ЭКС при помощи критериев качества сигнала и методов машинного обучения. Предложены критерии качества сигнала и подход к автоматизированному формированию обучающей выборки для системы выявления искаженных зон, основанной на методах машинного обучения. Разработан классификатор ЭКС, основанный на совместном применении метода опорных векторов с предложенными критериями качества сигнала, обладающий свойством инвариантности к длительности искаженных зон. Рассмотрено решение задачи сжатия отсчетов ЭКС, представленных в бинарном виде, при помощи метода, основанного на масштабировании и изменении формата коэффициентов вейвлет преобразования ЭКС.

Третья глава посвящена аспектам практической реализации системы длительного мониторинга. Приведено описание примененного в системе мониторинга бесконтактного датчика ЭКГ созданного в ИАиЭ СО РАН с участием автора. Исследованы различные методы передачи данных по каналу BLE. Рассмотрено согласование частоты дискретизации ЭКС и пропускной способности радиоканала, выполняемое путем снижения частоты дискретизации сигнала. Приведено описание особенностей разработанной в ИАиЭ СО РАН

структуры системы сбора и обработки данных. Рассмотрен способ обеспечения синхронизации в каналах связи между блоками системы сбора и обработки данных. Предложен способ мониторинга сердечной деятельности в основе которого лежит совместная обработка данных получаемых от датчика ЭКГ, датчика пульса и сенсора физической активности.

Заключение содержит формулировку результатов данной работы.

По результатам исследований опубликовано 8 печатных работ, в том числе 3 статьи в рецензируемых журналах, входящих в перечень ВАК, получен патент на изобретение, два свидетельства об официальной регистрации программ для ЭВМ. Результаты работы докладывались и обсуждались следующих конференциях: 23–ей международной конференции «Лазеры. Измерения. Информация» (Новороссийск, 2013); «Фундаментальные науки – медицине» (Новосибирск, 2013); «Международная IEEE-Сибирская конференция по управлению и связи (SIBCON-2015)» (Омск, 2015); 3 –ей международной научно-технической конференции «Радиотехника, электроника и связь» (Омск, 2015); VI международном конгрессе «Кардиология на перекрестке наук» совместно с Xмеждународным симпозиумом по эхокардиографии и сосудистому ультразвуку (Тюмень, 2015), XXIX международной конференции «Математические методы в технике и технологиях ММТТ-29» (Санкт-Петербург, 2016); 13–й международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП–2016» (Новосибирск, 2016).

Защищаемые положения:

1. Критерии оценки качества ЭКС в основе которых лежит статистический момент четвертого порядка фрагмента ЭКС и амплитудный размах первой производной ЭКС, требуют существенно меньше (более чем в два раза) вычислительных операций по сравнению с другими известными критериями качества ЭКС.

2. Способ телемониторинга сердечной деятельности пациента, основанный на накоплении и обработке последовательных выборок

физиологических сигналов, получаемых одновременно от датчика пульса, датчика ЭКГ и сенсора физической активности, включающий определение по предложенному алгоритму уровня допустимых искажений ЭКС, принадлежности частоты пульса и уровня физической активности пациента к интервалам допустимых значений, определяемых медицинским персоналом с учетом показаний сенсора физической активности, повышает достоверность получаемых данных и при отклонении контролируемых параметров физиологических сигналов от заданных обеспечивает оперативность оповещения пациента и станции наблюдения.

3. Метод адаптивного формирования обучающей выборки для системы принятия решений о наличии и выявлении искаженных зон ЭКС основанный на корреляционном анализе, обеспечивает адаптацию классификатора ЭКС под индивидуальные особенности пользователя системы мониторинга.

4. Способ сжатия бинарного представления ЭКС, использующий масштабирование и побитное кодирование позиций ненулевых элементов коэффициентов вейвлет преобразования ЭКС, позволяет достичь коэффициента сжатия в пределах 3 – 4. При этом алгоритм имеет сложность меньшую, чем ранее известные (все предлагаемые алгоритмы реализованы в виде программ)

Глава 1 Методы предварительной обработки ЭКС

1.1 Электрокардиосигнал. Методы регистрации и типичные искажения

Регистрация ЭКС производится между двумя точками на поверхности тела пациента, при помощи активного (положительного) и индифферентного (отрицательного) электродов. Такая пара точек называется отведением. Регистрируемый в отведениях контактными электродами ЭКС, подается в специализированное устройство – кардиограф, где производится его усиление, фильтрация, визуализация и обработка. Амплитуда ЭКС находится в диапазоне 0.5 – 5 мВ, а частота в пределах 0.05 – 20 Гц (наиболее информативная часть) [5]. Форма электрокардиосигнала зависит от отведения, в котором регистрируется сигнал, физиологического состояния пациента и его индивидуальных особенностей. При записи ЭКГ используется до 12 отведений: 6 грудных, 3 стандартных и 3 усиленных [3]. На рисунке 1 представлен типичный вид электрокардиосигнала полученного в первом стандартном отведении здорового человека, с нанесенными временной и амплитудной осями.



Рисунок 1 – Общий вид электрокардиосигнала

Электрокардиосигнал имеет квазипериодический характер и состоит из повторяющихся кардиокомплексов, общий вид которых приведен на рисунке 2.

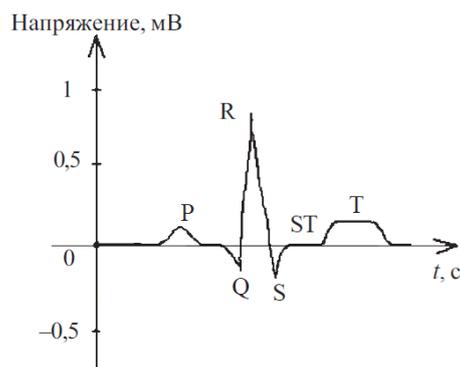


Рисунок 2 – Общий вид кардиокомплекса

Кардиокомплекс, вид которого показан на рисунке 2, принято разделять на 5 зубцов – P, Q, R, S, T, форма которых может значительно варьироваться в зависимости от отведения в котором регистрируется ЭКС и состояния сердечно-сосудистой системы пациента. Зубец P отражает процессы деполяризации предсердий, комплекс зубцов QRS отражает процесс деполяризации желудочков, сегмент ST соответствует периоду полного охвата возбуждением обоих желудочков, а зубец T отражает процесс реполяризации миокарда желудочков – процесс восстановления электрического потенциала клеток миокарда [3].

Для наибольшей диагностической ценности зарегистрированного сигнала необходима дифференциация всех фрагментов кардиокомплекса, показанных на рисунке 2. При определении временных и амплитудных параметров кардиокомплексов могут возникнуть затруднения, вызванные наличием возмущений различной природы – помехи вызванные электрохимическим процессами между регистрирующими электродами и кожными покровами пациента, действием электромагнитных помех, а также возмущениями, связанными с перемещением электродов относительно кожных покровов и дыханием пациента.

Основным источником электромагнитных помех является действие напряжения промышленной частоты 50 Гц, приводящее к появлению синфазной аддитивной помехи во всех отведениях. Амплитуда синфазной составляющей может превышать амплитуду полезного сигнала, что приводит к потере

диагностической ценности получаемого сигнала [20]. Рассмотрим типичную блок-схему измерительного канала кардиографа, приведенную на рисунке 3 [5].

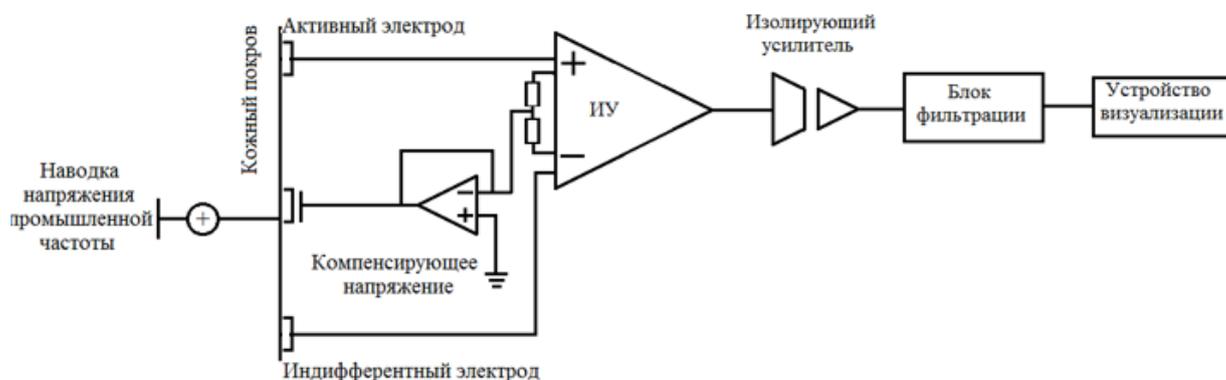


Рисунок 3 – Блок-схема кардиографа. $R_{p.c.k}$ - сопротивление рогового слоя кожного покрова, ИУ – инструментальный усилитель.

Измерительный канал кардиографа состоит из регистрирующих электрические потенциалы контактных электродов (Активного и Индиферентного), соединительных проводов, инструментального (ИУ) и изолирующего усилителей, а также Блока фильтрации и Устройства визуализации сигнала. На выходе инструментального усилителя формируется дифференциальный сигнал, соответствующий разности потенциалов между точками, соответствующими отведению, в котором регистрируется ЭКС. Помимо разницы входных сигналов, инструментальный усилитель формирует синфазный сигнал, что позволяет сформировать точку квазизаземления с инвертированным синфазным компенсирующим напряжением, подаваемый на тело пациента, как правило, через правую ногу (провод заземления). Однако применение компенсирующего синфазного напряжения не позволяет полностью компенсировать действие наводки, в результате чего кардиограф дополнительно содержит блок фильтрации подавляющий частоту промышленной сети и ее гармоники, и также ограничивающий спектр получаемого сигнала в области низких и высоких частот. Ограничение спектра в области низких частот

обусловлено тем, что в сигнале может присутствовать дрейф нуля, вызванный дыхательной активностью пациента, малым движением электродов относительно тела пациента, процессами поляризации электродов. Ограничение в области высоких частот обусловлено наличием электрофизиологических помех, вызванных мышечным напряжением пациента, такие помехи вносят высокочастотные компоненты в регистрируемый сигнал (300 – 10^4 Гц) [5]. Помимо электромагнитных помех, на качество получаемого ЭКС влияют электрохимические процессы возникающие между кожными покровами пациента и регистрирующими электродами, имеющими непосредственный контакт с кожным покровом, верхний слой (роговой) которого обладает высоким значением сопротивления $R_{p.c.k.}$, которое может изменяться в значительных пределах – от 3 до 100 кОм, что с учетом малой амплитуды электрокардиосигнала (в пределах 0.5 – 5 мВ) приводит к необходимости перед проведением исследования обработки кожных покровов пациента специализированным токопроводящими средствами. При проведении длительного мониторинга электроды фиксируются на теле пациента при помощи клея, кроме того, данный тип регистрирующих электродов, требует подготовки кожных покровов пациента и не допускает длительного ношения и многократного использования.

Помимо искажений сигнала вызванных данными помехами, сигнал может быть искажен в результате быстрых смещений регистрирующих электродов относительно кожных покровов пациента, что приводит к появлению в регистрируемом сигнале выбросов («артефактов») случайной амплитуды и длительности.

Кроме применения токопроводящих средств существуют иной способ компенсации высокого сопротивления рогового слоя кожных покровов, основанный на увеличении площади контакта электрода за счет применения матрицы сферических электродов, прижимаемых к телу пациента [21]. Предложенный в [21] электрод состоит из двух матриц сферических электродов, закрепленных на грудной клетке пациента при помощи подвески, выполненной по типу лифа. При этом, в предложенной конструкции положительный

(активный) электрод обладает большими линейными размерами, сопоставимыми с размером грудной клетки пациента, что может привести к получению ЭКС усредненного по нескольким отведениям, пригодного только для оценки грубых нарушений ритма. В [22] рассматриваются электроды, обладающие аналогичным принципом действия, но имеющие иную реализацию и меньшие линейные размеры (20x13 мм.), общий вид которых представлен на рисунке 4

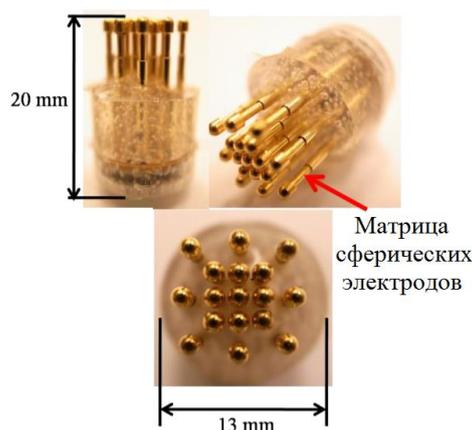


Рисунок 4 – Общий вид "сухого" электрода

Приведенный на рисунке 4 регистрирующий электрод выполнен в виде матрицы позолоченных электродов, имеющих для улучшения электрического контакта подпружиненную основу и соприкасающихся с кожей пациента сферической головкой диаметром 1.3 мм. Такой тип электродов за счет анодирования золотом не будет приводить к аллергическим реакциям, и пригоден для многократного использования, однако на наш взгляд обладает низкой надежностью, за счет применения миниатюрных механических элементов и требует надежной фиксации на теле пациента.

Кроме увеличения площади контакта и увеличения силы прижима электрода существует способ регистрации ЭКС, основанный на применении микроигл, проникающих сквозь роговой слой на глубину порядка 10 – 40 мкм, что позволяет преодолеть сопротивление рогового слоя [10], [23]. Применение данного подхода позволяет получить ЭКС качество, которого, не уступает качеству сигнала, получаемого при помощи мокрых электродов. Однако,

длительное и многоразовое использование такого способа регистрации ЭКС затруднено вследствие необходимости антисептической обработки электродов.

Помимо рассмотренных методов регистрации ЭКС существует подход, не требующий обязательного снижения электрического сопротивления кожных покровов пациента. Такой способ основан на регистрации изменений электрического поля, выполняемой при помощи емкостных сенсоров, представленных в работах [11], [24]. Помимо экспериментальных образцов также существуют серийные сенсоры EPIC такого типа [25], внешний вид такого сенсора и блока усиления и фильтрации представлен на рисунке 5.



Рисунок 5 –А–общий вид устройства регистрации ЭКС, В –внешний вид датчиков PS 25101В фирмы Plessey Semiconductors

Приведенные на рисунке 5 В сенсоры имеют диаметр и высоту порядка 30 мм и 7 мм, соответственно. Однако, опытное использование указанных сенсоров в

реальных условиях показало их высокую чувствительность к наводке напряжения промышленной частоты, амплитуда которой может превысить допустимый динамический диапазон входных цепей датчика, что впоследствии не позволяет применить цифровой узкополосный режекторный фильтр на частоту наводки и её гармоник для восстановления информационного сигнала. По этой причине производитель также рекомендует дифференциальную схему включения датчиков, с формированием компенсирующего напряжения, аналогично рисунку 3. Однако, несмотря на наличие точки квазизаземления и дифференциальной схемы включения датчиков, получаемый сигнала, как у в случае контактных электродов искажен в результате действия электромагнитных помех.

Другим недостатком датчиков данного типа является их высокая чувствительность к малым перемещениям относительно кожных покровов пациента приводящим к формированию искаженных зон или так называемых «артефактов», типичный вид которых представлен на рисунке 6.

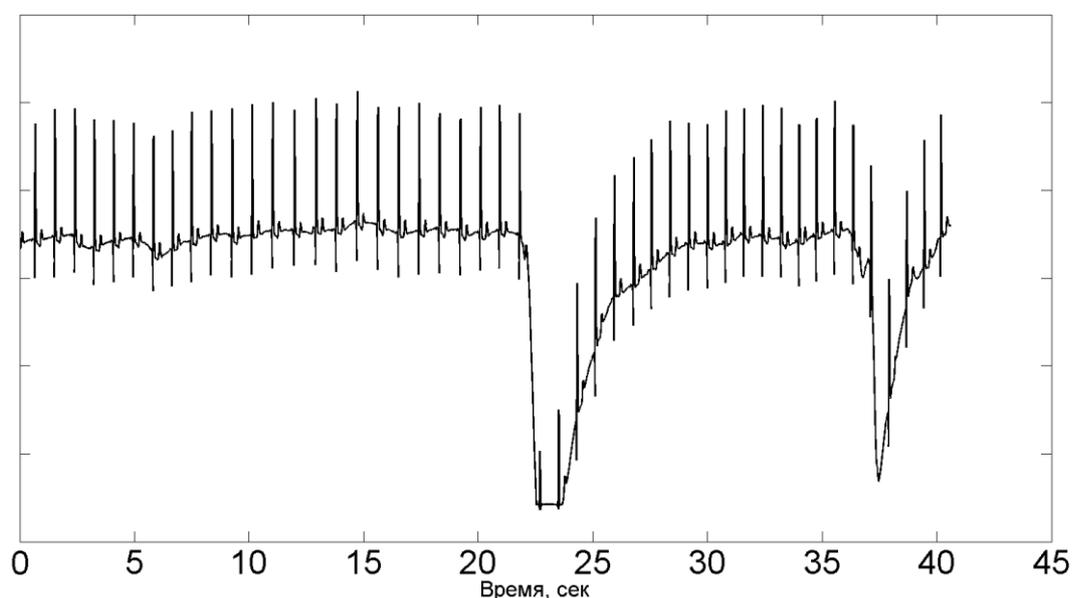


Рисунок 6 – Типичный вид сигнала, искаженного в результате движения регистрирующих датчиков

Наличие аддитивных составляющих в полезном сигнале и зон, содержащих искажения и приводящих к потере его диагностической пригодности, требует

выполнения предварительной обработки ЭКС– коррекции его частотного спектра и выявлении зон, содержащих искажения. Далее будут рассмотрены существующие подходы к предварительной обработке ЭКС.

1.2 Фильтрация электрокардиосигнала

Наличие аддитивных составляющих в полезном сигнале, вызванных действием электромагнитных помех приводит к необходимости ограничения и коррекции частотного спектра сигнала. В работе [26] представлен обзор основных шагов начального этапа обработки ЭКС. Приведены рекомендации по согласованию частотного спектра аналогового сигнала и частоты дискретизации ЭКС, рассмотрено ограничение частотного спектра сигнала в области высоких и низких частот. Рассмотрено применение фильтров с конечной импульсной характеристикой (КИХ), бесконечной импульсной характеристикой (БИХ) и двунаправленной фильтрации БИХ фильтром [27], на примере треугольных импульсов, имитирующих *QRS* комплексы. Помимо этого, рассматривается выбор частоты среза фильтра высоких частот, на основании рекомендаций американской ассоциации кардиологов (АНА) [9]. В соответствии с данными рекомендациями, наибольший *RR* интервал соответствует наименьшему значению частоты, присутствующей в спектре ЭКС. Так, например, при длительности *RR* интервала, соответствующего 40 уд/мин., частота среза фильтра должна иметь значение не более 0.67 Гц. Кроме этого, спектр ЭКС также может содержать высокочастотные компоненты ($f > 100$ Гц.) вызванные действием мышечного напряжения [5], что приводит к необходимости ограничения частотного спектра сигнала в области высоких частот. Анализ существующих на сегодняшний день решений для длительного мониторинга сердечной деятельности показал, что нижняя граница полосы частот ЭКС ограничивается в пределах 0.05 – 0.6 Гц, а верхняя граница в пределах 40 – 100 Гц [9], [28], [29]. Помимо цифровых фильтров, обладающих

фиксированной АЧХ применяются адаптивные фильтры, позволяющие корректировать АЧХ в процессе работы. В работе [30] рассматривается выявление и компенсация наличия в электрокардиосигнале сетевой наводки при помощи адаптивной системы состоящей из устройства выявления наличия сетевой наводки и адаптивного фильтра. Устройство выявления наличия сетевой наводки состоит из двух дискретных полосовых БИХ фильтров, имеющих различную ширину полосы пропускания, с передаточной функцией вида:

$$W(z) = \frac{1}{A} \cdot \frac{1 - z^{-2}}{1 + \rho \cdot \alpha \cdot z^{-1} + \rho \cdot z^{-2}}, \quad (1)$$

где параметр ρ задает ширину полосы пропускания фильтра, а параметр α определяемый определяет центральную частоту полосы пропускания фильтра. На вход каждого фильтра подается выборка исходного оцифрованного ЭКС, а выход каждого фильтра через блоки оценки среднеквадратичного значения, подается на вход классификатора, основанного на линейном дискриминанте Фишера, предназначенного для определения наличия в исходной выборке составляющей, частота которой задается параметром α передаточной функции полосового фильтра (1). Моделирование показало, что параметры ρ, α фильтра указанные в статье не обеспечивают необходимой ширины и центральной частоты полосы пропускания фильтра. Дальнейшее моделирование показало аналогичное несовершенство АЧХ широкополосного фильтра, предложенного в статье – ширина полосы пропускания и центральная частота не соответствует расчетной. Кроме того, предложенный в статье фильтр обладает бесконечной импульсной характеристикой, следовательно, имеет нелинейную фазовую характеристику в области полосы пропускания, что может привести к появлению искажений в сигнале, прошедшем фильтрацию.

Другим способом фильтрации, позволяющим корректировать АЧХ является пороговая обработка коэффициентов вейвлет-преобразования исходного ЭКС. В работе [31] рассматривается применение многоуровневого вейвлет преобразования для решения задачи ограничения и коррекции частотного спектра

ЭКС. Одним из возможных способов представления вейвлета является представление в виде банка фильтров декомпозиции – фильтра нижних Lo_D и Hi_D верхних частот [32], в результате работы которых формируются коэффициенты аппроксимации A_M и коэффициенты детализации $D_m, m = \overline{1, L}$, где $L \leq \log_2(M)$ и равно количеству уровней разложения [32] – [33]. Вейвлет-фильтрация сигнала заключается в пороговом преобразовании коэффициентов вейвлет разложения при помощи «жесткой» (2) или «мягкой» (3) пороговой функций:

$$\hat{d} = \begin{cases} d, \text{если } |d| \geq \Theta \\ 0, \text{если } |d| < \Theta \end{cases} \quad (2)$$

$$\hat{d} = \begin{cases} \text{sign}(d) \cdot (|d| - \Theta), \text{если } |d| \geq \Theta \\ 0, \text{если } |d| < \Theta \end{cases}, \quad (3)$$

где d – значение коэффициента детализации до порогового преобразования, \hat{d} – значение коэффициента детализации после порогового преобразования, Θ – пороговое значение. Влияние вида пороговых преобразований на качество сигналов рассмотрено в [34], [35]. Показано, что неверный выбор пороговых значений может привести к уменьшению амплитуды зубцов Q и R и другим искажениям.

Восстановление сигнала после выполнения преобразований выполняется аналогично процедуре декомпозиции, только с применением фильтров реконструкции и поэлементным суммированием полученных последовательностей. В работе [36] показано, что помимо возможности динамической коррекции АЧХ такой способ фильтрации в ряде случаев позволяет получить отношение сигнал-шум выше, чем при применении БИХ – фильтрации. Однако, несмотря на возможные преимущества и возможность динамической коррекции параметров, такой способ фильтрации по сравнению с применением фильтров с фиксированной АЧХ требует выполнения дополнительного количества вычислительных операций за счет необходимости выполнения

прямого и обратного преобразований, а также пороговой обработки. Таким образом, требуется оценка качества фильтрации и количества вычислительных операций при применении различных методов фильтрации.

1.3 Выявление искаженных зон

В результате действия возмущений формируются участки сигнала, содержащие искажений, наличие которых приводит к затруднениям при анализе параметров ЭКС. В настоящем разделе рассматриваются существующие подходы к оценке качества ЭКС. Подходы к оценке качества ЭКС, на наш взгляд, можно разделить на три основные группы:

1. Пороговые методы. В основе данной группы методов лежит получение некоторых характеристик сигнала с последующим их сравнением с заранее определенных пороговым значением.
2. Методы, основанные на алгоритмах машинного обучения.
3. Подходы, основанные на анализе независимых компонент.

Рассмотрим подробнее данные методы. В работах [37], [38], [39], алгоритмы оценки качества, ЭКС основанные на применении пороговых преобразований к амплитудным и статистическим характеристикам, как исходного сигнала, так и сигнала полученного в результате обработки фильтрами с различными АЧХ. В результате применения пороговых преобразований выполняется выявление: низкочастотного дрейфа и высокочастотных компонент, наводки напряжения промышленной частоты, изменений амплитуды сигнала в пределах динамического диапазона измерительного канала, квазипостоянного значения амплитуды ЭКС.

В [40] обсуждается вопрос оценки частоты сердечных сокращений по исходным данным, полученным в условиях действия возмущений, при этом оценка качества сигнала производится путем пороговых преобразований

критериев качества сигнала. В данной работе рассмотрены несколько групп критериев качества:

1. Критерии, основанные на выявлении QRS комплексов. Данный подход включает сравнение результатов работы двух различных детекторов QRS комплексов примененных к одному фрагменту ЭКС. Применение такого подхода обусловлено различной чувствительностью примененных алгоритмов к действию помех и возмущений [41], следовательно, сравнение результата их работы позволяет судить о качестве исследуемого сигнала. Помимо этого, производится сравнение результата работы детектора для сигналов от двух отведений.
2. Критерии, основанные на статистических моментах исходного сигнала – статистическом моменте третьего порядка и коэффициенте эксцесса.
3. Критерии основанные на оценке мощности ЭКС. Известно, что частотный диапазон полезных составляющих ЭКС находится в пределах от 2 до 20 Гц [5], [42]. Это позволяет использовать энергетические параметры сигнала в различных диапазонах его частотного спектра.

Достоинствами пороговых методов оценки качества ЭКС является относительная простота их реализации. Однако, такая группа методов требует определения пороговых значений, зависящих не только от параметров измерительного канала, при помощи которого был получен сигнал, но и от индивидуальных особенностей рассматриваемого ЭКС, что требует определения пороговых значений перед проведением исследования. Кроме того, ряд рассмотренных подходов требует автоматизированного выявления QRS комплексов, что может привести к ухудшению параметров энергосбережения комплекса за счет увеличения количества необходимых вычислительных операций.

Применение методов машинного обучения позволяет автоматизировать определение пороговых значений. В [43], [44], [45] обсуждается данная группа методов для анализа и обработки электрофизиологических сигналов, в том числе

для решения задачи автоматизированной оценки качества и выявления искаженных участков.

В работе [46] обсуждается автоматизированное выявление участков, ЭКС содержащих искажения, на основе совместного применения критериев качества сигнала с классификаторами, основанными на методе опорных векторов (*SVM*) и аппарате искусственных многослойных нейронных сетей (*MLP*).

При помощи рассмотренных методов возможно определить местоположение искаженных участков, однако, данная группа методов не позволяет произвести компенсацию существующих в сигнале искажений. Выявить наличие искажений и произвести их частичную компенсацию позволяет применение метода анализа независимых компонент (*ICA*) [47]. Исходные данные можно представить в векторно-матричном виде:

$$X = AS, \quad (4)$$

где X – m мерный вектор исходных данных, S – n мерный вектор независимых компонент вектора X , не сингулярная матрица A задает отображение вида $R^n \rightarrow R^m, m \geq n$, иначе говоря исходные данные представляют собой смешение нескольких статистически независимых компонент. Метод *ICA* заключается в нахождении матрицы разделения $U = A^{-1}$, такой что выполняется:

$$V = UX, \quad (5)$$

где V – матрица, строки которой являются независимыми компонентами, X – вектор исходных данных, U – матрица разделения. Задача нахождения такой матрицы является оптимизационной задачей [48].

В рассматриваемой работе для определения независимых компонент вектора X применен алгоритм *JADE* рассмотренный в работе [49]. Авторы рассматриваемой работы представляют исходный сигнал в виде следующих трех независимых компонент, изображенных на рисунке 7.

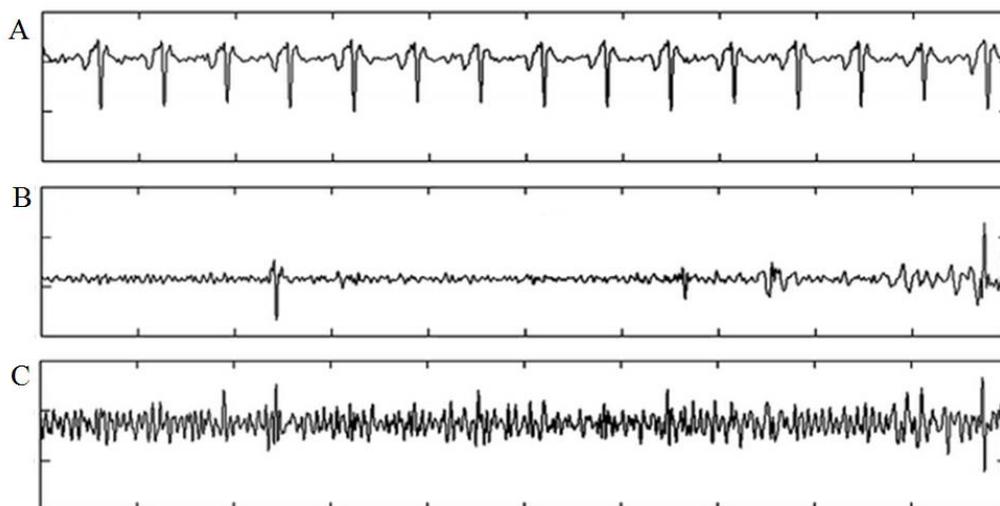


Рисунок 7 – Независимые компоненты ЭКС: А – ЭКС без искажений, В – результат действия случайных возмущений (наличие артефактов), С – постоянно действующие помеха

Выявление искаженных участков ЭКС предложенная в данной работе заключается в определении принадлежности каждой независимой компоненты к одному из трех типов. Определение принадлежности независимой компоненты к постоянно действующему шуму производится путем расчета статистического момента четвертого порядка и его сравнения с заранее определенным пороговым значением. Применение статического момента четвертого порядка объясняется тем, что его значение для постоянно действующего шума, представленного на рисунке 7(С) существенно меньше значения для исходного ЭКС, представленного на рисунке 7(А). Определение локальных искажений сигнала, представленных на рисунке 7(В) производится при помощи разделения независимой компоненты, представленной на рисунке 7(В) на неперекрывающиеся области и расчета значения дисперсии для каждой такой области, с последующим ее сравнением с заранее установленным порогом.

Главным преимуществом данного подхода является возможность не только выявления и удаления искаженных участков сигнала, но и возможность компенсации действия возмущений, обнулением необходимой строки матрицы V и получением реконструированного сигнала X' согласно выражению:

$$X' = UV', \quad (6)$$

где V' – матрица V после обнуления необходимых строк (обнуления независимой компоненты). К недостаткам данного подхода можно отнести необходимость решения задачи определения типа полученных компонент, а также вычислительную сложность получения разделяющей матрицы U .

Применение пороговых классификаторов затруднено за счет неочевидной процедуры определения пороговых значений, а применение методов анализа независимых компонент обладает повышенной вычислительной сложностью, что является критическим при реализации маломощными вычислительными средствами системы мониторинга. Таким образом, предпочтительным является применение методов машинного обучения за счет возможности автоматизации процедуры определения пороговых значений, и адаптации под исходные данные. Однако, применение данной группы методов требует определения используемых критериев качества и способа классификации (метод опорных векторов или искусственные нейронные сети). При этом, критическим является вычислительная сложность применяемых алгоритмов, следовательно, выбор критериев качества и способа классификации необходимо производить, основываясь не только на эффективности, но и на их вычислительной сложности.

Выводы

В настоящее время, регистрация ЭКС производится при помощи контактных электродов, как носимыми суточными мониторами, так и стационарными электрокардиографами. Такая методика регистрации распространена и доступна, но приводит к неудобствам при применении в устройствах длительного мониторинга (более суток) в силу необходимости подготовки кожных покровов и применения средств улучшения электрического контакта. В результате анализа перспективных подходов к регистрации ЭКС установлено, что наиболее перспективным методом, лишенным указанных недостатков на наш взгляд, является применение сенсоров, основанных на емкостной связи между поверхностью кожи человека и чувствительной площадкой сенсора. Однако, сенсоры всех типов, а в особенности емкостные сенсоры, обладают высокой чувствительностью к действию разнотемповых возмущений, вызванных электромагнитными помехами и перемещениями сенсоров относительно кожных покровов пациента. Действие возмущений приводит к искажениям, препятствующим оценке амплитудных и временных параметров кардиокомплексов. Проведенное исследование в области предварительной обработки ЭКС показало, что на сегодняшний день существует два основных подхода цифровой фильтрации ЭКС: применение блока цифровых фильтров с фиксированной АЧХ и метод основанный на пороговой обработке коэффициентов вейвлет-разложения ЭКС, позволяющий корректировать АЧХ системы фильтрации в реальном времени в зависимости от качества получаемого сигнала. При этом действие возмущений приводит к искажениям, препятствующим оценке амплитудных и временных параметров кардиокомплексов, что может привести к отказу или ложным срабатываниям системы определения опасных для пациента ситуаций.

Рассмотренные в данной главе подходы к оценке качества ЭКС и выявлению зон, содержащих искажения можно разделить на следующие группы:

пороговые классификаторы, методы в основе которых лежит анализ независимых компонент и методы, основанные на критериях качества сигнала и алгоритмах машинного обучения, среди которых наибольшее распространение получил метод опорных векторов и аппарат искусственных нейронных сетей.

Показано, что в настоящее время недостаточно подробно рассмотрена задача фильтрации и оценки качества ЭКС в условиях ограничений на вычислительную сложность применяемых алгоритмов предварительной обработки, вызванной необходимостью их реализации маломощными вычислительными средствами автономной мобильной системы мониторинга. Таким образом, требуется минимизация вычислительной сложности применяемых алгоритмических решений, что требует совершенствования существующих и разработку новых подходов к решению задач предварительной обработки ЭКС.

Глава 2 Исследование структурных и алгоритмических решений для обеспечения возможности проведения телемониторинга сердечной деятельности человека

2.1 Исследование структурных решений для дистанционного мониторинга сердечной деятельности

Тип структуры системы телемониторинга влияет на длительность непрерывного мониторинга и на надежность всей системы в целом. Рассмотрим решение задачи определения типа структуры системы телемониторинга и способа взаимосвязи между ее элементами.

Для проведения длительного мониторинга сердечной деятельности применяются носимые пациентом суточные мониторы, структура которых показана на рисунке 8 [6], [13].

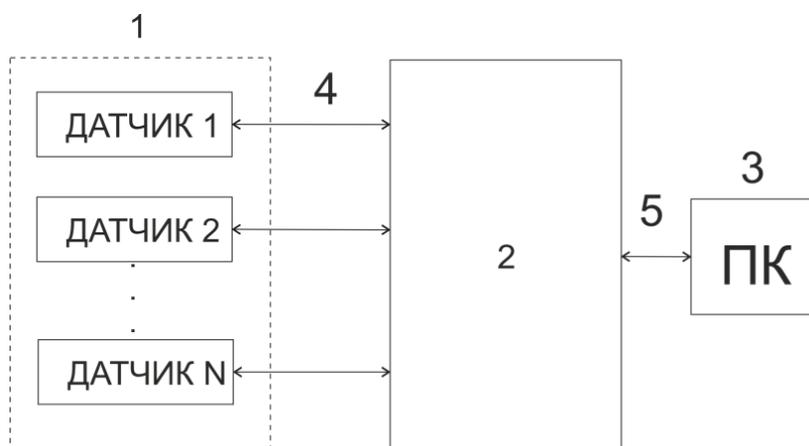


Рисунок 8 – Структура системы мониторинга сердечной деятельности. 1 – блок регистрирующих датчиков, 2 – портативный регистратор, 3 – персональный компьютер, 4,5 – проводные соединения

Такая система состоит из блока 1 содержащего датчики, предназначенные для снятия ЭКС с кожных покровов пациента, имеющие проводное соединение 4 с портативным регистратором 2, который производит непрерывное усиление, фильтрацию и сохранение на встроенном носителе получаемого ЭКС [6]. После

завершения процесса мониторинга (24 часа), накопленные данные по проводному соединению 5 передаются в ПК 3, где производится его интерпретация при помощи специализированного программного обеспечения и визуальной оценки, выполняемой врачом функциональной диагностики. Анализ существующих на сегодняшний день решений для длительного мониторинга сердечной деятельности показал, что нижняя граница полосы частот ЭКС ограничивается в пределах 0.05 – 0.6 Гц, а верхняя граница в пределах 40 – 100 Гц, а его амплитуда находится в пределах 10 мкВ – 5 мВ. Однако, в ГОСТ Р 30324.2.47-2012 регулирующем параметры суточных мониторов, указано, что для сохранения диагностической пригодности получаемого ЭКС полоса частот сигнала может быть ограничена в пределах 0.67 – 40 Гц. Значение нижней границы полосы частот обусловлено исследованиями, результат которых приведен в [50], по результатам которых установлено, что минимальная частота сердечных сокращений равная 44 удара/мин встречается у 99 % процентов взрослого населения, что соответствует 0.67 Гц.

Большинство существующих на сегодняшний день решений для длительного мониторинга производят накопление ЭКС в виде дискретных отсчетов, однако в рассмотренных стандартах, регулирующих параметры суточных мониторов нет прямых указаний на частоту дискретизации сигнала и амплитудное разрешение АЦП. При этом анализ существующих решений показал, что аналоговый ЭКС преобразуется в последовательность дискретных отсчетов с частотой 0,1 – 0,5 кГц, с амплитудным разрешением в пределах 10 - 12 бит, что с учетом амплитуды сигнала в пределах 10 мкВ – 5 мВ позволяет достигнуть требуемого амплитудного разрешения в пределах 5 мкВ / младший значащий бит. При указанной частоте дискретизации в результате 24 часовой записи сигнала, получаемого от одного датчика, формируется $10 - 50 \cdot 10^6$ дискретных отсчетов, что при амплитудном разрешении в 12 бит, соответствует объему данных 14 – 70 МБ.

После получения данных за промежуток длительностью 24 часа [6] – [13], накопленные портативным регистратором данные по проводному интерфейсу

передаются на персональный компьютер для анализа и интерпретации. Основными недостатками такой структуры являются: отсутствие возможности оперативного обмена данными с медицинским персоналом, проводное соединение регистрирующих датчиков с портативным регистратором.

На рисунке 9 представлена структура системы телемониторинга, позволяющая обеспечить оперативный обмен данными с медицинским персоналом – передача данных может быть инициирована как со стороны системы телемониторинга, так и со стороны медицинского персонала.

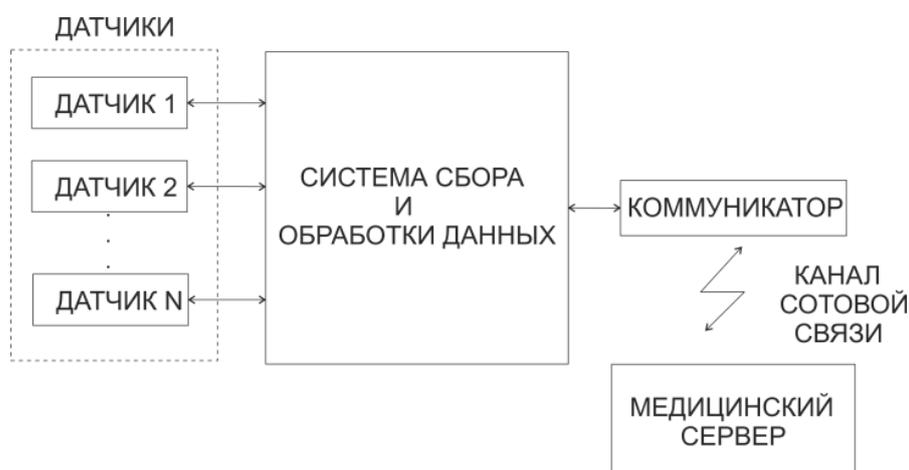


Рисунок 9 – Функциональная схема системы с использованием сотовой связи

В системе телемониторинга обладающей структурой, представленной на рисунке 9, датчики регистрирующие физиологические сигналы соединены по проводному интерфейсу с системой сбора и обработки данных, соединенным также при помощи проводного интерфейса с коммуникатором. Система телемониторинга, в состав которой входит коммуникатор, может выполнять передачу регистрируемых физиологических сигналов на медицинский сервер или выполнять автономную оценку физиологического состояния пациента. При этом нагрузка на канал связи между системой телемониторинга и медицинским сервером может быть различной и зависит от количества регистрирующих ЭКГ датчиков и режима передачи данных на медицинский сервер – непрерывная передача получаемых сигналов, передача фрагментов сигналов за фиксированный

промежуток времени и передача результатов автономного анализа. Непрерывная передача получаемых данных с частотой дискретизации 0,5 кГц от двух датчиков, без учета применения алгоритмов сжатия потребует передачи 140 МБ данных в сутки (6 МБ в час).

Следует отметить, что для оценки состояния пациента система телемониторинга должна иметь возможность подготовки получаемых данных к дальнейшей обработке – выполнять фильтрацию данных, выявление зон непригодных для обработки. Для оценки физиологического состояния и выявления потенциально опасных ситуаций, программное обеспечение системы телемониторинга должно обладать возможностью определения и оценки таких параметров ЭКС как *RR* интервал, для оценки частоты сердечных сокращений, выполнять анализ *ST* сегмента кардиоцикла, для оценки наличия ишемических изменений и других параметров. В случае отклонения контролируемых параметров при помощи коммуникатора выполняется передача сигнала оповещения на медицинский сервер.

Передача данных на медицинский сервер может выполняться различными способами: при помощи SMS, MMS сообщений, мобильного интернета, использование которого на наш взгляд, является предпочтительным. Применение мобильных технологий даже третьего поколения (3G) позволяет передавать данные на высокой скорости – в пределах от 144 до 2048 Кбит/с в зависимости от скорости передвижения объекта [51], при невысокой стоимости передачи единицы данных. Реализация медицинского сервера и способа обмена данными с коммуникатором выходит за рамки настоящей работы, однако, рассмотрим один из возможных способов его реализации. Коммуникатор содержит приложение, совершающее поиск приемной стороны медицинского сервера по ip адресу и последующую авторизацию при помощи ключа или токена. Приемная сторона медицинского сервера может быть выполнена в виде web-сервера, содержащего базу данных, а также интерфейс программирования приложений (API), определяющим функциональность которую предоставляет медицинский сервер. Следует отметить, что обработка получаемых от датчиков сигналов может

осуществляться как средствами коммуникатора, так и средствами системы сбора данных, как показано в [14]. Приведенный в данной работе комплекс, обладает возможностью анализа и интерпретации широкого спектра параметров сердечно-сосудистой системы человека, таких как вариабельность сердечного ритма, формы и времени распространения пульсовой волны и других. Однако следует отметить, что, используя данную структуру системы мониторинга, обеспечение возможности оперативной связи с медицинским сервером или непрерывной передачи регистрируемых данных требует постоянного проводного соединения между коммуникатором и системой сбора данных, что затруднит использование коммуникатора в качестве средства сотовой связи и существенно снизит удобство использования всей системы мониторинга. Кроме того, наличие постоянного проводного соединения затруднит заряд элементов питания коммуникатора. Компенсировать такой недостаток позволяет введение беспроводного канала связи между коммуникатором и устройством сбора данных. Пример реализации системы обладающей такой структурой, рассмотрен в работах [52], [53]. Однако такая структура подразумевает использование традиционных проводных соединений между датчиками и устройством сбора данных. Отказаться от применения проводного интерфейса для обмена данными с датчиками, а также минимизировать количество носимых пациентом элементов системы телемониторинга позволяет использование беспроводных датчиков совместно с коммуникатором, используемым в качестве устройства сбора и обработки данных. Структура такой системы показана на рисунке 10, а пример реализации показан в работе [16].

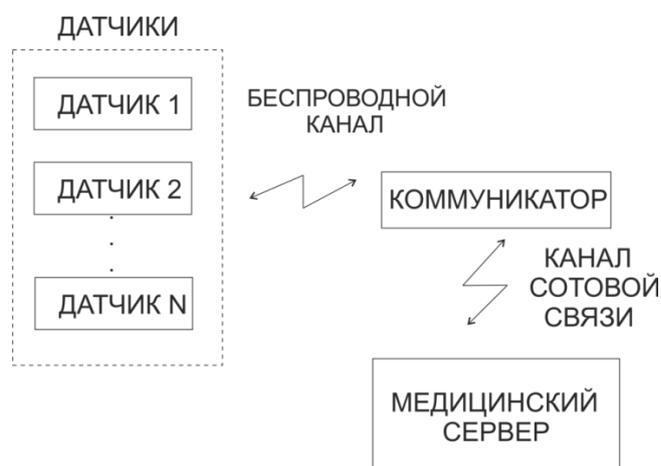


Рисунок 10 – Структура системы телемониторинга с непосредственной передачей данных от датчиков коммуникатору

Система телемониторинга состоит только из датчиков, регистрирующих физиологические сигналы и коммуникатора. В датчики, установленные на теле человека, интегрирован модуль беспроводной связи, передающий информацию на коммуникатор, далее информация передается по каналам сотовой связи на медицинский сервер. Однако, использование коммуникатора в качестве устройства сбора данных может существенно снизить время его автономной работы за счет необходимости непрерывного приема и обработки получаемых данных. Определение энергопотребления коммуникатора HTC Desire C показало следующие результаты. При включенном экране без дополнительных процессов коммуникатор имеет потребление в районе 50 – 70 мА, в режиме передачи данных по каналу Bluetooth, также без выполнения дополнительных процессов, потребление возрастает до величины 200 – 250 мА. Кроме того, в случае, когда коммуникатор находится вне зоны действия радиоканала или выключен, система мониторинга полностью утрачивает работоспособность. При этом следует отметить, что некоторые кардиологические заболевания, в результате которых могут возникнуть фатальные нарушения ритма могут протекать бессимптомно [2], что требует обеспечения возможности оповещения пациента в случае возникновения потенциально опасной ситуации. Данное требование приводит к необходимости обеспечения возможности автономной обработки получаемых

физиологических сигналов. Помимо этого, автономность системы телемониторинга от средств сотовой связи, требует системы обеспечивающей диалог системы телемониторинга с пользователем. При этом система телемониторинга должна быть пригодной для длительного и ежедневного использования. Данным требованиям удовлетворяет структура, приведенная на рисунке 11.

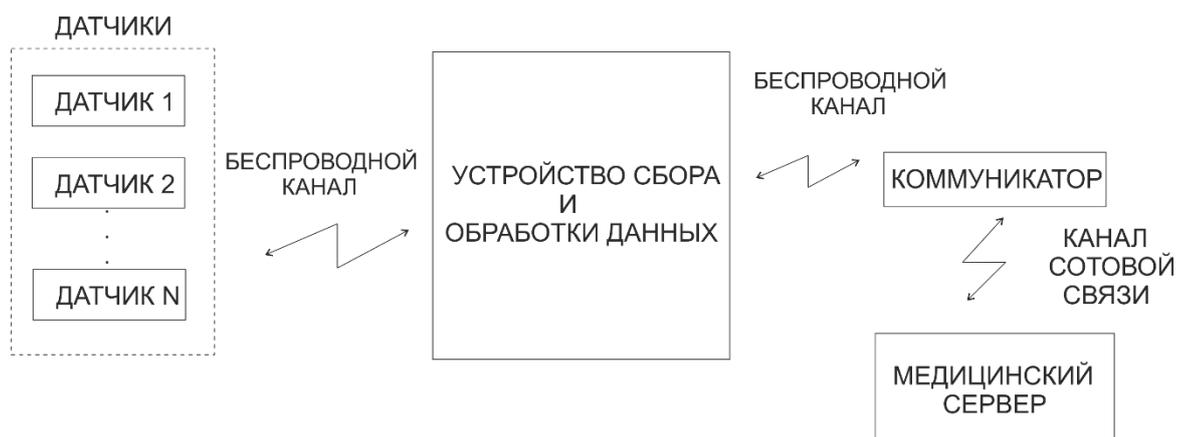


Рисунок 11 – Структура системы телемониторинга с промежуточным звеном и беспроводной связью

Комплекс, имеющий рассматриваемую структуру, состоит из регистрирующих беспроводных датчиков, устройства сбора и обработки данных, а также коммуникатора. Комплекс мониторинга, имеющий рассматриваемую структуру, состоит из регистрирующих физиологические параметры человека датчиков, соединенных с промежуточным звеном – специализированной системой сбора и обработки данных при помощи беспроводного канала [15], [54]. Структура системы телемониторинга, представленная на рисунке 12, на наш взгляд является предпочтительной за счет возможности оповещение пациента о возникновении потенциально опасной ситуации в случае, если коммуникатор недоступен. Также такое решение позволяет минимизировать требования на вычислительные ресурсы коммуникатора. От выбора структурных решений зависит надежность системы телемониторинга и удобство ее использования в течение длительного промежутка времени. В такой структуре датчики ЭКГ являются основным элементом, определяющим длительность и удобство

мониторинга. На основе выбранной структуры комплекса мониторинга сформируем требования к блокам обработки и передачи данных от датчиков ЭКГ.

Для обеспечения возможности передачи данных по беспроводному каналу датчики ЭКГ должны поддерживать одну или несколько беспроводных технологий передачи данных, например 6LoWPAN, ZigBee, Bluetooth и т.д. При этом наибольшее распространение для ближней связи между устройствами, находящимися в радиусе 10 метров друг от друга получила технология Bluetooth на повсеместно доступном и свободными от лицензирования ISM-радиодиапазоне (англ. Industry, Science and Medicine) [55]. Следует отметить, что не все спецификации технологии Bluetooth пригодны к применению в миниатюрных сенсорах, имеющих автономные источники питания по причине значительного энергопотребления, вызванного особенностями работы стека протоколов. Спецификация Bluetooth Low Energy (BLE) [56] изначально ориентирована на применение в системах мониторинга и сбора данных с автономным питанием. В отличие, например, от ZigBee, 6LoWPAN ориентированных на построение беспроводных сетей со сложной топологией и большим числом узлов, технология BLE подразумевает топологию типа «звезда» или «точка-точка». Кроме того, данная технология ориентирована на интеграцию в спортивные и медицинские приборы [56]. В результате моделирования с использованием микроконтроллера CC2540 производства Texas Instruments установлено, что пропускная способность канала связи находится на уровне 4 кБ/сек и является достаточной для передачи ЭКС, частотная полоса которого в соответствии с ГОСТ –30324.2.47-2012, находится в пределах 0 – 40Гц.

Как показано в первой главе, датчик ЭКГ должен иметь возможность регистрации сигнала без применения средств снижения электрического сопротивления и не требовать подготовки кожных покровов пациента. Таким требованиям удовлетворяют бесконтактные емкостные датчики, однако, как перспективные, так и серийные образцы сенсоров такого типа, обладают высокой чувствительностью к действию электромагнитных помех и даже к малым перемещениям относительно кожных покровов пациента.

2.2 Определение способа фильтрации ЭКС

Для снижения влияния электромагнитных помех на качество анализа сигнала необходимо применить систему ограничения и коррекции частотного спектра получаемого сигнала. В ГОСТ Р МЭК 60601-2-51-2011 регулирующем параметры электрокардиографических устройств указано, что для сохранения диагностической значимости получаемого сигнала его полоса должна быть в пределах 0.05 – 150 Гц для сохранения диагностической значимости получаемого ЭКС. При этом в ГОСТ нет определенных требований к уровню затухания на частотах среза, следовательно, измерительный тракт должен обеспечивать подавление -3 dB на частотах 0.05 и 150 Гц. Помимо данных требований, в рассматриваемом ГОСТ приведена методика испытаний электрокардиографических устройств, позволяющую оценить уровень искажений, вносимых в полезный сигнал, а также оценить адекватность воспроизведения различных компонент частотного спектра сигнала.

Учитывая отсутствие прямых требований на параметры сигнала и требование минимизации количества вычислительных операций, способы фильтрации ЭКС рассмотрим по следующим критериям: Достигаемое отношение сигнал-шум; уровень вносимых в сигнал искажений и применимость выбранного способа фильтрации с точки зрения испытаний, предложенных в ГОСТ.

2.2.1 Искажения вносимые в результате фильтрации и определение отношения сигнал-шум

Как было показано выше, для обеспечения диагностической пригодности ЭКС, его частотная полоса должна находиться в пределах 0.05 – 150 Гц. В данную полосу также попадают частоты, наличие которых вызвано наводкой напряжения промышленной частоты. Определение отношения сигнал-шум производилось при

помощи ЭКС, полученного с частотой дискретизации 0,5 кГц, с добавленными аддитивными составляющими частоты 0,01 Гц, 50 Гц, 200 Гц и изменяемой амплитудой в пределах 10 – 90 % от амплитуды исходного сигнала. После чего полученный сигнал подается на вход системы фильтрации и для полученного на выходе сигнала определяется отношение сигнал-шум:

$$SNR = 20 \lg \left(\frac{A_s}{A_n} \right), \quad (7)$$

где A_s – средняя амплитуда сигнала, прошедшего фильтрацию, A_n – средняя амплитуда шума присутствующего в сигнале после фильтрации. Шумовая компонента сигнала, прошедшего фильтрацию, определяется из следующего соотношения:

$$n_i = Sc_i - Sf_i, \quad i = \overline{0, L}, \quad (8)$$

где n_i – отсчет шумовой компоненты, Sc_i – отсчет исходного ЭКС без аддитивной составляющей, Sf_i – отсчет сигнала, прошедшего фильтрацию, L – длина сигнала. При этом уровень остаточного шума зависит не только от амплитудно-частотной характеристики применяемых фильтров, но и от уровня искажений, вносимых в результате фильтрации в полезный сигнал, для оценки которых будет использована оценка PRD (англ. Percent Root Difference) [57]:

$$PRD = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^N (x_i - \bar{x}_i)^2}{\sum_{i=0}^N x_i^2}} \cdot 100, \quad (9)$$

где N – длина сигнала (количество отсчетов дискретной последовательности), x_i – отсчет сигнала до обработки, \bar{x}_i – отсчет сигнала после обработки.

2.2.2 Определение вычислительной сложности алгоритмов фильтрации

Рассмотрим возможные способы реализации фильтров с бесконечной импульсной характеристикой. Одним из способов реализации цифрового БИХ фильтра является его представление в виде разностного уравнения [58], [59] вида:

$$y(n) = -\sum_{k=1}^N a(k)y(n-k) + \sum_{k=0}^M b(k)x(n-k), \quad (10)$$

где $y(n)$ – отсчет сигнала на выходе фильтра, $x(n)$ – исходный сигнал, a , b – коэффициенты фильтра. Вычислительная сложность O_f фильтрации при представлении фильтра в виде разностного уравнения определяется из выражения:

$$O_f = 2((L+l_e) \cdot [2p + 2(p-1) + 1]), \quad (11)$$

где p – порядок фильтра, L – длина обрабатываемого сигнала, l_e – количество отсчетов на которое продлен сигнал для компенсации переходных процессов, обычно равно 2 – 3 порядкам фильтра. Однако фильтры, обладающие бесконечной импульсной характеристикой (БИХ фильтры) высоких порядков могут оказаться неустойчивыми, что требует их реализации в виде каскада секций второго порядка, блок-схема которой представлена на рисунке 12.

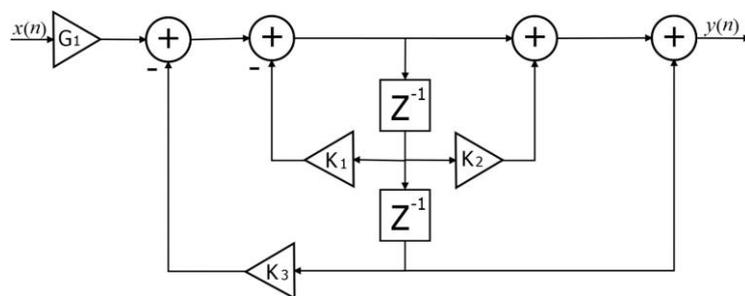


Рисунок 12 – Блок-схема секции второго порядка. G_1 – коэффициент передачи секции, K_1 – K_3 действительные коэффициенты, Z^{-1} – блок задержки на один такт, $x(n)$ – отсчет сигнала на входе секции, $y(n)$ – отсчет сигнала на выходе секции

Произведем оценку вычислительной сложности работы такого фильтра. В качестве меры сложности использовано значение, равное сумме числа операций умножения, сложения и вычитания, необходимых для обработки сигнала фиксированной длины. Каждая секция цифрового фильтра, представленная на рисунке 12, требует выполнения 4 операций умножений и 4 операций сложения на один отсчет исходного сигнала. При этом вычислительная сложность с учетом необходимости двунаправленной фильтрации и периодического продолжения сигнала, необходимых для компенсации фазовых искажений и влияния переходных процессов будет равна:

$$O_{IR} = 2 \cdot (L + l_e) \cdot N_s, \quad (12)$$

где L – длина обрабатываемого сигнала, l_e – количество отсчетов, на которое продлен исходный сигнал для компенсации искажений вызванных переходными процессами, N_s – общее количество секций.

В первой главе показано, что другим способом фильтрации сигнала является способ, основанный на применении многоуровневого дискретного вейвлет преобразования. Многоуровневое дискретное вейвлет преобразование заключается в каскадном соединении полуполосных фильтров декомпозиции, как показано на блок-схеме, представленной на рисунке 13 [32]:

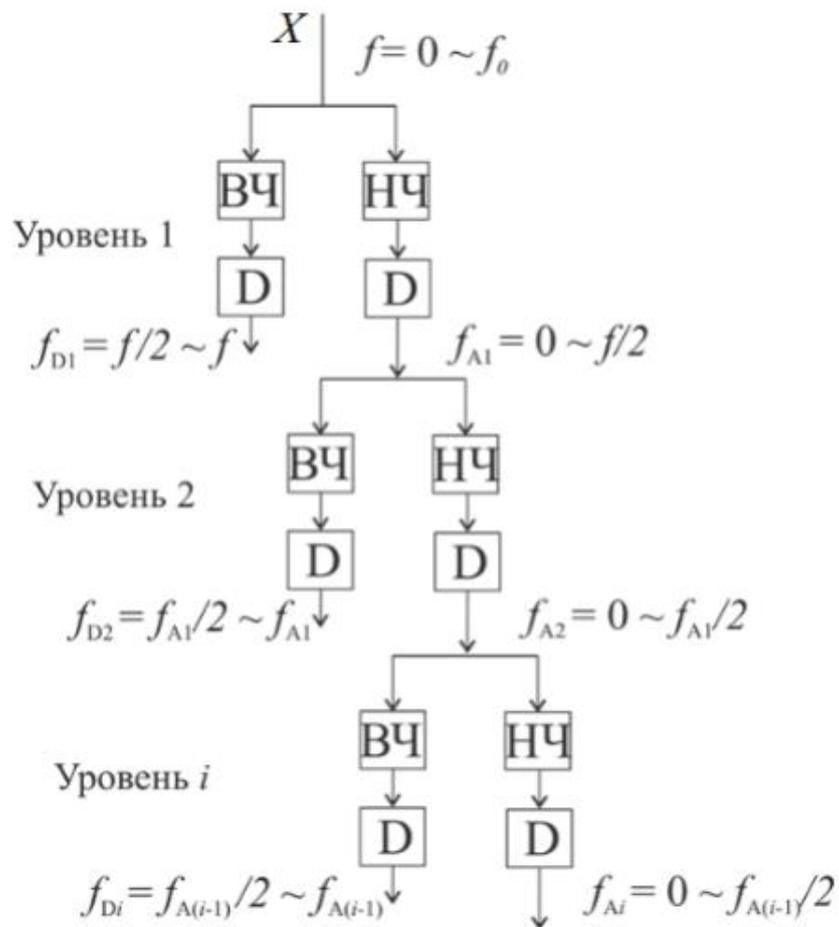


Рисунок 13 – Блок-схема многоуровневого вейвлет преобразования. X – исходный сигнал, НЧ – фильтр низких частот, ВЧ – фильтр высоких частот D – блок понижения частоты дискретизации сигнала в два раза, f – полоса исходного сигнала, f_s – частота дискретизации исходного сигнала f_{Ai} – частотная полоса коэффициентов аппроксимации на i – м уровне разложения, f_{Bi} – частотная полоса коэффициентов Детализации на i – м уровне разложения

Исходный сигнал X_i , подаваемый на вход блока фильтров, обладает частотной полосой $f = 0 \sim f_0$, $f_0 = f_s/2$, где f_s – частота дискретизации сигнала. На каждом уровне разложения формируются коэффициенты аппроксимации (низкочастотная составляющая) и коэффициенты детализации (высокочастотная составляющая), в результате чего на определенном уровне разложения становится возможным локализовать искомые частотные составляющие исходного сигнала.

Полученные вейвлет коэффициенты (дискретные сигналы на выходе фильтров декомпозиции) содержащие искомые частоты обнуляются, при помощи пороговых преобразований. Пороговая обработка данных коэффициентов интересующих уровней теоретически позволяет удалить из спектра ЭКС данные частоты, не внося искажений в участки спектра, содержащие частоты $QRST$ комплекса, как показано в [60].

После выполнения пороговых преобразований производится восстановление сигнала по вейвлет коэффициентам при помощи фильтров реконструкции, аналогично процессу, показанному на рисунке 13.

Существует несколько различных способов реализации дискретного вейвлет преобразования, один из них – выполнение операции свертки ядра фильтра декомпозиции и обрабатываемого сигнала:

$$A_k = \sum_{m=0}^k x_m \cdot h_{k-m}, \quad (13)$$

где $k = \overline{1, N}$, A_k – коэффициенты аппроксимации, D_k – коэффициенты детализации, размерность N которых равна сумме длин исходной последовательности и ядра фильтра минус единица. Количество вычислительных операций необходимых для выполнения свертки, при помощи которого определим вычислительную сложность O_c выполнения прямого вейвлет преобразования по схеме, приведенной на рисунке 13, зависит от N и равно:

$$O_c = \sum_{i=0}^N 2i + 1 \quad (14)$$

Для удобства вычисления оценку (14) можно представить в виде арифметической прогрессии с шагом $d = 2$, сумма первых n членов которой равна:

$$O_c = \frac{a_1 + a_n}{2} N, \quad (15)$$

где $a_1 = 1$, $a_n = 2N + 1$, N – длина результирующей последовательности. При этом опустим дополнительные вычислительные операции, вызванные необходимостью выполнения прореживания и продолжения исходного сигнала, необходимого для его полного восстановления [32]. Выполнение одного уровня

преобразования требует двукратного выполнения операции свертки, и его вычислительная сложность O_n с учетом (15) будет равна:

$$O_n = 2O_c = 2 \frac{a_1 + a_{L_n}}{2} L_n, \quad (16)$$

где O_n – вычислительная сложность выполнения вейвлет преобразования на уровне n , L_n – длина результата свертки на уровне разложения n . Тогда с учетом (16) сложность выполнения прямого многоуровневого вейвлет преобразования будет определяться по выражению:

$$O_{DWT} = \sum_{n=1}^{N_L} O_n, \quad (17)$$

где N_L – количество уровней разложения. При этом следует отметить, что частота дискретизации последовательностей полученных в результате выполнения свертки снижается в два раза. Оценка (17) определяет вычислительную сложность прямого многоуровневого вейвлет преобразования, вычислительная сложность восстановления сигнала определяется аналогично.

Для определения значения вычислительной сложности при помощи (15) – (17) необходимо определить глубину n вейвлет-разложения в соответствии со схемой приведенной на рисунке 13. Кроме оценки вычислительной сложности, как было отмечено ранее необходимо определить достигаемое отношение сигнал-шум при выполнении фильтрации при помощи аппарата вейвлет преобразований. Для этого необходимо определить пороговое значение.

2.2.3 Определение глубины многоуровневого вейвлет преобразования и порогового значения

В ГОСТ регулирующем параметры электрокардиографических устройств помимо требований к частотной полосе ЭКС, в ГОСТ приведены ограничения на минимальную частоту дискретизации ЭКС равную не менее 0,5 кГц, исходя из этого построим дерево многоуровневого вейвлет преобразования (Рисунок 14).

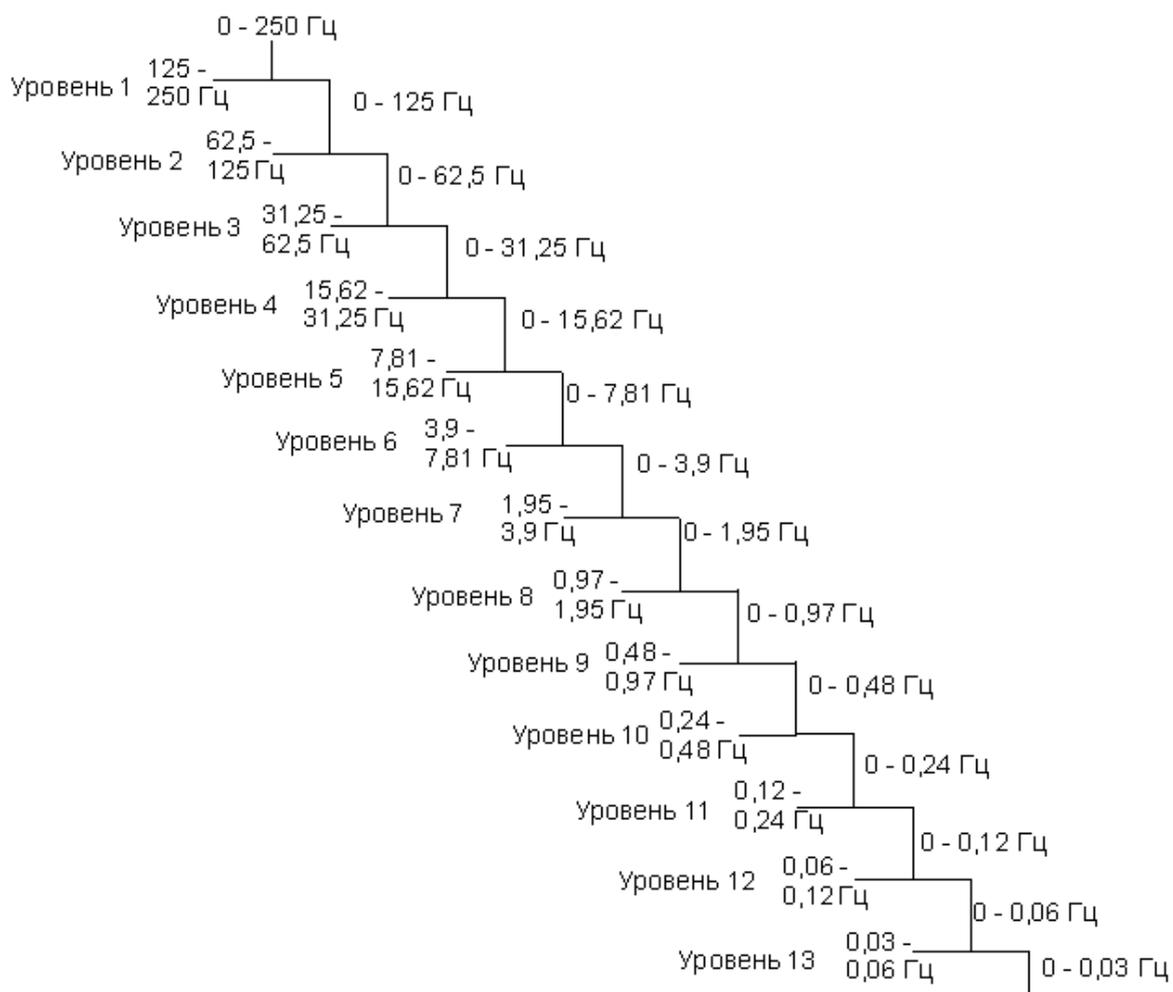


Рисунок 14 – Дерево многоуровневого прямого вейвлет преобразования

Как видно из рисунка 14, с учетом требуемой частоты дискретизации, для получения вейвлет коэффициентов, несущих информацию о высокочастотных и низкочастотных составляющих необходимо выполнения многоуровневого вейвлет преобразования глубины не менее 13. Уровни вейвлет преобразования 1 – 3 и уровень 13 далее будем называть интересующими уровнями. При этом

составляющие сигнала информация о которых содержится в интересующих уровнях разложения характеризуются нестационарной амплитудой, что приводит к необходимости автоматизированной подстройки порогового значения. От выбора порогового значения существенно зависит качество фильтрации (отношение сигнал-шум) и уровень вносимых в сигнал искажений. Существует несколько методик определения порогового значения, среди которых можно выделить подходы, основанные на статистических характеристиках сигнала, возведении коэффициентов вейвлет разложения содержащих искомые компоненты в квадрат [60] и другие. Для обеспечения инвариантности к методике выбора порогового значения принято решение определить значения отношения сигнал-шум для всех возможных пороговых значений, принадлежащих интервалу, перекрывающему область значений, интересующих вейвлет коэффициентов:

$$[w_{\min} - 0.5; w_{\max} + 0.5], \quad (18)$$

где w_{\min} , w_{\max} – минимальное и максимальное значение интересующих вейвлет коэффициентов. При этом пороговые значения из данного интервала были выбраны с шагом равным:

$$|w_{\min}|/2 \quad (19)$$

Вариация порогового значения на интервале (18), при шаге (19) позволяет, как оставить вейвлет коэффициенты без изменений, так и полностью их обнулить.

Для сравнения возможных способов фильтрации ЭКС рассмотрено применение следующих оценок: достигаемого отношения сигнал-шум (7), оценки уровня искажений, вносимых в сигнал (9), а также оценки вычислительной трудоемкости применения блока двунаправленных БИХ фильтров (11) и фильтрации при помощи аппарата вейвлет преобразований (17). Рассмотрим достигаемые значения данных оценок.

2.2.4 Значение ошибки фильтрации и отношение сигнал-шум для различных типов фильтров

Определим достигаемое отношение сигнал-шум и уровень искажений, вносимых в сигнал вносимых в результате вейвлет-фильтрации (ошибку фильтрации). В результате моделирования с применением различных вейвлет функций таких как Добеши, Коифлет, Биортогональные и других, было установлено, что наименьшее значение ошибки PRD достигается при применении вейвлета Добеши 4. Результаты моделирования с применением данного вейвлета приведены в таблице 1, которая содержит достигаемое отношение SNR , ошибку PRD , кроме того в таблице приведено пороговое значение при котором были достигнуты данные параметры.

Таблица 1 – Достигаемое отношение сигнал-шум, значение ошибки PRD , полученные при использовании вейвлета Добеши 4

Перекрытие, %	Низкие частоты			Высокие частоты			50 Гц		
	PRD	SNR	Порог	PRD	SNR	Порог	PRD	SNR	Порог
10	32	29	-0.12	13	14	0.87	16	15	0.25
50	6.13	24	-0.64	15	16.3	0.4	42	7.9	0.89
90	10.3	19	-1.17	16	16	0.15	72	4.5	1.41

Как видно из таблицы 1, фильтрация различных составляющих сигнала требует различного порогового значения, которое также зависит от амплитуды аддитивной составляющей, что при работе такой системы фильтрации в реальных условиях потребует процедуры автоматизированной настройки порогового значения или приведет к существенному снижению качества фильтрации. При этом следует учесть, что в работе [57], показано, что значение данной оценки менее 9% соответствует «высокому» качеству восстановления сигнала.

Аналогичные исследования были проведены для цифровых БИХ, результат которого приведен в таблице 2.

Таблица 2 – Достижимое отношение сигнал-шум, значение ошибки PRD

	Низкочастотные аддитивные составляющие		Высокочастотные аддитивные составляющие		50 Гц	
	PRD	SNR	PRD	SNR	PRD	SNR
Перекрытие, %						
10	1,85	34	0.3	50	0.4	46
50			0.31		0.5	
90			0.32		0.5	
Тип фильтра	БИХ фильтр, -3 дБ на частоте 0,05 Гц.		БИХ фильтр, -3 дБ на частоте 150 Гц.		Узкополосный БИХ фильтр, с полосой 15 Гц.	

В качестве фильтра, предназначенного для ограничения в области низких частот, использован фильтр Баттерворта второго порядка, обеспечивающий подавление – 3 дБ на частоте 0,05 Гц, реализованный в виде разностного уравнения. Фильтр Баттерворта обладает гладкой АЧХ, а также близкой к линейной фазовой характеристикой в области полосы пропускания по сравнению с другими БИХ фильтрами. При этом КИХ фильтры, обладающие близкими параметрами АЧХ будут обладать более высоким порядком, что приведет к необходимости выполнения дополнительных вычислительных операций [61]. Для ограничения высоких частот применен БИХ фильтр восьмого порядка (относительный порядок равен нулю), реализованный в виде разностного уравнения и имеющий гладкую АЧХ. Как видно из сравнения таблиц 1 и 2 системы фильтрации с фиксированной АЧХ в области высоких частот обладают преимуществами перед системами вейвлет фильтрации, имеющими возможность плавного изменения АЧХ в реальном времени. Определим вычислительную

сложность блока цифровых фильтров и системы вейвлет фильтрации для 13 уровней разложения, в соответствии со схемой, показанной на рисунке 15, результат приведен в таблице 3.

Таблица 3 – Значения отношения сигнал-шум, ошибка PRD и вычислительная сложность для различных типов фильтров. ДВП – фильтрация с использованием дискретного вейвлет преобразования, ЦФ – фильтрация блоком цифровых фильтров. O_f - вычислительная сложность.

	PRD	SNR	O_f
ДВП	25	20	$6.75 \cdot 10^7$
ЦФ	3	30	$1.17 \cdot 10^5$

Как видно из таблицы 3 в случае применения блока цифровых фильтров достигаемое отношение сигнал-шум выше и при этом такой подход требует существенно меньше вычислительных операций по сравнению с вейвлет фильтрами. Однако значение ошибки PRD позволяет произвести грубую оценку уровня искажений, вносимых в сигнал и не учитывает изменения таких параметров как форма QRS-комплексов, уровень смещения ST-сегмента, поведение АЧХ в области высоких и низких частот. Для оценки таких параметров существует методика, описание которой приведено в ГОСТ Р МЭК 60601-2-51-2011.

Выполним оценку параметров рассмотренного ранее блока цифровых фильтров при помощи ряда испытаний, приведенных в ГОСТ Р МЭК 60601-2-51-2011. Для этого рассмотрим данную методику. Испытания с помощью синусоидальных сигналов позволяют оценить адекватность воспроизведения в заданной полосе пропускания, высокочастотных составляющих ЭКГ. Для оценки адекватного воспроизведения потенциально низкоамплитудного зубца R и ST сегмента данная методика предусматривает испытания с использованием треугольных и прямоугольных импульсов. Испытание при помощи синусоидальных сигналов состоит из следующих этапов:

1. Оценка при помощи синусоидальных сигналов амплитуды 1 мВ и частотой варьируемой в пределах 0,67 – 40 Гц, позволяет оценить адекватность воспроизведения основных частот QRS комплексов [5]. При этом отклонение амплитуды сигнала на выходе блока фильтров должно находиться в пределах $\pm 10\%$ относительно амплитуды сигнала частоты 10 Гц. На рисунке 15 представлена АЧХ блока фильтров в пределах данной полосы.

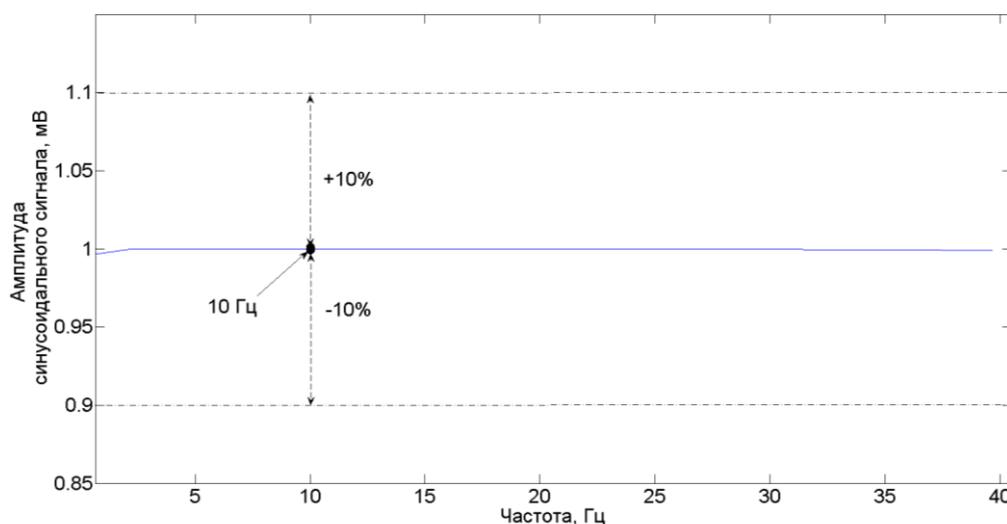


Рисунок 15 – Амплитудно-частотная характеристика блока фильтров в пределах 0,67 – 40 Гц. Пунктирной линией показана область $\pm 10\%$ допустимого отклонения амплитуды сигнала на выходе блока фильтров

Как видно из рисунка 15, амплитудно-частотная характеристика блока фильтров в полосе 0,67 – 40 Гц находится в области $\pm 10\%$ допуска на всем протяжении данной частотной полосы.

2. Оценка при помощи синусоидальных сигналов амплитуды 1 мВ и частотой, варьируемой в пределах 40 – 100 Гц, позволяющая оценить адекватность воспроизведения высокочастотных составляющих сигнала. В данном случае допускается отклонение амплитуды в пределах $+10\%$ / -30% относительно амплитуды сигнала частоты 10 Гц. Результат данной оценки приведен на рисунке 16 в виде АЧХ в заданной полосе частот.

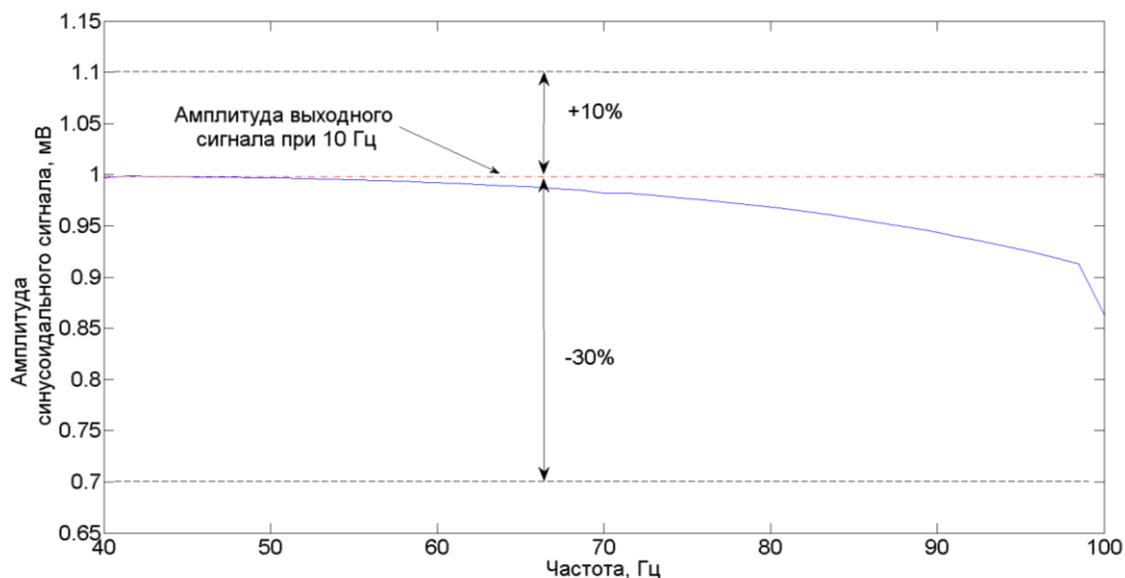


Рисунок 16 – Амплитудно-частотная характеристика блока фильтров в пределах 40 – 100 Гц. Пунктирными линиями показана область допустимого отклонения амплитуды сигнала на выходе блока фильтров

Как видно из рисунка 16, амплитудно-частотная характеристика блока фильтров в полосе частот 40 – 100 Гц находится в пределах допуска, в области высоких частот наблюдается снижение амплитуды выходного сигнала за счет работы фильтра, ограничивающего высокие частоты сигнала.

3. Оценка при помощи синусоидальных сигналов амплитуды 0.25 мВ и частотой, варьируемой в пределах 100 – 150 Гц, позволяет оценить адекватность воспроизведения высокочастотных составляющих сигнала. При этом допускается отклонение амплитуды выходного сигнала в пределах $+10\%/-50\%$ от амплитуды синусоидального сигнала частотой 10 Гц. В результате получена АЧХ приведенная на рисунке 17.

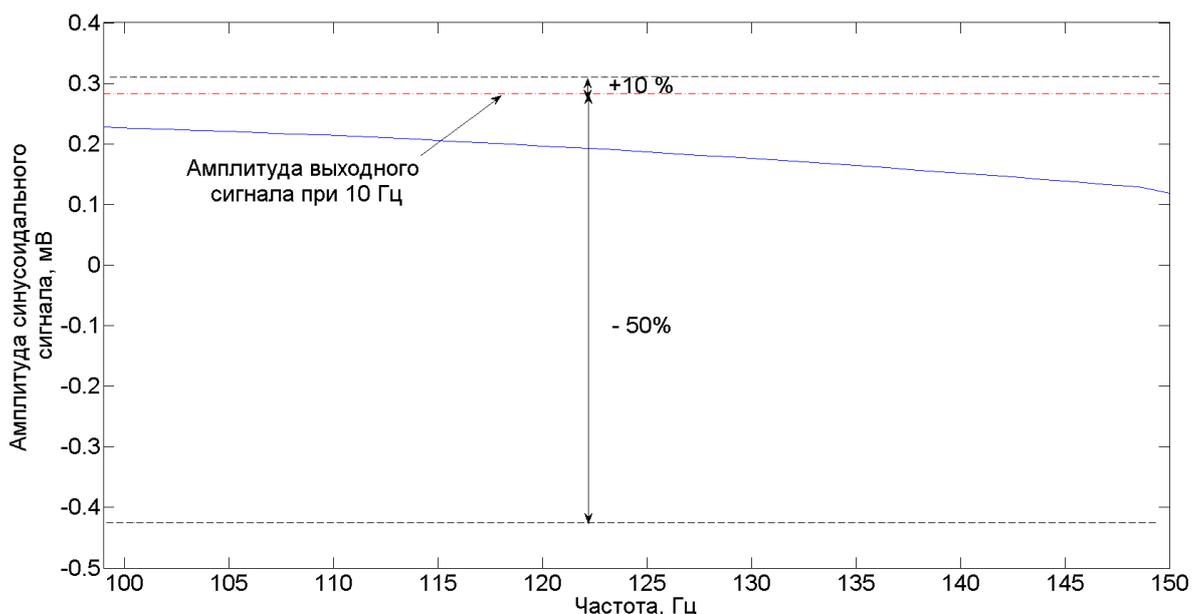


Рисунок 17 – Амплитудно-частотная характеристика блока фильтров в пределах 40 – 100 Гц. Пунктирными линиями показана область допустимого отклонения амплитуды сигнала на выходе блока фильтров

После оценки адекватности воспроизведения низкочастотных и высокочастотных при помощи синусоидальных сигналов различной частоты и амплитуды, произведем оценку адекватности воспроизведения *QRS* комплексов и точность воспроизведения *ST* сегмента. Адекватность воспроизведения *QRS* комплексов производится при помощи двух сигналов треугольной формы – с шириной основания 20 мс и 200 мс, амплитудой 1.5 мВ и частотой менее 1 Гц. При этом допускается 12% снижение максимальной амплитуды выходного сигнала (измеряемого сигнала), полученного при входном сигнале с шириной основания 20 мс, относительно сигнала (опорного сигнала), полученного при выходном треугольном сигнале с шириной основания 200 мс. Вид таких сигналов показан на рисунке 18.

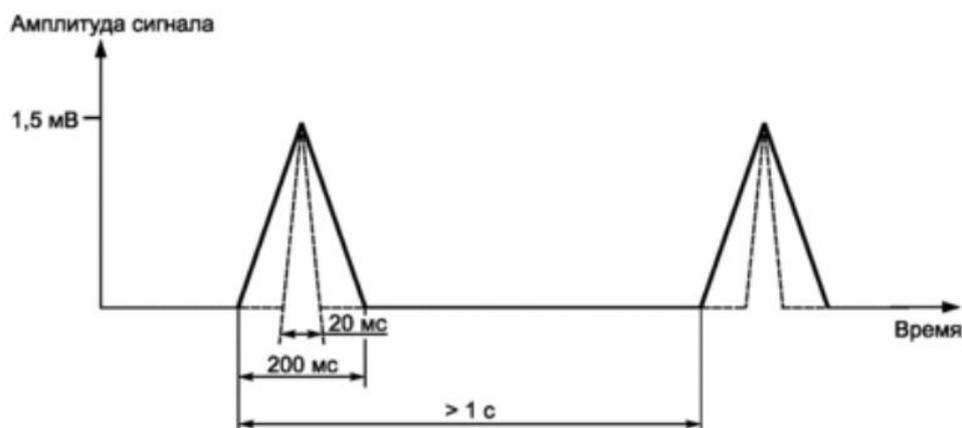


Рисунок18 – Треугольные импульсы для оценки адекватности воспроизведения R зубца

Треугольный сигнал с шириной основания 20 мс моделирует наиболее неблагоприятный зубец R. Результат приведен на рисунке 19.

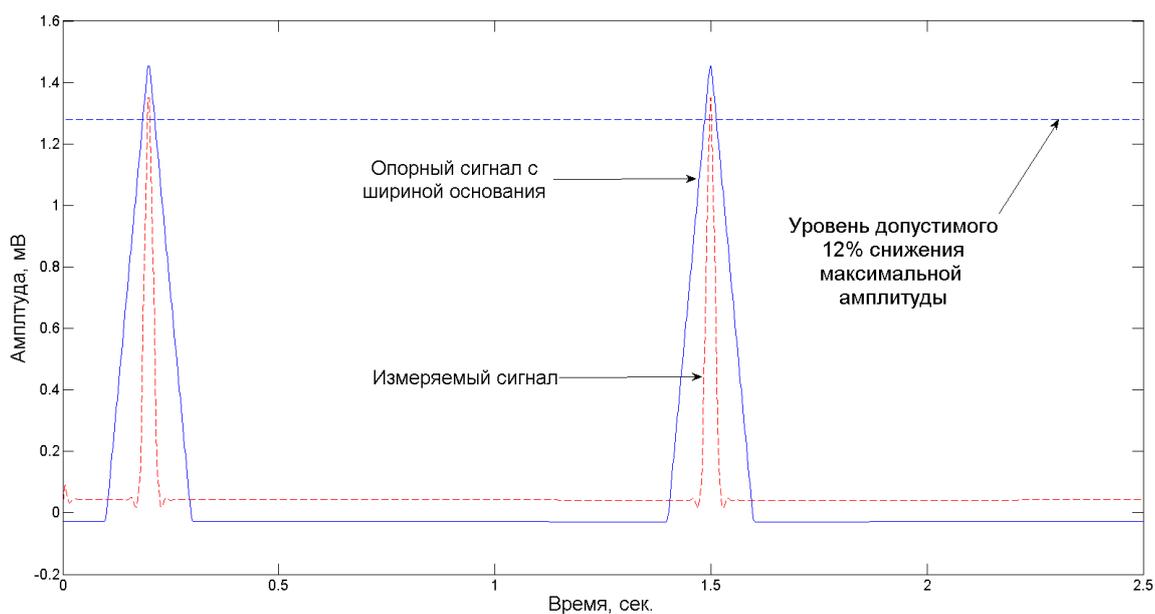


Рисунок 19 – Результат испытания при помощи сигналов треугольной формы. Сплошной линией показан сигнал с основанием 200 мс, пунктирной с основанием 20 мс, а штрихпунктирной линией показан уровень допустимого снижения максимальной амплитуды выходного сигнала

При этом следует отметить, что в соответствии с ГОСТ, испытания при помощи синусоидальных сигналов проводились без использования

узкополосного фильтра сетевой частоты, а испытание, результат которого приведен на рисунке 19 проводилось с использованием такого фильтра с целью оценки вносимых данным фильтром искажений в полезный сигнал. Как видно из рисунка 19, сигнал треугольной формы, полученный на выходе каскада фильтров обладает приемлемой амплитудой с точки зрения испытаний, предложенных в ГОСТ. После оценки адекватности воспроизведения определенных частот и оценки снижения амплитуды треугольного сигнала, произведем оценку искажений, вносимых в *ST* сегмент кардиоцикла. Испытание производится при помощи методики приведенной в ГОСТ, с использованием прямоугольных сигналов. Прямоугольный импульс с амплитудой 3 мВ и длительностью 100 мс, не должен создавать смещение ЭКС от изоэлектрической линии более чем на 100 мкВ и наклон более 250 мкВ/с в области 200 мс после импульса и наклон 100 мкВ/с в остальной области вне импульса. Вид смоделированного испытательного прямоугольного сигнала и вид сигнала на выходе блока фильтров приведен на рисунке 20.

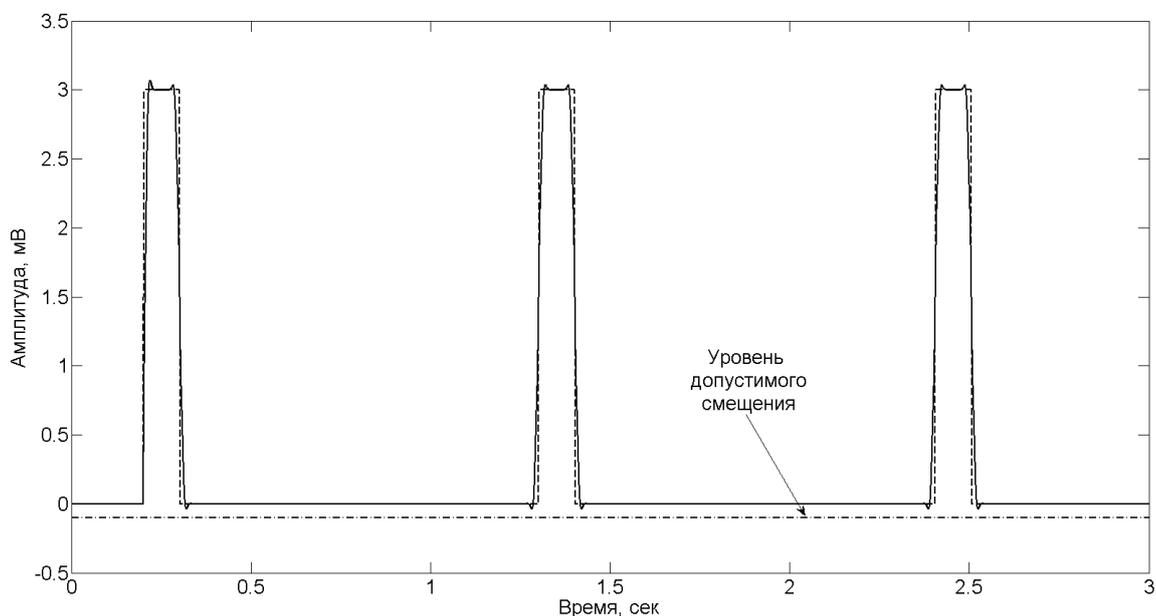


Рисунок 20 – Результат испытания при помощи прямоугольного импульсного сигнала. Пунктирная линия – испытательный сигнал, пунктирная – отклик блока фильтров, штрихпунктирная – уровень допустимого смещения сигнала

Как видно из рисунка 20, использованный блок фильтров вносит допустимое смещение в испытательный сигнал.

В результате применения испытательных сигналов, предложенных в ГОСТ установлено, что использованный блок фильтров обладает подходящими характеристиками, и не будет вносить недопустимых искажений в полезный сигнал. Кроме того, установлено, что блок фильтров с фиксированной АЧХ, обеспечивает более высокое значение отношения сигнал-шум по сравнению с системой фильтрации основанной на вейвлет-преобразовании.

Помимо искажений, вносимых в результате действия электромагнитных помех, ЭКС содержит искажения, вызванные разнотемповыми возмущениями в результате действия которых при визуализации сигнала, наблюдается появление искаженных зон или так называемых «артефактов», затрудняющих автоматизированный и визуальный анализ сигнала.

2.3 Автоматизированное выявление искаженных участков

Как показано в первой главе настоящей работы, предпочтительным методом выявления искажений (классификации) ЭКС является совместное методов машинного обучения и критериев качества сигнала. Требование минимизации количества вычислительных операций требует оценки параметров оценки качества сигнала, например, оценки специфичности и чувствительности, вычислительную сложность применяемых алгоритмов. Для определения применяемых в системе мониторинга критериев качества сигнала рассмотрим вычислительную сложность существующих.

2.3.1 Критерии качества сигнала

Для определения применимых в системе мониторинга критериев качества рассмотрим существующие критерии, которые условно можно разделить на следующие группы:

1. Амплитудные критерии. К таким критериям можно отнести значение отношения пиковых значений сигнала к его среднеквадратичному значению, значение отношения амплитуды зубца R к амплитуде шума, регистрируемого в участках сигнала, соответствующих изолинии, анализ амплитуды низкочастотной и высокочастотных составляющих сигнала.

2. Энергетические критерии. К этой группе относятся такие критерии как значение отношения мощности сигнала в пределах спектра QRS к мощности сигнала вне спектра, значение мощности сигнала, прошедшего фильтрацию, среднеквадратичное значение мощности участков сигнала, соответствующих изолинии.

3. Статистические. К данной группе критериев относятся значения статистических моментов третьего и четвертого порядков оцифрованного ЭКС.

4. Критерии, основанные на выявлении QRS комплексов. Данная группа критериев подразумевает использование двух различных детекторов QRS комплексов, примененных последовательно к одному набору исходных данных.

В работе [46] показано, что наилучший результат был получен при совместном применении методов машинного обучения и следующих критериев качества:

1. $kSQI$ – Коэффициент эксцесса фрагмента ЭКС.
2. $pSQI$ – Мощность сигнала в частотной области частот характерных для QRS комплексов.
3. $basSQI$ – мощность сигнала в области частот характерных для области изолинии.

При этом, в [46] не приведена оценка вычислительной трудоемкости предложенных подходов оценки качества ЭКС и не рассмотрено возможное перекрытие значений критериев качества для искаженных участков сигнала и участков без искажений. В результате чего требуется оценка вычислительной трудоемкости алгоритмов определения качества ЭКС. В работе [46] показана эффективность совместного применения с алгоритмами машинного обучения трех и более критериев качества, основанных на оценке мощности сигнала и статистических моментах. Также, в данной работе отмечена эффективность применения критерия, основанного на сравнении результатов определения местоположений QRS комплексов при помощи двух алгоритмов, имеющих различный принцип работы. В литературе рассмотрено применение двух алгоритмов выявления QRS комплексов – *wqrs* и *ep_limited*. Алгоритм *wqrs* [62] основан на рассмотрении исследуемого ЭКС как плоской кривой, разделенной на участки y_w при помощи оконного преобразования с фиксированным размером окна w . Для каждого участка y_w определяется длина кривой l_w :

$$l_w = \int_{t-w}^t \sqrt{1 + y_w'^2(t)} dt \quad (20)$$

Выполнение такой операции сопряжено с необходимостью вычисления конечных разностей и выполнения численного интегрирования. К полученному в результате преобразования (20) сигналу, применяется пороговая обработка, позволяющая определить местоположения QRS комплексов. В качестве второго алгоритма был применен алгоритм Пан-Томпкинса [63], основанный на усреднении квадрата первой производной исходного сигнала и применении пороговых преобразований к полученному сигналу. Такой метод требует применения дифференцирующего фильтра, выполнения численного интегрирования, операции получения модуля числа. Применение таких алгоритмов требует выполнения большого количества вычислительных операций, что негативно скажется на общем времени работы комплекса мониторинга. Кроме того, в результате обработки ЭКС полученного емкостными сенсорами, с частотой дискретизации 0,5 кГц и разрешением АЦП 10 бит установлено, что

алгоритмы выявления QRS комплексов могут иметь схожие ошибки при наличии артефактов в исследуемом сигнале. Результат применения рассматриваемых алгоритмов выявления QRS комплексов к исходным данным, содержащим искажения, представлен на рисунке 21, где знаком «*» обозначено местоположение QRS комплексов, полученное при помощи алгоритма *ep_limited*; знаком «x» – местоположение, определенное при помощи алгоритма *wqrs*.

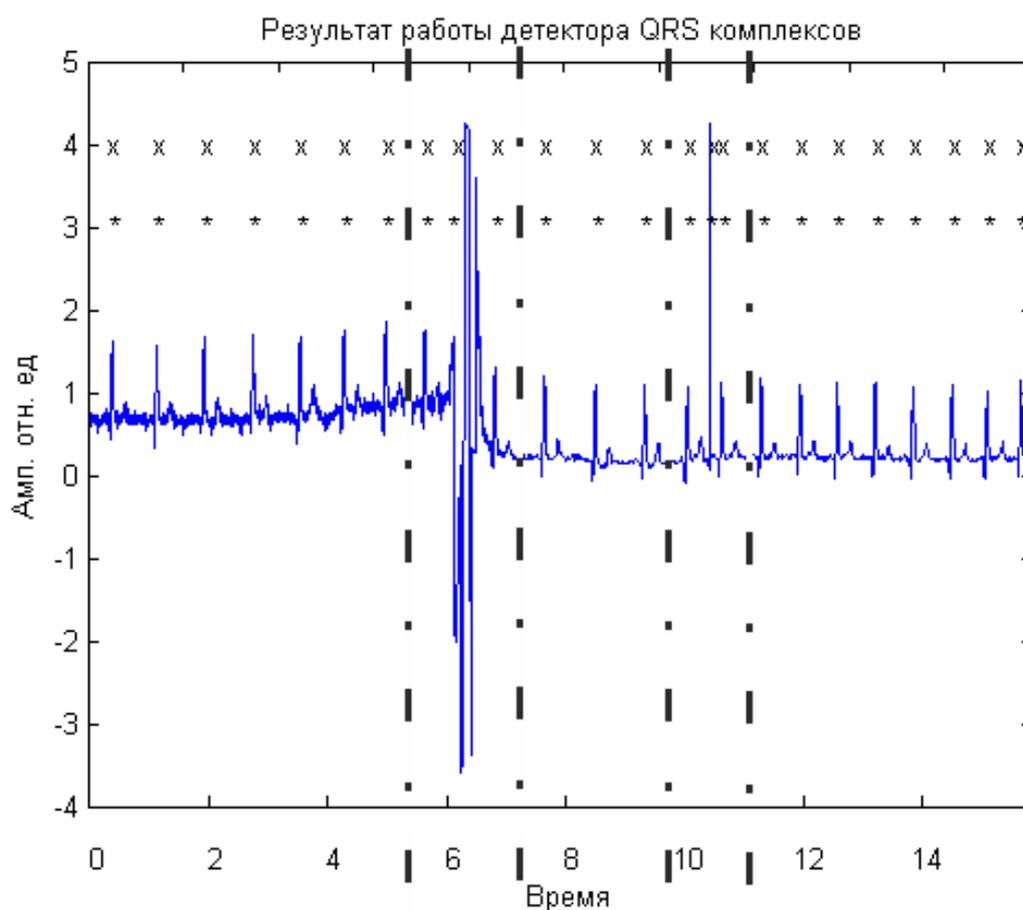


Рисунок 21 – Результат работы применения детекторов QRS комплексов к исходному ЭКГ, содержащему искаженные участки. Знаками «*», «x» обозначены местоположения QRS комплексов определенные алгоритмами *ep_limited*, *wqrs* соответственно

Как видно из рисунка 21, оба алгоритма выявления QRS комплексов могут иметь одинаковую ошибку определения местоположения QRS комплексов (отмечено в виде штрихпунктирных линий на рисунке 21), что негативно скажется

на качестве классификации сигнала, далее данные критерии качества рассмотрены не будут. Как показано в первой главе, подходы к оценке качества сигнала подразумевают одновременное применение нескольких критериев качества сигнала. Рассмотрим возможность применения только одного критерия качества с целью снижения необходимого количества вычислительных операций. В качестве исходных данных использована запись 118e_6 из базы данных MIT-VIN Noise Stress Test Database [64], состоящая из ЭКС полученного в двух отведениях, при частоте дискретизации 360 Гц. Рассматриваемый ЭКС характеризуется отношением сигнал-шум равным -6 дБ и наличием искаженных фрагментов, местоположение которых указано в описании записи. При этом для снижения объема вычислений, частота дискретизации сигнала снижена в 4 раза с применением децимирующего фильтра. Производилось определение значений критериев $kSQI$, $sSQI$, $pSQI$, $basSQI$ для фрагментов сигнала равной 1024 отсчетам. Определение значений критериев $pSQI$ и $basSQI$, основанных на оценке отношения мощности сигнала в различных участках частотного спектра производится при помощи следующих выражений:

$$basSQI = 1 - \frac{\int_{0\Gamma_u}^{1\Gamma_u} P(f)df}{\int_{0\Gamma_u}^{40\Gamma_u} P(f)df} \quad (21)$$

$$pSQI = \frac{\int_{5\Gamma_u}^{15\Gamma_u} P(f)df}{\int_{5\Gamma_u}^{40\Gamma_u} P(f)df} \quad (22)$$

Одним из способов определения значения таких критериев – это выявление мощности составляющих исходного сигнала в областях частотного спектра, задаваемых в пределах интегрирования в выражениях (21) – (22) выявление которых производится при помощи блока цифровых фильтров, состоящего из двух НЧ фильтров F_1 и F_2 обладающих частотами среза 1 и 40 Гц, а также фильтров F_3 и F_4 полосы пропускания которых ограничиваются в пределах 5 – 15 Гц и 5 – 50 Гц, соответственно. Для расчета критериев $pSQI$ и $basSQI$ требующих формирования различных участков частотного спектра сигнала был применен блок цифровых фильтров Чебышева второго рода, параметры которых приведены в таблице 4.

Таблица 4 – Параметры цифровых фильтров. F_1 – АЧХ фильтра с полосой пропускания 0 – 1 Гц, F_2 – АЧХ фильтра с полосой пропускания 0 – 40 Гц, F_3 – АЧХ фильтра с полосой пропускания 5 – 15 Гц, F_4 – АЧХ фильтра с полосой пропускания 5 – 50 Гц.

Критерий	Тип фильтра	Порядок фильтра
<i>basSQI</i>	F_1	8
	F_2	8
<i>pSQI</i>	F_3	10
	F_4	16

Рассмотрим полученные значения критериев для первого канала записи s118e_6, приведенные в виде гистограмм рисунке 22, где точками, обозначенными знаком «x» отмечены значения критериев для неискаженных фрагментов сигнала, а знаком «o» критерии, значения которых соответствуют искаженным участкам сигнала.

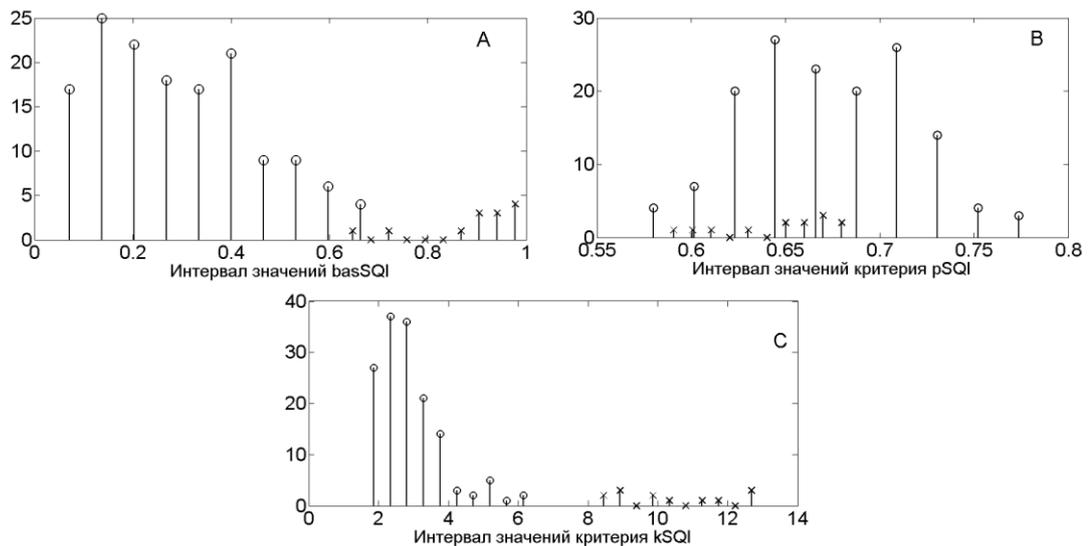


Рисунок 22– гистограммы значений критерия качества для первого канала записи s118e_6. А – гистограмма для критерия *basSQI*, В – гистограмма для критерия *pSQI*, С – гистограмма для критерия *kSQI*, «x» – значения критерия для участка без искажений, «o» – значения критерия для искаженного участка

Как видно из приведенных на рисунке 22 гистограмм А и В, для критериев *basSQI* и *pSQI* возникает перекрытие между значениями для участков сигнала различного качества. При этом для критерия *basSQI* возникает перекрытие в 10 % области диапазона значений критерия, а для критерия *pSQI* значения, соответствующие участкам сигнала без искажений, находится внутри диапазона значений, соответствующих искаженным фрагментам. Аналогичные операции были произведены с использованием ЭКС полученного емкостными сенсорами, а также ЭКС из базы данных MIT-BIH Motion Artifact Contaminated ECG Database, The MIT-BIH Noise Stress Test Database. Произведена оценка значений специфичности (Sp) и чувствительности (Se) [65], достигаемых при использовании каждого из критериев, определенные исходя из наличия перекрытия между значениями критерия качества для искаженного и неискаженного фрагмента ЭКС. Результат, в виде усредненных значений Se_a и Sp_a приведен в таблице 5.

Таблица 5– достигаемые параметры специфичности и чувствительности

	<i>basSQI</i>	<i>pSQI</i>	<i>kSQI</i>
Se_a	0.6	0.1	0.9
Sp_a	0.8	0.6	0.85

В результате установлено наличие перекрытия между диапазонами значений критериев (особенно для критерия *pSQI*), не только для рассмотренного ранее сигнала, что подтверждается результатам усреднения, приведенные таблице 5. Кроме того, низкое значение чувствительности для критерия *pSQI*, при высоком значении специфичности говорит о том, что при использовании такого критерия любые участки сигнала будут признаны искаженными. Низкие показатели качества оценки сигнала при помощи рассмотренных критериев, на наш взгляд, говорят о необходимости оценки параметров сигнала при помощи группы из нескольких критериев. Для этого рассмотрим системы прямоугольных координат,

приведенных рисунке 23 (А – В), где по осям отложены значения критериев качества, для первого канала записи s118e_6.

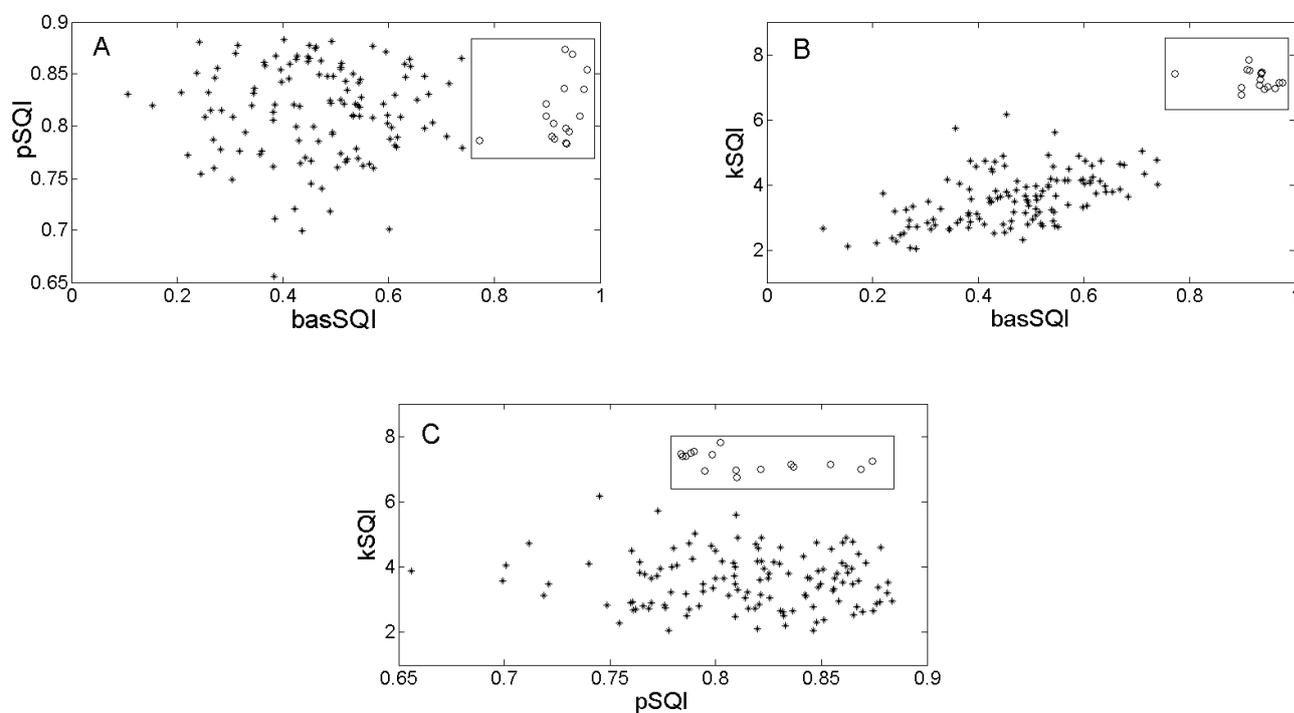


Рисунок 23 – применение двух критериев качества. Знаком «x» отмечены точки, значения которых характерны для искаженных фрагментов ЭКС, «o» - точки, значения которых характерны для фрагментов ЭКС без искажений. А – совместное применение критериев basSQI – pSQI, В – basSQI – kSQI, pSQI – kSQI

Как видно из рисунка 23 (А – С) преимущество совместного применения критериев качества подтверждается наличием отдельных кластеров значений критериев для неискаженного фрагмента ЭКС, отмеченных прямоугольником.

Как было отмечено ранее, комбинация данных критериев качества может быть применена совместно с методами машинного обучения для автоматизированной оценки качества ЭКС. Однако, как известно, такие методы требуют формирования обучающей выборки, содержащая фрагменты сигнала различного качества и морфологии. Однако, в результате расчета критериев качества для различных сигналов, установлено, что между полученными

значениями возникает перекрытие, пример такого перекрытия показан на рисунке 24.

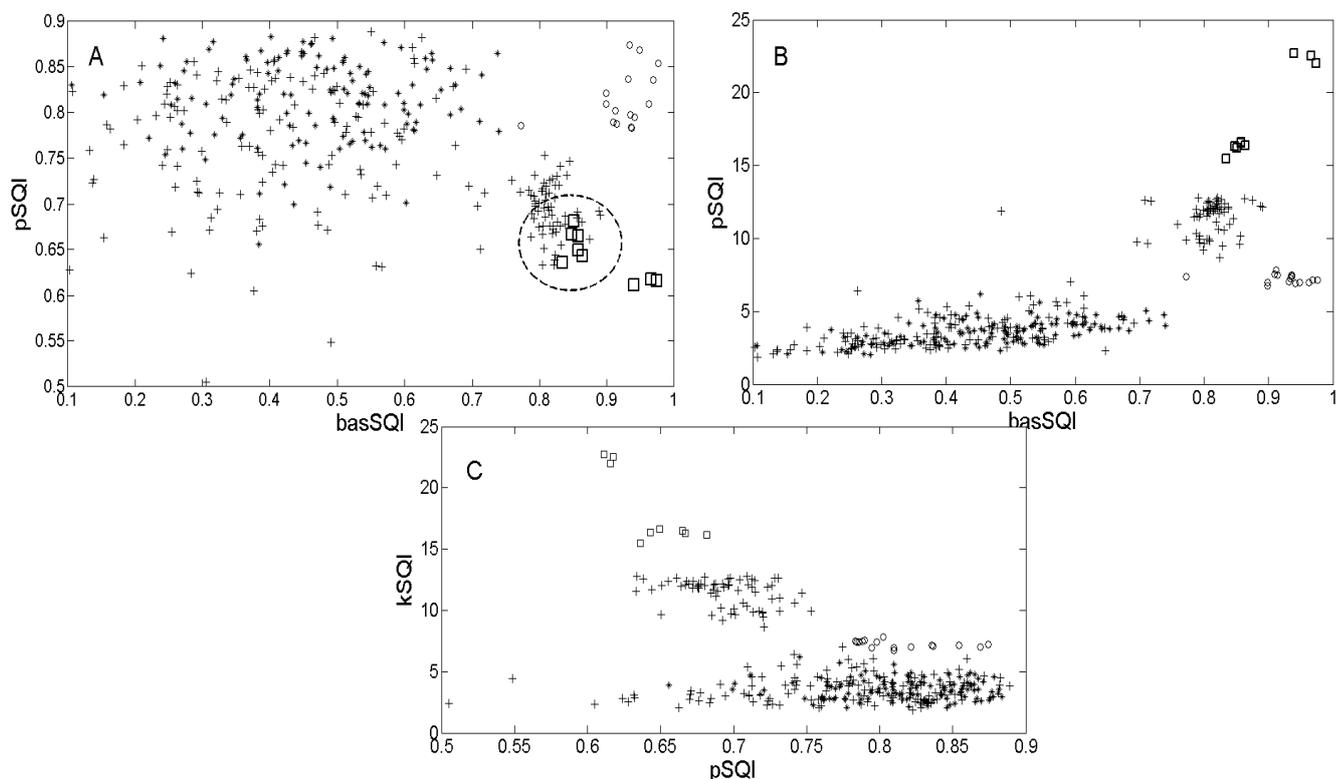


Рисунок 24 – критерии качества для различных сигналов. Для сигнала s118e_6 знаками «x» и «o» отмечены точки для искаженных и неискаженных фрагментов, соответственно, для сигнала s119e_6 знаками «□» и «+» отмечены точки для искаженных и неискаженных фрагментов, соответственно

Значения критериев, приведенные на рисунке 24 получены для первых каналов записей s118e_6 и s119e_6 из базы данных The MIT-BIH Noise Stress Test Database. Кругом на рисунке 24 показана область перекрытия между точками характерными для неискаженных и искаженных фрагментов двух различных ЭКС. Возникновение подобных перекрытий при формировании обучающей выборки приводят к ошибкам при оценке качества ЭКС. Кроме того, расположение точек характерных для неискаженных фрагментов ЭКС приведенное на рисунке 24 В, С, приведет к затруднению при получении опорных векторов и повышению порядка уравнения описывающего разделяющую

плоскость при применении метода опорных векторов, а при использовании аппарата искусственных нейронных сетей к необходимости увеличения количества слоев и нейронов в каждом слое. Повышение порядка уравнения или увеличение количества слоев приводит к росту вычислительной трудоемкости, что является критическим при реализации системы оценки качества средствами системы мобильного мониторинга.

Возможность возникновения пересечений, на наш взгляд, требует формирования обучающей выборки, выполняемой непосредственно перед началом мониторинга и на основе фрагментов исследуемого ЭКС. Такой подход позволит определить параметры системы оценки качества с учетом индивидуальных особенностей ЭКС пациента, а также отведения в котором регистрируется ЭКС.

Для оценки критериев качества нами были применены два параметра – вычислительная трудоемкость определения значения критерия и информативность критерия. При этом под информативностью критерия подразумевается наименьшее значение квадрата меры Махаланобиса ξ [66] между значениями критериев для участков сигнала без искажений и множеством значений критериев для участков с искажениями. Применение меры ξ обусловлено тем, что применение значений Se , Sp не учитывает расположение множеств значений критериев на плоскостях критериев качества, что может привести к ошибкам классификации при близком расположении множеств.

Оптимизация применяемых в системе мониторинга алгоритмов обработки данных по критерию количества вычислительных операций позволит увеличить длительность непрерывной автономной работы системы мониторинга. Выполним оценку вычислительной сложности рассмотренных критериев. Установлено, что фильтры параметры, которых приведены в таблице 4 обладают устойчивостью при реализации в виде разностного уравнения вида:

$$y(n) = -\sum_{k=1}^N a(k)y(n-k) + \sum_{k=0}^M b(k)x(n-k), \quad (23)$$

где $y(n)$ – отсчет сигнала на выходе фильтра, $x(n)$ – исходный сигнал, a, b – коэффициенты фильтра. В результате работы фильтров, формируются интересные составляющие исходного сигнала, мощность которых определяется выражением:

$$P = \frac{\sum_{n=0}^L y(n)^2}{L}, \quad (24)$$

где L – длина исследуемого участка ЭКС. Рассмотрим вычислительную сложность определения значений «мощностных» критериев качества. Значение вычислительной сложности O_{pc} складывается из вычислительной сложности выявления и определения мощности составляющих фрагмента сигнала в двух областях частотного спектра и определяется из выражения:

$$O_{pc} = O_{f_1} + O_{f_2} + 2O_p, \quad (25)$$

где O_{pc} – вычислительная сложность определения значений «мощностных» критериев качества, O_{f_1}, O_{f_2} – вычислительные сложности выявления составляющих фрагмента сигнала в двух областях частотного спектра, O_p – вычислительная сложность определения мощности фрагмента сигнала. Вычислительная сложность O_f фильтрации участка сигнала конечной длины зависит от порядка фильтра и может быть определена выражением:

$$O_f = (L + l_e) \cdot (2p + 2(p - 1) + 1), \quad (26)$$

где L – длина фрагмента сигнала, l_e – количество отсчетов, на которое продлен исходный сигнал для компенсации искажений вызванных переходными процессами p – порядок фильтра. Вычислительная сложность определения мощности фрагмента сигнала зависит от длины фрагмента и определяется из выражения:

$$O_p = 2L + 1, \quad (27)$$

где L – длина фрагмента сигнала. Следующим критерием, показавшим свою эффективность, является коэффициент эксцесса, величина которого равна:

$$kSQI = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^L \left(\frac{x_i - \mu_x}{\sigma} \right)^4, \quad (28)$$

где x_i – отсчет исследуемого участка ЭКС, μ_x, σ – математическое ожидание, стандартное отклонение исследуемого участка ЭКС, соответственно. Вычислительная сложность определения такого критерия может быть определена из выражения:

$$O_{kSQI} = 12L + 4 \quad (29)$$

В таблице 6 приведено сравнение количества вычислительных операций необходимых для расчета значений рассмотренных критериев качества, при этом длина L исследуемого участка ЭКС принята равной 1024 отсчетам. Кроме того, в таблице 6 приведены достигаемые значения информативности ξ .

Таблица 6 – Сравнение критериев оценки качества. O – Значение вычислительной сложности, ξ – значение информативности.

Пара критериев	O	ξ
$basSQI - pSQI$	$17.6 \cdot 10^5 \cdot 10^5$	0.43
$basSQI - kSQI$	$16.6 \cdot 10^5$	0.3
$pSQI - kSQI$	$25 \cdot 10^3$	0.6

Как видно из таблицы 6, наилучший результат по параметру информативности достигается при применении пары критериев $pSQI - kSQI$, однако данная пара критериев обладает наибольшей вычислительной сложностью. При этом критерии $basSQI$ и $pSQI$ позволяют выявить низкочастотные компоненты вызывающие искажения, а критерий $kSQI$ позволяет выявить искажения, характеризующиеся изменениями сигнала в пределах его динамического диапазона.

Для снижения вычислительной трудоемкости нами предложено заменить критерий $kSQI$ на статистический момент четвертого порядка μ_4 , а для выявления

участков сигнала, характеризующихся квазипостоянным значением амплитуды применить амплитудный α размах первой производной исходного сигнала.

Рассмотрим данные критерии с точки зрения вычислительной сложности определения их значений. Статистический момент четвертого порядка определяется из следующего соотношения:

$$\mu_4 = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^4, \quad (30)$$

где L – длина, x_i – отсчет, а \bar{x} – среднее значение исследуемого фрагмента ЭКС. Вычислительная сложность определения значения критерия μ_4 может быть определена по выражению:

$$O_{\mu_4} = 7L + 2 \quad (31)$$

Одним способов получения производной сигнала является использование фильтров оценки производной (ФОП) или дифференцирующих фильтров. Однако, для решения задачи выявления искаженных зон требуется только аппроксимация производной, которую можно выполнить при помощи операции приближенного дифференцирования, основанной на вычислении конечных разностей:

$$\Delta y_k = \frac{y_{k+1} - y_k}{h}, k = \overline{0, (L-1)}, \quad (32)$$

где Δy_k – отсчет последовательности аппроксимирующей первую производную, L – длина исследуемого фрагмента сигнала, h – малый параметр. Вычислительная сложность аппроксимации первой производной сигнала зависит от длины исследуемого сигнала и равна:

$$O_{\Delta y_k} = L \quad (33)$$

Значение критерия оценки качества α основанного на первой производной сигнала определяется из:

$$\alpha = |\max(\Delta y_k) - \min(\Delta y_k)|, k = \overline{0, L-1} \quad (34)$$

Общая вычислительная сложность определения значения α , с учетом худшего случая, при поиске максимального и минимального значений равна:

$$O_{\alpha} = 3L \quad (35)$$

Кроме оценки вычислительной сложности, произведено определение величины потребляемого микроконтроллером тока при расчете значений критериев на примере микроконтроллера типа STM32F4 аналогичный микроконтроллеру, примененному в устройстве сбора и обработки данных системы мониторинга. Для наглядности производился запуск определения значения каждого критерия качества с периодом в 2.5 секунды. Рассмотрим диаграммы энергопотребления для рассмотренных ранее критериев качества сигнала, при этом диаграммы для критериев μ_4 и α имеют схожий вид и на рисунке 25 были объединены.

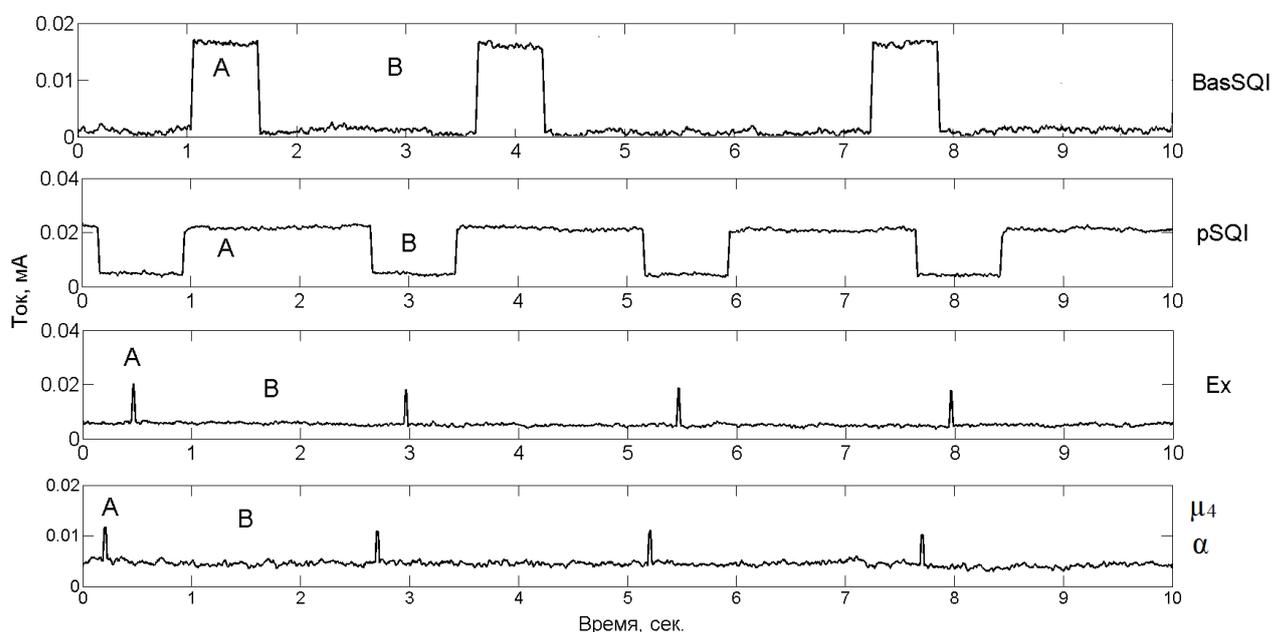


Рисунок 25 – Диаграммы энергопотребления при расчете значений критериев качества сигнала. Интервал А– определение значения критерия, интервал В– ожидание

Определение величин потребляемого тока за период 2.5 секунды производилось при помощи выражения [67]:

$$I_A = \frac{I_c \cdot T_c + I_w \cdot T_w}{T_c + T_w}, \quad (36)$$

где I_A – средняя величина потребляемого тока за период, I_c – средняя величина тока при определении значения критерия, T_c – время определения значения критерия, I_w – величина потребляемого тока между определениями значения

критерия, T_w – интервал между определениями значения критерия. В таблице 7 приведены результаты определения значений информативности, вычислительной сложности и величины потребляемого тока для различных критериев качества сигнала.

Таблица 7 – Сравнение критериев оценки качества. ξ – значение информативности O – значение вычислительной сложности.

Критерий	ξ	O	Ток, мА
<i>basSQI-pSQI</i>	0.43	$17.6 \cdot 10^5$	16
<i>basSQI-kSQI</i>	0.3	$16.6 \cdot 10^5$	
<i>pSQI-kSQI</i>	0.6	$25 \cdot 10^3$	20
$\mu_4 - \alpha$	5.41	$10 \cdot 10^3$	5

Как видно примененные критерии качества обладают наименьшими значениями вычислительной сложности, обладают наибольшими значениями информативности. При этом установлено, что снижение вычислительной трудоемкости при определении значений критериев качества позволяет снизить величину потребляемого тока.

Как показано в первой главе настоящей работы, предпочтительным методом автоматизированного определения принадлежности значений критериев качества к одному из множеств значений, характеризующих качество сигнала, является применение методов машинного обучения (метода опорных векторов и искусственных нейронных сетей). Определим вычислительную сложности применения метода опорных векторов и искусственных нейронных сетей, и выполним оценку достигаемых значений специфичности и чувствительности.

2.3.2 Сравнение вычислительной сложности применения искусственных нейронных сетей и метода опорных векторов для оценки качества ЭКС

Выполним оценку вычислительной сложности применения нейронных сетей, для чего произведем вариацию количества слоев и нейронов в слое, вид передаточной функции нейрона, параметров обучения, установлено, что наибольшие значения $Se=0.94$, $Sp=0.92$ достигаются при следующих параметрах: Нейронная сеть с обратным распространением ошибки, число слоев равно 4, число нейронов равно 45, 45, 30, 1 соответственно, для всех нейронов была применена функция активации *tansig*, выходное значение которой определяется выражением:

$$\sigma(n) = \frac{2}{1 + e^{-2n}} - 1, \quad (37)$$

где n – значение на входе нейрона, σ – значение выхода нейрона. Вычислительная сложность оценки качества фрагмента сигнала при помощи такого метода определяется исходя из количества слоев и количества нейронов в каждом слое и может быть определено из выражения:

$$O_{MLP} = \sum_{j=1}^Q N_j N_{j-1} + 6K, \quad (38)$$

где Q – общее число слоев нейронной сети, N_j – количество нейронов в j – м слое, K – общее число нейронов в сети, при этом $N_0 = 1$. Первое слагаемое в левой части выражения (38) определяет количество операций суммирования необходимых для формирования входных значений нейронов, в правая часть определяет количество операций необходимых для определения значений функции активации (37).

Останов обучения нейронной сети производился при ошибке $\leq 10^{-5}$ или по достижению ста эпох [46]. Примеры обучающей выборки и работы такого классификатора показан на рисунке 26. В качестве исходных для формирования обучающей выборки был применена первая половина первого сигнала записи s118e_6, а в качестве данных для апробации была применена вторая половина сигнала s118e_6.

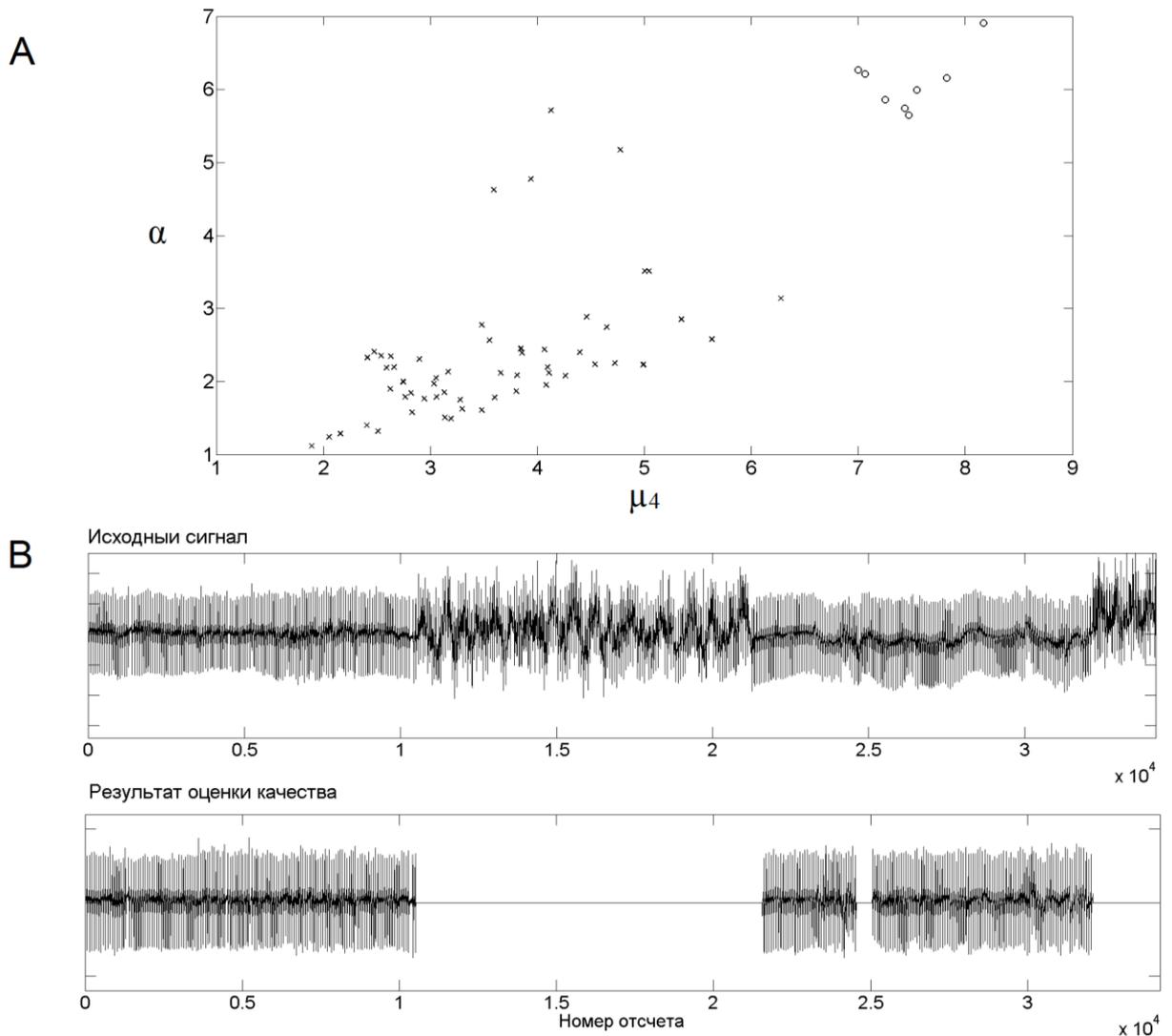


Рисунок 26 – А – Плоскость значений критериев μ_4 , α обучающей выборки, полученной автоматически. Знаком «о» обозначены значения характерные для участков без искажений, знаком «х» обозначены значения характерные для искаженных участков. В – результат оценки качества

На рисунке 26 показан пример оценки качества с применением алгоритма автоматизированного формирования обучающей выборки и нейронной сети параметры которой указаны выше. Прямой линией обозначены участки сигнала, классифицированные как искаженные. При этом достигается $Se=0.94$, $Sp= 0.92$,

как отмечено выше. Выполним оценку вычислительной трудоемкости применения метода опорных векторов и достигаемых значения Se, Sp .

Метод опорных векторов относится к методам машинного обучения (обучения с учителем) и заключается в представлении исходного объекта X в виде векторов $x_i, i = \overline{1, n}$ в n -мерном вещественном пространстве R^n , координаты p_1, p_2 которого являются значения некоторых параметров исходного объекта, с их последующей подстановкой в классифицирующую функцию F :

$$F: x \rightarrow Y \quad (39)$$

производящую сопоставление исходного объекта, представленного в виде вектора x одному из классов множества Y , в данном случае состоящего из двух элементов $Y = \{y_1, y_2\}$. На основе обучающей выборки, в результате решения оптимизационной задачи [68] определяются параметры гиперплоскости, оптимально разделяющей классы множества Y . В общем случае классификация при помощи метода опорных векторов сводится к подстановке значений критериев качества (вектора x) в выражение вида:

$$f(x) = \text{sign}\left(\sum_i \alpha_i K(s_i, x) + b\right), \quad (40)$$

где α – весовые коэффициенты (множители Лагранжа) s_i – опорные вектора, b – смещение определяемые в результате решения задачи оптимизации [68], $K(s_i, x)$ – функция, задающая разделяющую гиперплоскость (функция ядра). Трудоемкость такого метода классификации зависит от количества опорных векторов и параметров $K(s_i, x)$. Ядро $K(s_i, x)$ может быть описано при помощи полинома, радиальной базисной функцией (RBF), сигмOIDом и др. [69]. При этом в ряде случаев возникает случай линейной разделимости множеств значений критериев качества, как показано на рисунке 27, приведенном ниже, где приведена плоскость значений критериев качества для первой части сигнала s118e6 из базы данных The MIT-BIH Noise Stress Test Database.

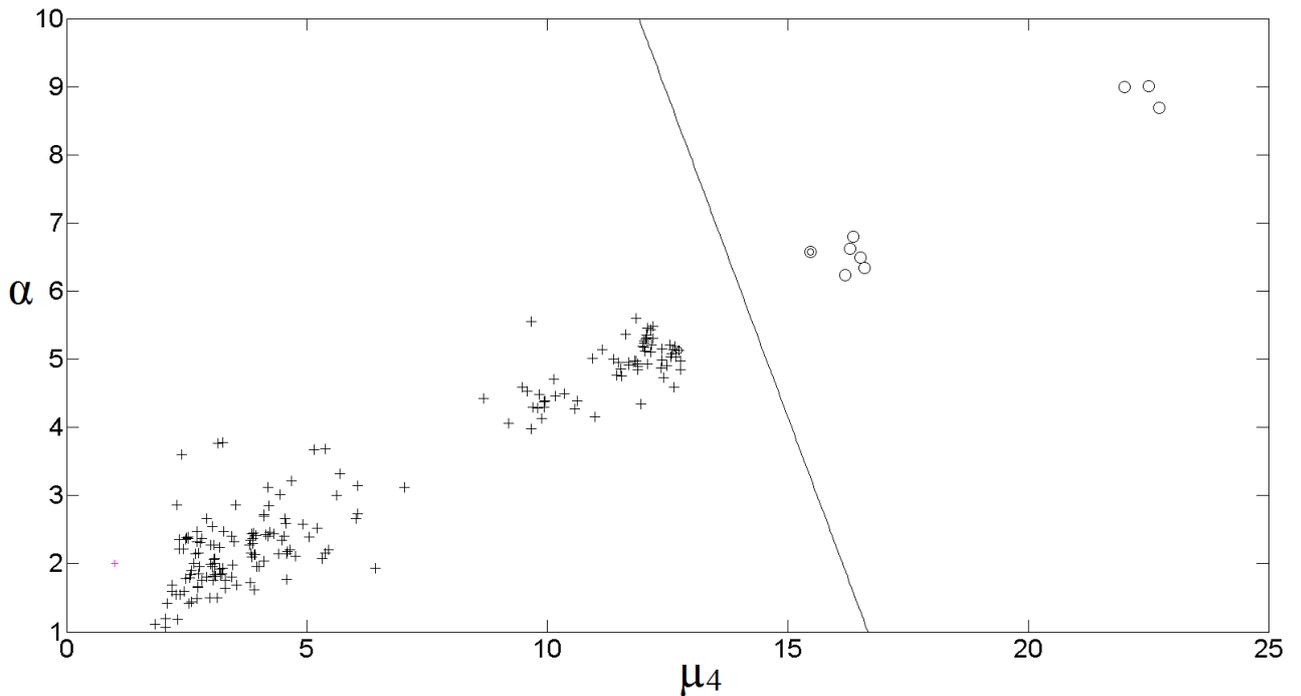


Рисунок 27– множества значений критериев качества, для которых возможно линейное разделение. Знаком «+» отмечены значения характерные для искаженных фрагментов, а знаком «o» отмечены значения характерные для фрагментов без искажений

В случае линейной разделимости множеств значений классифицирующая функция (40) может быть представлена уравнение плоскости вида:

$$f(x) = \text{sign}(Ax + d), \quad (41)$$

Вычислительная сложность определения значения (41) зависит от размерности вектора x (количества критериев качества) и может быть определена выражением:

$$O_{SVM} = 2 \dim(x) + 2, \quad (42)$$

где $\dim(x)$ размерность вектора x критериев качества равная 2. Однако, в ряде случаев достичь линейной разделимости невозможно, в результате чего для оценки вычислительной сложности в качестве наилучшего случая рассматривается вырождение выражения (40) в (41), а в качестве наихудшего случая рассмотреть ядро типа RBF определяемое выражением:

$$K(s_i, x) = \exp(-\gamma \|s_i - x\|^2), \gamma > 0, \quad (43)$$

где γ – параметр, s_i – опорный вектор, x – исследуемый вектор (значения критериев качества), $\|\cdot\|$ – евклидова норма, определяемая из выражения:

$$\|s - x\| = \sqrt{\sum_{i=1}^{N_{SV}} (s_i - x)^2}, \quad (44)$$

где N_{SV} – число опорных векторов. Вычислительная сложность в наихудшем случае, при применении ядра (43) с учетом (40) может быть определена выражением:

$$O_{SVM}^{xy0} = (3N_{SV} + 1) + (3N_{SV} + 3), \quad (45)$$

где первая часть суммы определяет количество вычислительных операций необходимых для вычисления значения суммы (40), а вторая часть для вычисления значения ядра (43) с учетом вычисления нормы (44). В ходе моделирования с применением сигнала s119_еб и ядра RBF найдено $N_{SV} = 22$ опорных векторов в результате выполнения оптимизационной процедуры [68], при размере обучающей выборки в 64 вектора (обучающая выборка идентична обучающей выборке, примененной при рассмотрении MLP). При этом достигаются значения $Se = 0.92$, $Sp = 0.91$ близкие к значениям, получаемым при применении аппарата искусственных нейронных сетей. В таблице 8 приведено сравнение метода опорных векторов и аппарата искусственных нейронных сетей по таким критериям как вычислительная сложность при определении качества фрагмента ЭКС фиксированной длины (одной пары значений критериев качества), а также значения Se , Sp .

Таблица 8 – сравнение MLP и SVM

	Se	Sp	O	
SVM	0.92	0.91	136 (RBF)	6 (Linear)
MLP	0.94	0.92	6354	

Как видно из таблицы 8, применение метода SVM позволяет достичь параметров оценки качества сигнала сравнимых с параметрами, достигаемыми при применении MLP, при этом метод опорных векторов обладает существенно меньшей вычислительной сложностью, даже при применении нелинейного ядра.

Рассмотрим применение метода опорных векторов и критериев качества в системе мобильного мониторинга. Проектирование системы выявления искажений основанной на машинном обучении, как правило проходит в несколько этапов: 1) определение критериев оценки качества сигнала; 2) формирование обучающей выборки; 3) определение значений критериев оценки качества сигнала для обучающей выборки, формирование параметров классификатора; 4) апробация работы классификатора на реальных сигналах и при необходимости корректировка параметров классификатора. При этом, на наш взгляд наиболее важным этапом при проектировании классификатора, влияющим на качество выявления искаженных зон является второй этап, который заключается в формировании обучающей выборки. Это обусловлено тем, что ЭКС отличается широкой вариабельностью, вызванной индивидуальными особенностями сердечно-сосудистой системы, что потребует формирования обучающей выборки, содержащей не только участки ЭКС различного качества, но и различной морфологии. Учесть индивидуальные особенности сердечно-сосудистой системы пользователя системы мониторинга позволит автоматизированное получение обучающей выборки непосредственно во время мониторинга. Применение такого подхода позволит упростить выполнение последних трех этапов при проектировании классификатора.

2.3.3 Автоматизированное формирование обучающей выборки

Рассмотрим предложенный алгоритм формирования обучающей выборки, в основе которого лежит поиск характерных для текущего пользователя зон без

искажения и искаженных зон, который выполняется в соответствии со следующей последовательностью шагов:

1. Разделение выборки на интервалы равной длины. Выборка ЭКС разделяется на P_i фрагментов длины N_f , для которой выполняется условие $N_f > 2RR$, где RR – максимально возможное значение RR интервала, позволяющее обеспечить наличие как минимум двух R пиков в исследуемом фрагменте ЭКС. При этом в соответствии с рекомендациями Американской Ассоциации Кардиологов по стандартизации автоматизированных систем электрокардиографии принять максимальное значение RR интервала определяемое из частоты сердечных сокращений равной 40 уд/мин [9].

2. Получение автокорреляционной функции (АКФ). Для каждого фрагмента P_i путем выполнения $N_f/2$ циклических сдвигов формируется АКФ $r(\tau)$, где τ – величина сдвига (временной лаг). При этом начальный интервал зависимости $r(\tau)$ в силу свойств АКФ [58], характеризуется монотонным убыванием и имеет максимум при $\tau = 0$. В зависимости от наличия или отсутствия характерной для ЭКС квазипериодической структуры в исследуемом фрагменте P_i будет получена АКФ одного из двух видов, приведенных на рисунке 28.

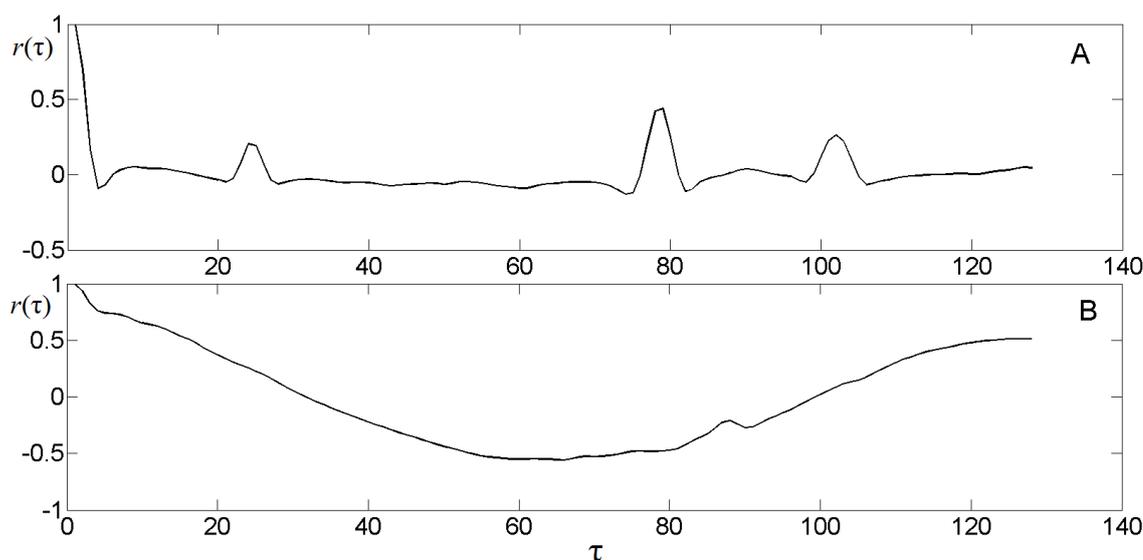


Рисунок 28 –А – автокорреляционная функция в случае наличия квазипериодической структуры, В – в случае отсутствия квазипериодической структуры

3. Определение типа автокорреляционной функции. Для определения принадлежности полученной АКФ к одному из типов, вид которых приведен на рисунке 34 используется аппроксимация $r(\tau)$ полиномом второго порядка с последующим расчетом коэффициента детерминации (мера R^2) для результата аппроксимации $\hat{r}(\tau)$. На рисунке 29 показан результат аппроксимации, исходный фрагмент сигнала, АКФ и полученные значения меры R^2 .

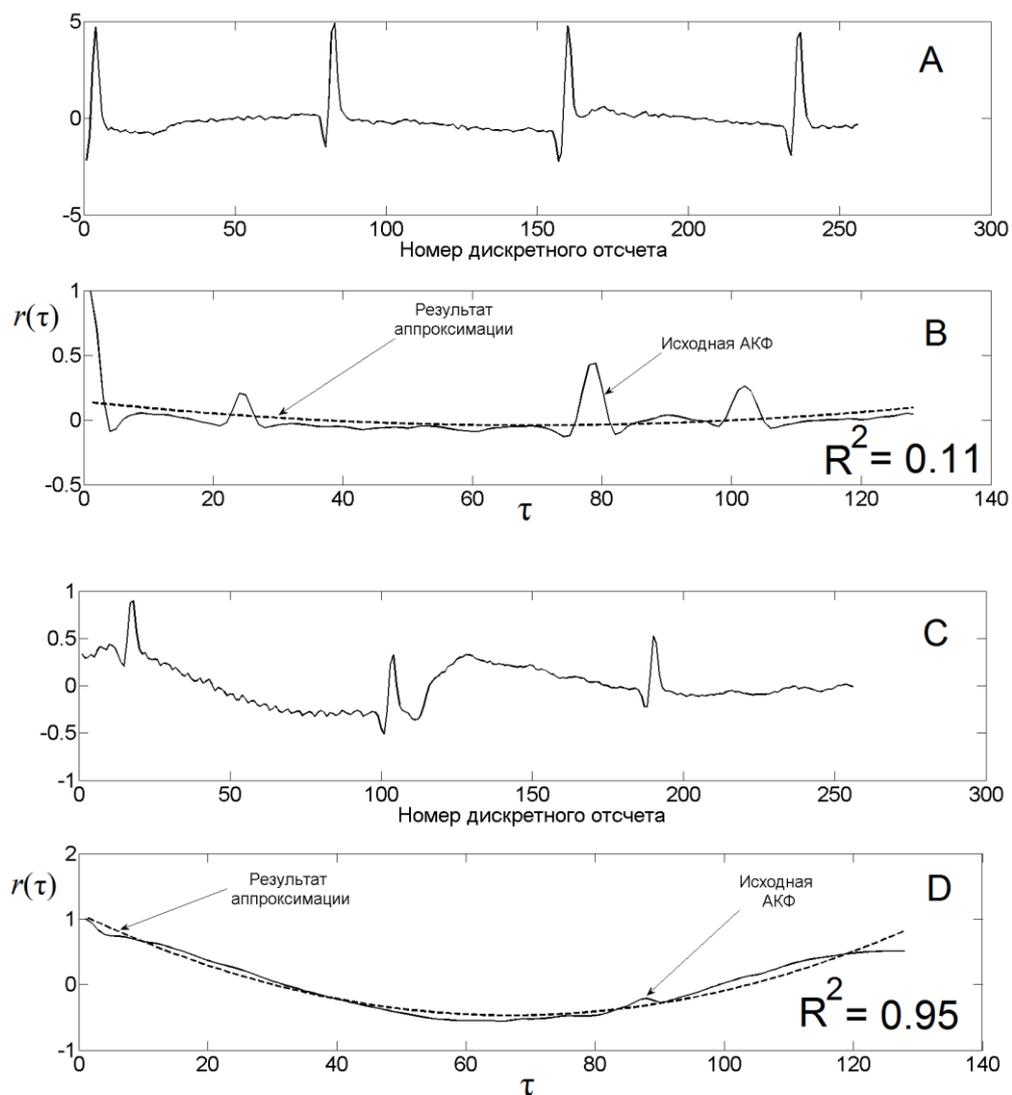


Рисунок 29 –А – фрагмент ЭКС без искажений, В – АКФ для неискаженного фрагмента и результат аппроксимации, С – искаженный фрагмент ЭКС, D –АКФ для искаженного фрагмента и результат аппроксимации

Как видно из рисунка 29 (B, D) и приведенных значений R^2 качество аппроксимации различается. Далее для полученное значение R^2 оценивается при помощи порогового правила:

$$R^2 < \gamma, \quad (46)$$

где γ – пороговое значение. При этом, в случае выполнения условия (46) исследуемый фрагмент ЭКС признается неискаженным, в противном случае исследуемый фрагмент принимается как содержащий искажения. Пункты 2 – 3 повторяются до тех пор, пока не будет найдено множество фрагментов-кандидатов $S_i, i = \overline{1, N_{nd}}$ в обучающую выборку.

4. Подтверждение отсутствия искажений фрагментов-кандидатов S_i . Для каждого определяется сумма значений кросс-корреляции с остальными фрагментами r_{si} . Тот фрагмент, для которого значение r_{si} является наибольшим участвует в построении обучающей выборки как неискаженный. В качестве искаженных фрагментов, ЭКС участвующих в построении в обучающей выборки, используются фрагменты неудовлетворяющие условию (46).

Рассмотрим критерии оценки работы предложенного способа формирования обучающей выборки, для этого будем использовать уже рассмотренные параметры классификатора, такие как Se , Sp . В качестве исходных данных были использованы фрагменты, ЭКС полученные емкостными сенсорами, а также а также фрагменты ЭКС, взятые из базы данных PhysioNet [70], доступной в электронном виде по адресу [71]. В результате установлено, что предложенный способ выявления фрагментов ЭКС различного качества обладает чувствительностью $Se = 0.85$, специфичностью $Sp = 0.99$. Полученный результат означает, что предложенный способ обладает возможностью выявления участков без искажений с высокой точностью (близкой к 100%).

Искаженные фрагменты ЭКС характеризуются не только нестационарным значением амплитуды, но и нестационарной длительностью, что также может

повлиять на параметры оценки качества сигнала. Рассмотрим влияния длительности таких участков на качество работы системы выявления искажений.

2.3.4 Влияние длительности искаженных участков на качество классификации

Значения критериев оценки качества сигнала для «обучающих» фрагментов ЭКС можно получить двумя путями – произвести расчет значений критериев для выборок ЭКС различного качества фиксированной длины взятых целиком, без предварительного разбиения на интервалы, или произвести предварительное выявление участков ЭКС, имеющих различный уровень искажений, для которых затем будет произведен расчет критериев качества ЭКС.

Регистрация ЭКС при помощи емкостных сенсоров сопровождается действием нестационарных возмущений, что приводит к формированию искаженных участков сигнала, длительность которых неизвестна. Изменение длительности искаженных участков приводит к особенностям при реализации классификатора. Первый путь реализации классификатора – это оценка качества выборки ЭКС фиксированной длины w взятой целиком. Такой подход позволяет упростить реализацию классификатора, но при этом могут возникнуть потери данных в случае неполного искажения выборки ЭКС.

Рассмотрим структурную схему классификатора, разделяющего получаемый ЭКС на интервалы длительности w , представленную на рисунке 30.

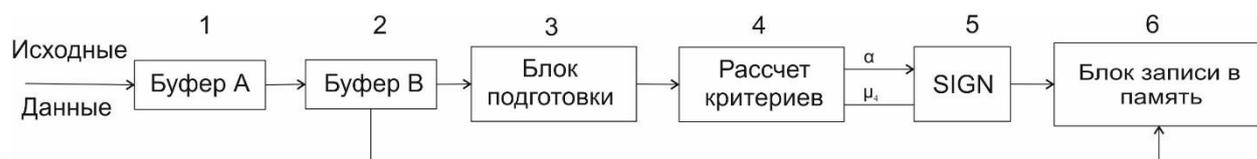


Рисунок 30 –Классификатор ЭКС, основанный на разделении получаемого ЭКС на интервалы. 1 – буфер А (накопления), 2 – буфер В (промежуточный), 3 – блок подготовки исходных данных 4 – узел расчета критериев, 5 – узел определения значения классифицирующей функции (классификатор), 6 – блок записи в память

Классификатор работает в реальном времени следующим образом. Производится накопление выборки ЭКС в буфере А размерности w (Рисунок 30(1)), после того как буфер заполнится, данные передаются в буфер В (Рисунок 30 (2)) размерности w , после чего буфер А очищается, и продолжается его заполнение последующими данными. Во время накопления последующих данных в буфере А, производится предварительная подготовка данных, аналогичная предварительной подготовке, выполняемой при формировании обучающей выборки. Для данных, полученных на выходе блока подготовки, производится расчет значений критериев μ_1 и α оценки качества сигнала (Рисунок 30 (4)), с последующей их обработкой узлом 6, реализующим классифицирующую функцию. Далее, в зависимости от значения классифицирующей функции, блок записи в память 6 производит запись фрагмента ЭКС, содержащегося в буфере 2, с пометкой о наличии искажений.

Рассмотрим зависимости показателей TPR , FPR , Sp , NPV [69] качества классификации от размера w буферов, представленные на рисунке 31 и полученные для фрагментов ЭКС, содержащих искаженные участки различной длительности.

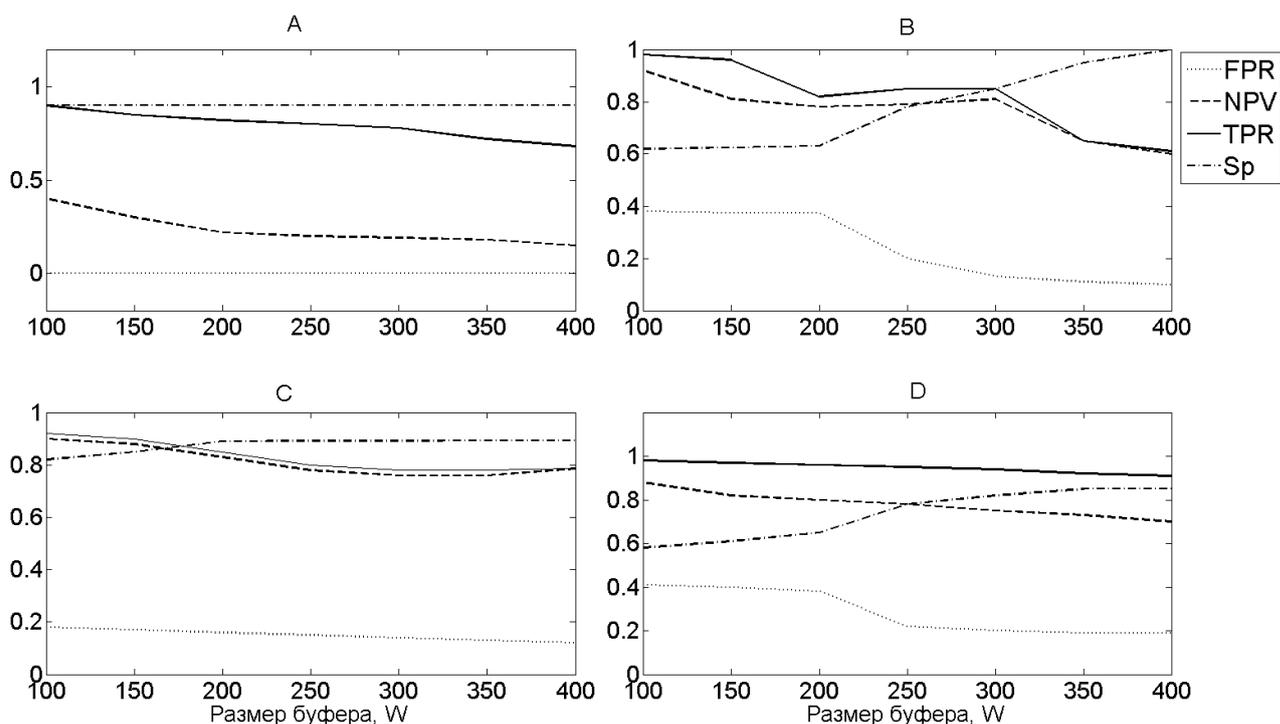


Рисунок 31 – Зависимость показателей качества классификации от размера w буфера при различной длительности искаженных участков: A [0.3 - 2]с., B [5 – 10] с., C [10 -20] с., D – смешанная длительность

Использование малого размера буфера (сопоставимого со средней длительностью QRS комплекса) может характеризоваться высоким значением FPR , что соответствует повышению уровня ложноотрицательных классификаций и снижению значения Sp , а, следовательно, приводит к снижению качества классификации. Увеличение размера w буфера приводит к росту значения Sp , а, следовательно, к повышению качества выявления искаженных участков, при этом снижение значений NPV , TPR и FPR говорит о повышении количества ложноотрицательных классификаций и снижении качества выявления участков без искажений, а, следовательно, к потерям полезных данных. Варьируя размер w буфера можно получить различные режимы работы классификатора – режим обеспечивающий высокую специфичность позволяет получить фрагменты ЭКС фактически без наличия искаженных участков. Данный режим позволяет снизить требования к алгоритмам оценки параметров ЭКС, чем может быть полезен в

случае применения автоматических алгоритмов оценки, а также в условиях ограничений на объем свободной памяти. Режим, обеспечивающий высокое значение параметра TPR , напротив, допускает наличие искаженных участков в результирующем ЭКС, данный режим полезен тем, что позволяет реализовать аналог Холтеровского мониторингования. Варьируя размер w буфера можно получить усредненные значения показателей TPR , Sp и NPV , что приведет к компромиссу между качеством классификации и потерей полезных данных. Различным фрагментам ЭКС соответствует различное значение размера w буфера, при котором можно достичь такого компромисса, так, случаю А, представленному на рисунке 31, соответствует длительность w равная 100, случаю В соответствует длительность w равная 300, случаю С соответствует длительность w равная 200 – 250, случаю D соответствует длительность w равная 300. Рассмотрим иную реализацию классификатора, основанную на вариации длительности w , которая позволяет усреднить значения показателей TPR , Sp и NPV , а также снизить значение показателя FPR . Структура такого классификатора представлена на рисунке 32.

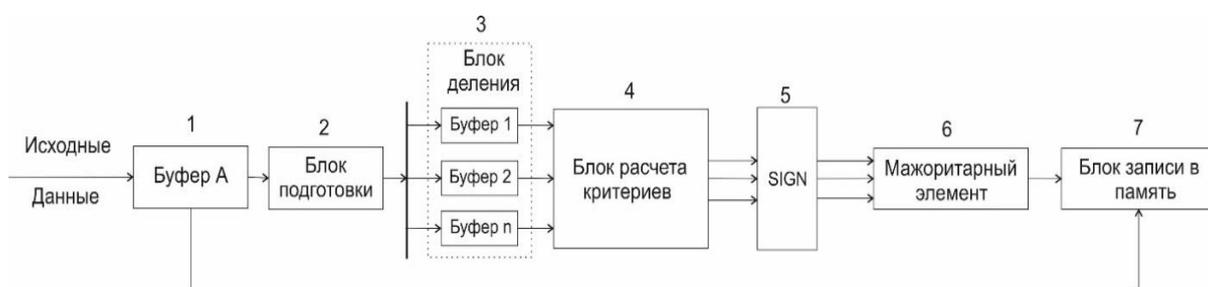


Рисунок 32 – Классификатор ЭКС, основанный на вариации длительности w . 1 – промежуточный буфер А, 2 – блок подготовки исходного фрагмента ЭКС, 3 – Блок деления, содержащий n буферов, 4 – блок расчета критериев, 5 - узел определения значения классифицирующей функции (классификатор), 6 – мажоритарный элемент, 7 – блок записи в память

Классификатор, блок-схема которого приведена на рисунке 32 работает следующим образом. Производится накопление выборки ЭКС в буфере А, размер

которого равен L_A , после чего буфер A очищается, и продолжается его заполнение последующими данными. Во время накопления последующих данных в буфере A , производится предварительная подготовка, аналогичная подготовке рассмотренной ранее, после чего, выборка ЭКС подается на вход блока деления 3 и записывается в n буферов размера равного L_a , после чего производится последовательное разделение выборки ЭКС на участки различной длительности $Lw_1 < Lw_2 < \dots < Lw_{n-1} < Lw_n$, при этом $\left(\frac{L_A}{Lw_i}\right) \in Z_+$. Далее, для каждого полученного участка блоком расчета критериев 4 и классификатором 5 определяются значения критериев μ_4 и α оценки качества сигнала и значение классифицирующей функции. В результате работы блоков 4 и 5 для каждого отсчета $A_i, i = \overline{1, L_A}$ исходной выборки ЭКС будет получено значение классифицирующей функции при различных интервалах Lw_i . Полученные значения классифицирующей функции передаются на вход мажоритарного элемента 6, работа которого заключается в голосовании по методу большинства – производится подсчет количества положительных и отрицательных классификаций для каждого отсчета исходного фрагмента ЭКС, с последующим определением результата классификации по правилу:

$$R(A_i) = \begin{cases} 1, Cl^+ > Cl^- \\ -1, Cl^- > Cl^+ \end{cases}, \quad (47)$$

где $R(A_i)$ – результат классификации, Cl^+, Cl^- – количество положительных и отрицательных классификаций соответственно. При этом, количество буферов, входящих в блок деления 3 выбрано нечетным, что исключает ситуацию с равным количеством положительных и отрицательных классификаций. Рассмотрим показатели качества работы классификаторов различного типа, приведенные в таблице 9.

Таблица 9 – Численные значения показателей качества классификации для двух типов классификаторов

Случай	Фиксированное значение w				Вариация значения w			
	TPR	FPR	Sp	NPV	TPR	FPR	Sp	NPV
A	0.9	0	1	0.4	0.67	0	1	0.14
B	0.85	0.08	0.9	0.8	0.85	0.08	0.91	0.8
C	0.9	0.15	0.96	0.85	0.81	0.03	0.96	0.8
D	0.84	0.13	0.85	0.7	0.88	0.13	0.86	0.77

Таблица 9 содержит численные значения показателей качества классификации для классификатора, основанного на фиксированной длительности w (при оптимальном значении w) и классификатора, основанного на вариации длительности w , при $n = 3$ и $Lw_1 = 150$, $Lw_2 = 350$, $Lw_3 = 400$. В случае А (длительность искаженных участков находится в пределах [1 – 3] с) подход, основанный на вариации длительности w , не дает преимуществ, но для остальных случаев такой подход позволяет получить значения показателей качества классификации, близкие к показателям качества классификации при оптимальном значении w . В результате установлено, что предложенный классификатор обладает параметрами, сравнимыми с классификаторами, рассмотренными в литературе, несмотря на меньшее количество критериев оценки качества. Для классификатора, представленного в [46] значения $Sp = 0.95$, $Se = 0.97$, а для классификатора, рассмотренного в настоящей работе значения равны 0.88 и 0.86, соответственно.

Помимо вычислительной сложности алгоритмов обработки ЭКС на параметры энергосбережения влияет объем данных передаваемых по беспроводным каналам связи.

2.4 Сжатие ЭКС с применением вейвлет преобразования

Оптимальной структурой системы мониторинга на наш взгляд является структура, содержащая промежуточное звено между беспроводными датчиками и коммуникатором – устройство сбора данных, выполняющее накопление и обработку получаемых от датчиков данных. Уменьшение объема данных передаваемых системой сбора данных на коммуникатор, позволяет снизить нагрузку на канал связи и увеличить время автономной работы системы мониторинга. При этом сохраняемые во внутренней памяти системы мониторинга дискретные отсчеты ЭКС имеют бинарный формат, так как иной формат представления, например, ASCII-кодирование, требует выполнения дополнительных вычислительных операций для изменения формата представления данных и может привести к избыточности. Выполним оценку коэффициента сжатия, достигаемого при применении существующих алгоритмов сжатия к такому представлению ЭКС. Применение таких алгоритмов сжатия таких как Deflate, RAR, RAR5, LZMA, LZW был получен коэффициент сжатия в пределах 1.5 – 1.7. Большинство существующих специализированных методов сжатия ЭКС ориентированы на применение в стационарных вычислительных устройствах и требуют выполнения большого объема вычислительных операций [72], [73], [74]. Однако, существуют эффективные способы сжатия ЭКС, не требующих выполнения большого объема вычислительных операций, основанные на применении аппарата вейвлет преобразований и алгоритмов сжатия, таких как LZW, RLE [75]. Данный подход подразумевает сжатие с потерями и может быть представлен в виде совокупности шагов:

- нормировка и вейвлет преобразование исходных данных.
- выполнение обнуления части полученных коэффициентов вейвлет преобразования, чьи абсолютные значения близки к нулю.
- сжатие полученных коэффициентов.

В результате моделирования с применением существующих алгоритмов сжатия к результату вейвлет-преобразования был получен коэффициент сжатия в пределах 2.2 – 2.5.

В настоящем разделе рассматривается способ сжатия ЭКС, позволяющий отказаться от необходимости применения алгоритмов сжатия коэффициентов вейвлет преобразования. Данный способ основан на масштабировании и изменении формата коэффициентов вейвлет преобразования и заключается в следующей последовательности действий:

1. Предварительная подготовка данных
2. Выполнение дискретного вейвлет преобразования
3. Преобразование полученных в результате вейвлет преобразования коэффициентов

Предварительная обработка производится по следующему алгоритму:

1. Полученный цифровой сигнал обрабатывается блоком фильтров, подавляющих действие электрической сети и влияние мышечного напряжения пациента. Фильтрация исходного сигнала позволяет увеличить число нулевых коэффициентов вейвлет разложения, за счет сужения частотного спектра исходного сигнала.

2. Выявление и удаление искаженных под действием различных возмущений участков ЭКС.

3. Приведение масштаба исходного сигнала к диапазону 0 – 1.

Следующим шагом является выполнение дискретного вейвлет преобразования сигнала $X_i, i = \overline{1, L}$, где L – длина сигнала, полученного в результате предварительной обработки. Как показано выше, одним из способов выполнения вейвлет преобразования является свертка исходного сигнала с ядром фильтров декомпозиции, в результате которой будут сформированы коэффициенты аппроксимации $A(k)$ и детализации $D(k)$ вейвлет преобразования сигнала X_i . Повысить число коэффициентов вейвлет преобразования абсолютные значения, которых близки к нулю позволяет применение многоуровневого

вейвлет преобразования, которое заключается в каскадном соединении фильтров и многократном повторении вейвлет преобразовании полученных коэффициентов аппроксимации исходного сигнала X_i . После получения коэффициентов вейвлет преобразования выполняется выявление и обнуление коэффициентов, значение которых близко к нулю при помощи пороговой обработки вида:

$$y = \begin{cases} c, & \text{если } |c| \geq \Theta \\ 0, & \text{если } |c| < \Theta \end{cases}, \quad (48)$$

где c – значение коэффициента до фильтрации, y – значение коэффициента после порогового преобразования, Θ – значение порога. Восстановление сигнала по коэффициентам дискретного вейвлет разложения выполняется с ошибкой (разницей между исходным X_i и восстановленным сигналом \hat{X}_i) при этом, значение ошибки восстановления увеличивается с ростом количества обнуленных коэффициентов разложения (увеличением коэффициента сжатия сигнала). Как в случае с оценкой уровня искажений, вносимых в ЭКС в результате фильтрации будем использовать оценку PRD определяемую из:

$$PRD = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^N (x_i - \bar{x}_i)^2}{\sum_{i=0}^N x_i^2}} 100, \quad (49)$$

где N – длина фрагмента ЭКС, x_i – отсчет исходного фрагмента ЭКС, \hat{x}_i – отсчет восстановленного фрагмента ЭКС. В [57] показано, что значение (49) менее 9 % соответствует «высокому» качеству восстановленного сигнала. Однако, в результате моделирования с использованием реального ЭКС от емкостных датчиков, установлено, что при значении критерия более чем 1.5 – 2 % в восстановленном сигнале \hat{X}_i возникают искажения ST сегмента кардиокомплекса обозначенные кругом на рисунке 33, где приведено сравнение исходного X_i и восстановленного \hat{X}_i сигналов, при значении PRD 1.9%. Внесение таких искажений приводит к тому, что восстановленный сигнал будет пригоден только для оценки RR интервалов и оценки их равномерности.

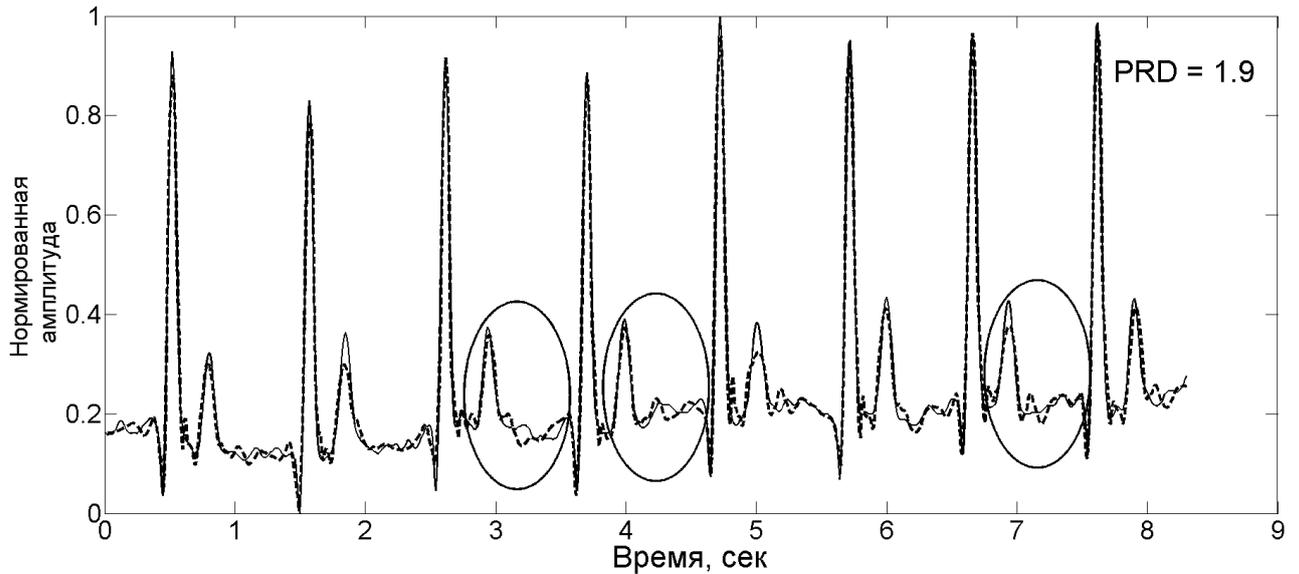


Рисунок 33 – Сплошной линией показан исходный сигнал, прерывистой линией восстановленный сигнал, кругом отмечены искажения ST сегментов

Следующим шагом после пороговой обработки (48) коэффициентов вейвлет преобразования является приведение их динамического диапазона к диапазону 0 – 255 при помощи преобразований, примененных поочередно к коэффициентам аппроксимации и детализации:

$$\tilde{C}_i = \begin{cases} C_i + |\min(C)|, & \text{если } \min(C) < 0 \\ C_i - |\min(C)|, & \text{если } \min(C) \geq 0 \end{cases}, i = \overline{1, n}, \quad (50)$$

где n – общее число масштабируемых коэффициентов, C_i, \tilde{C}_i – сходный и квантованный коэффициент разложения, соответственно. Преобразование (50) позволяет привести нижнюю границу динамического диапазона коэффициентов ВП к нулю. Рассмотрим преобразование, позволяющее отобразить значения, полученные в результате (50) на диапазон 0 – 255:

$$\tilde{C}_i = \lfloor \tilde{C}_i \cdot p \rfloor, p = \frac{255}{\max(\tilde{C})}, i = \overline{1, n} \quad (51)$$

Коэффициент p , значение $\pm |\min(C)|$ сохраняются для выполнения обратного вейвлет преобразования. Применение преобразований (50) – (51) к коэффициентам вейвлет преобразования $A(k), D(k)$ исходного сигнала X показало изменение значения оценки PRD в пределах 0.06 – 0.1, при различных пороговых значениях Θ . После выполнения масштабирования результат вейвлет

преобразования представляется в виде последовательности ненулевых элементов и битового массива их позиций в исходных данных. Массив позиций ненулевых элементов, после выполнения преобразований (50) – (51), формируется следующим образом. При значении коэффициента вейвлет разложения равно нулю, в массив индексов добавляется нуль, иначе, добавляется единица. Массив позиций ненулевых элементов записывается побитно и требует для хранения число байт равно:

$$V_{in} = \left\lceil \frac{N_w}{8} \right\rceil, \quad (52)$$

где N_w – общее количество коэффициентов вейвлет разложения. После чего, производится сохранение только ненулевых коэффициентов вейвлет разложения. Определим получаемый в результате такого преобразования коэффициент сжатия:

$$CR = \frac{L}{N_{\neq 0} + V_{in}}, \quad (53)$$

где $N_{\neq 0}$ – количество ненулевых коэффициентов вейвлет разложения, L – объем исходного сигнала в байтах. Для выполнения обеспечения возможности выполнения показанных выше преобразований необходимо определить тип вейвлет функции и глубину разложения сигнала, и значение порога Θ , для этого использована следующая процедура:

1. Определение вейвлет функций (вейвлета), обеспечивающих максимальное значение коэффициента сжатия, при различных значениях глубины разложения m , порога Θ и ошибке PRD не превышающей 1,5 %.

2. Для полученных вейвлетов формируются зависимости $CR(m)$, $E(m)$, $O(m)$ (вычислительной сложности, определяемой как количество необходимых операций умножения для выполнения ВП от глубины разложения). На основе полученных зависимостей определяется оптимальная вейвлет функция и глубина разложения m – обеспечивающая минимальную ошибку E , максимальное значение CR или минимальную вычислительную сложность.

Для определения порогового значения Θ существуют различные подходы – на основе энергетических параметров сигнала [75], при помощи введения и оценки целевой функции $Q(\Theta)$ [76] вида:

$$Q(\Theta) = PRD + \frac{w}{CR}, w > 1, \quad (54)$$

где w – весовой коэффициент, задающий приоритет между повышением коэффициента сжатия сигнала или уменьшением значения ошибки PRD . Применение целевой функции (45) позволяет связать ошибку PRD восстановления сигнала, коэффициент сжатия сигнала CR и значение порога Θ , а также в отличие от подхода, предложенного в [75] не требует эмпирического определения порогового значения энергии сигнала \hat{X}_i . Усреднением значений (45), полученных для различных фрагментов ЭКС, при вариации значения порога Θ , формируется обобщенная кривая. В результате аппроксимации обобщенной кривой формируется функция $f(\Theta)$, по минимуму которой определяется значение порога Θ .

Для определения оптимального вейвлета были получены значения коэффициента сжатия CR , ошибки восстановления E и вычислительной сложности O выполнения вейвлет преобразования при различной глубине разложения m и использовании следующих семейств вейвлетов: Биортогональных, Добеши, Койфлет и Симмлет. В результате моделирования, с использованием сигналов из базы данных MIT-BIH ECG Compression Test Database, и выборок, ЭКС полученных емкостными бесконтактными датчиками и прошедших предварительную обработку, установлено, что при всех значениях глубины вейвлеты Добеши 4, Койфлет 2 и Симмлет 4 показали наиболее высокие значения коэффициента сжатия. На рисунке 34 представлены графики зависимостей $CR(m)$, $E(m)$, $O(m)$ для данных вейвлетов.

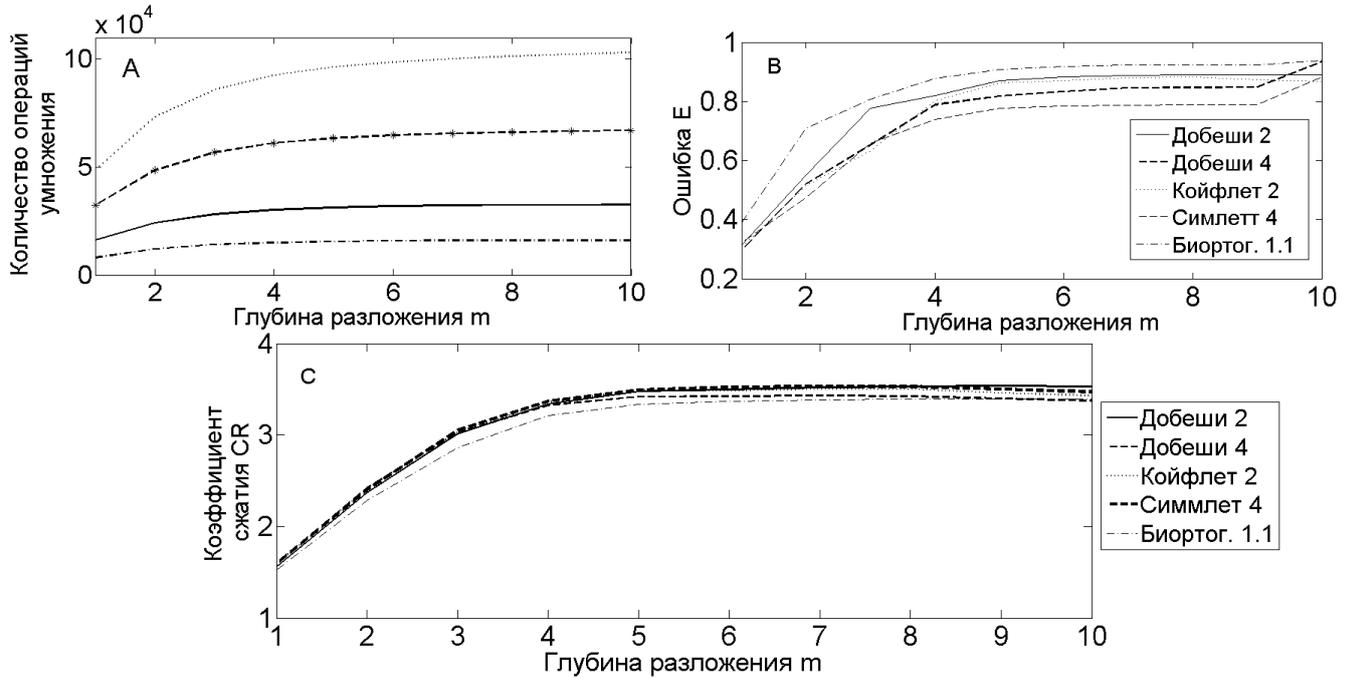


Рисунок 34 –А – графики зависимостей $O(m)$, В – графики зависимостей $E(m)$, С – графики зависимостей $CR(m)$, полученные для различных вейвлетов

Наиболее высокое значение коэффициента сжатия CR удается достигнуть при применении вейвлетов Добеши 2 и Симмлет 4 (Рисунок 34 А) обладающих равной вычислительной сложностью (Рисунок 34 С), при этом, минимальная ошибка восстановления PRD достигается при применении вейвлета Симмлет 4 (Рисунок 34 В) позволяющего достичь коэффициента сжатия равного 3.5 используя только изменения представления коэффициентов вейвлет преобразования, без дополнительного применения специализированных алгоритмов сжатия данных.

Для подтверждения работоспособности подхода к определению порогового значения Θ , описанного ранее, рассмотрим зависимости ошибки восстановления E , коэффициента сжатия CR и зависимость целевой функции Q , при $w=10$ от порогового значения Θ , представленные на рисунке 35 в виде сплошной и прерывистой линией, соответственно. Вид данных зависимостей был получен для произвольного фрагмента ЭКС, при использовании вейвлета Симмлет 4, и глубине разложения равной 6.

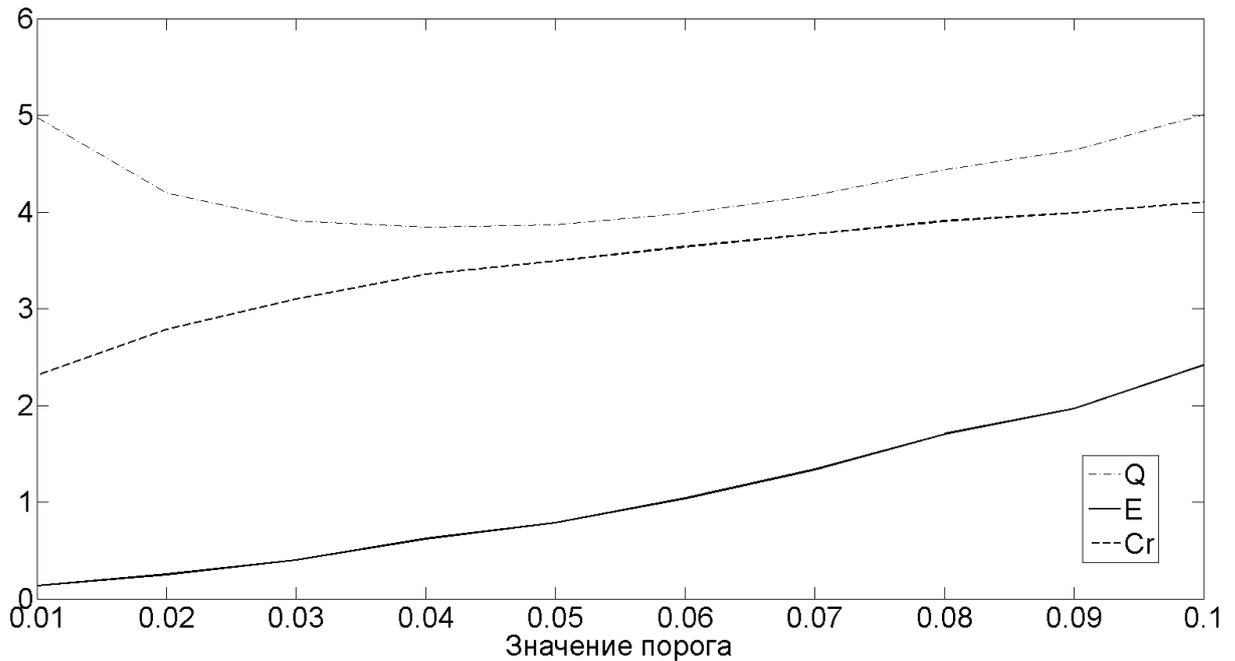


Рисунок 35 – Зависимость ошибки E восстановления сигнала (сплошная линия), зависимость коэффициента сжатия CR (прерывистая линия) и зависимость целевой функции Q (штрихпунктирная линия) от значения порога Θ

В результате нахождения точки минимума функции Q , определено значение порога Θ равное 0.05. В области значений порога Θ (0.05 – 0.1) наблюдается более чем двукратное увеличение значение ошибки E , при малом изменении коэффициента сжатия CR , следовательно, дальнейшее увеличение значения порога θ нецелесообразно. В результате опытного применения предложенного способа сжатия ЭКС установлено, что достигаемый коэффициент сжатия находится в пределах 3 – 4. Специфика представления данных в памяти устройства сбора данных и применение масштабирования коэффициентов вейвлет преобразования позволяет отказаться от применения алгоритмов сжатия коэффициентов вейвлет преобразования исходного сигнала.

Выводы

В настоящей главе рассмотрены вопросы исследования и выбора структурных и алгоритмических решений необходимых для ведения длительного мониторинга сердечной деятельности. Приведено обоснование выбора структуры системы телемониторинга, в которую входят: беспроводные датчики, регистрирующие физиологические сигналы, автономное устройство сбора и обработки данных, смартфон и удаленный медицинский сервер. Связь между элементами системы мониторинга осуществляется при технологии Bluetooth LE осуществляющей радиосвязь в свободном от лицензирования ISM-радиодиапазоне (англ. Industry, Science and Medicine) и ориентированной на применение в миниатюрных сенсорах с автономным питанием.

Выполнен сравнительный анализ системы вейвлет-фильтрации и блока цифровых фильтров с фиксированной АЧХ. Применение блока фильтров с фиксированной АЧХ является предпочтительным за счет меньшего количества вычислительных операций необходимых для обработки сигнала фиксированной длины (различие в два порядка), а также за счет достигаемого отношения сигнал-шум равного 30 против отношения равного 20 при использовании вейвлет-фильтра.

Рассмотрено решение задачи выявления искаженных участков ЭКС при помощи совместного применения метода опорных векторов и критериев оценки качества сигнала. Существующие критерии качества сигнала исследовались при помощи таких оценок как информативность и вычислительная сложность. Установлено, что в ряде случаев критерии качества, основанные на сравнении результата работы двух детекторов *QRS* комплексов, могут оказаться неработоспособным по причине сходных ошибок выявления *QRS* комплексов обоими детекторами. Наиболее перспективным является применение критериев, в основе которых лежат статистический момент четвертого порядка и первая производная ЭКС. В результате применения данных критериев к ЭКС

полученному емкостными сенсорами, так и к сигналу из банка PhysioNet установлено, что примененные критерии обладают наибольшей информативностью и требуют существенно меньше (более чем в три раза) вычислительных операций по сравнению с другими известными критериями качества сигнала.

Показана возможность автоматизированного формирования обучающей выборки для метода опорных векторов с учетом индивидуальных особенностей пользователя системы телемониторинга, при помощи алгоритма, основанного на автокорреляционном анализе фрагментов ЭКС. В результате применения данного алгоритма с использованием ЭКС полученного из базы данных PhysioNet, а также ЭКС от емкостных бесконтактных сенсоров, получено значение чувствительности $Se = 0.85$, а специфичности $Sp = 0.9$.

Рассмотрен способ классификации, ЭКС обладающий свойством инвариантности к длительности и форме искаженных участков. Установлено, что предложенный классификатор несмотря на применение меньшего количества критериев качества сигнала (требует меньшего количества вычислительных операций), обладает параметрами, сравнимыми с классификаторами, рассмотренными в литературе, в основе которых лежит применение трех и более критериев качества – специфичностью $Sp = 0.88$, чувствительностью $Se = 0.86$. Применение системы выявления искажений снижает требования к робастности алгоритмов обработки ЭКС и упрощает визуальный анализ сигнала, выполняемый медицинским персоналом.

Показана возможность сжатия, ЭКС представленного в бинарном формате при помощи предложенного способа, основанного на масштабировании и изменении формы представления коэффициентов вейвлет преобразования ЭКС. Показано, что предложенный алгоритм позволяет достичь коэффициента сжатия в пределах 3 – 4 и в отличие от известных подходов основанных на аппарате вейвлет-преобразований, не требует применения дополнительных алгоритмов сжатия коэффициентов вейвлет-преобразования, формирования и сохранения словаря.

Глава 3 Реализация прототипа системы дистанционного мониторинга сердечной деятельности

Разработанная в ИАиЭ СОРАН с участием автора система телемониторинга обладает структурой обоснование эффективности, которой приведено в главе 2. Блок-схема системы приведена на рисунке 36.

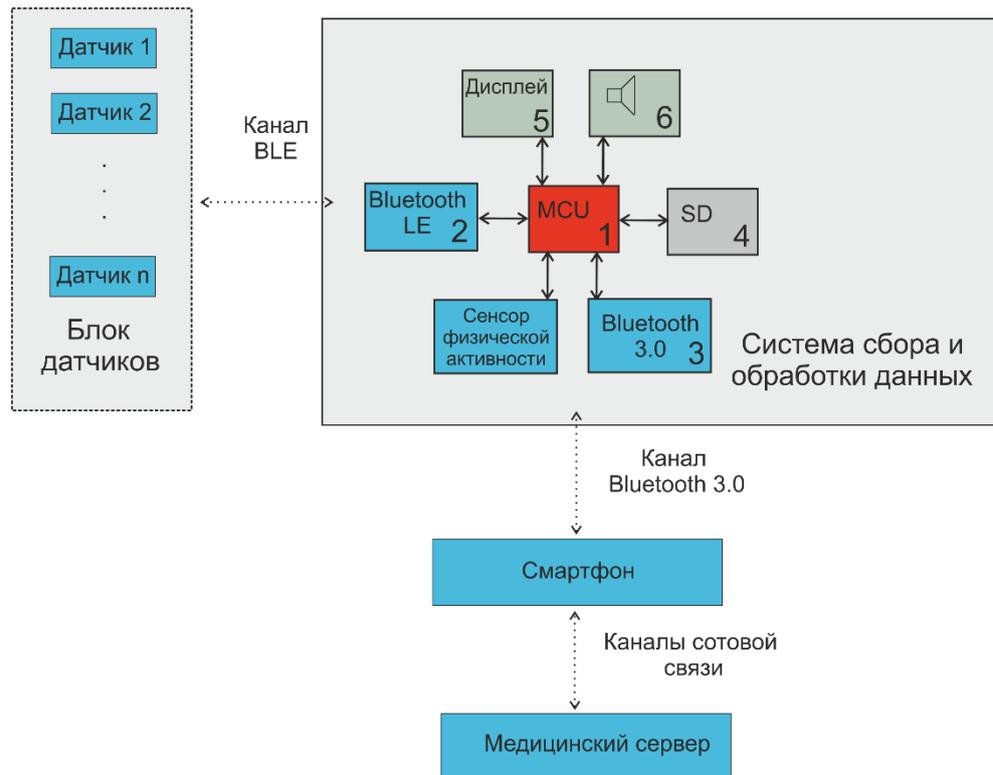


Рисунок 36 – Блок-схема структуры системы телемониторинга. 1 – управляющий микроконтроллер, 2 – узел беспроводной связи с датчиками по каналу Bluetooth LE, 3 – узел беспроводной связи по каналу Bluetooth 3.0, 4 – узел долговременного хранения данных (SDкарта), 5 – дисплей, 6 – узел звукового оповещения

В состав системы телемониторинга входит Блок датчиков физиологических сигналов, Система сбора и обработки данных, Смартфон и удаленный Медицинский сервер. Блок датчиков физиологических сигналов содержит интеллектуальные датчики ЭКГ емкостного типа и оптический датчик пульса с интегрированными модулями Bluetooth LE. Система сбора и обработки данных содержит следующие основные узлы: управляющий микроконтроллер (MCU) 1,

узел беспроводной связи по каналу Bluetooth LE 2, 3 – узел беспроводной связи по каналу Bluetooth 3.0, узел долговременного хранения данных 4, дисплей 5, узел звукового оповещения 6, а также сенсор физической активности применение, которого необходимо для контроля качества получаемых данных, о чем будет сказано ниже. Смартфон имеет установленное специализированное ПО предназначенное для отображения параметров сердечно сосудистой системы пациента, контролируемых в процессе мониторинга. Медицинский сервер может содержать программное обеспечение выполняющее систематизацию данных получаемых от нескольких систем телемониторинга для автоматизации ведения медицинских карт и организации неотложной помощи. Передача данных от датчиков физиологических сигналов системе сбора и обработки данных производится по каналу Bluetooth LE (BLE), передача данных смартфону осуществляется по каналу Bluetooth 3.0 (для унификации с различными типами смартфонов). Связь системы телемониторинга с медицинским сервером осуществляется путем передачи данных от смартфона по каналам сотовой связи (мобильного интернета).

Интеллектуальные беспроводные датчики производят регистрацию, предварительную аналоговую фильтрацию физиологических сигналов с последующим аналого-цифровым преобразованием и передачей полученной дискретной последовательности по каналу BLE в узел беспроводной связи 2 системы сбора и обработки данных. Узел беспроводной связи производит определение источника данных (тип датчика) и передает полученные последовательности в управляющий микроконтроллер 1 системы сбора и обработки данных, где выполняются алгоритмы предварительной обработки и сжатия ЭКС, рассмотренные во второй главе настоящей работы. Полученный после предварительной обработки ЭКС сжимается при помощи предложенного алгоритма и сохраняется в долговременной памяти 4. Затем микроконтроллер 1 выполняет определение параметров физиологических сигналов при помощи специализированных алгоритмов. В результате обработки ЭКС микроконтроллером 1 определяется необходимость передачи тревожных

сообщений пациенту при помощи дисплея 5 и узла звукового оповещения 6. Для обеспечения обмена данными с медицинским сервером система сбора данных при помощи узла 3 беспроводной связи по каналу Bluetooth 3.0 обменивается данными со смартфоном, передающим данные на медицинский сервер по каналам сотовой связи.

Процесс предварительной обработки и сжатия, по предложенным нами алгоритмам (раздел 2. Главы 2 настоящей работы), выполняется микроконтроллером 1 и основан на ограничении и коррекции частотного спектра ЭКС в блоке цифровых фильтров и выявлении искаженных участков ЭКС при помощи классификатора, основанного на методе опорных векторов и адаптивном формировании обучающей выборки. Сжатие ЭКС осуществляется путем пороговых преобразований и масштабирования коэффициентов вейвлет преобразования. Рассмотрим блок-схему процесса предварительной обработки и сжатия, приведенную на рисунке 37.

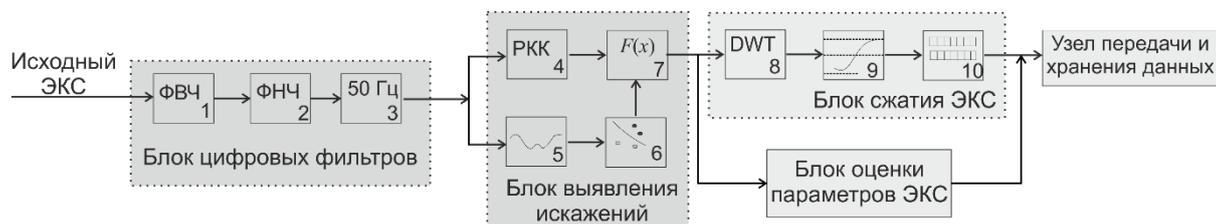


Рисунок 37 – Блок-схема процесса предварительной обработки ЭКС. 1 – Фильтр высоких частот, 2 – фильтр низких частот, 3 – фильтр наводки напряжения промышленной частоты, 4 – узел расчета критериев качества сигнала, 5 – узел выявления фрагментов ЭКС для обучающей выборки, 6 – узел расчета значения классифицирующей функции, 7 – узел формирования параметров классифицирующей функции, 8 – узел дискретного вейвлет преобразования, 9 – узел пороговой обработки и масштабирования коэффициентов вейвлет преобразования, 10 – узел изменения формата представления коэффициентов вейвлет преобразования

Процесс, приведенный на блок-схеме на рисунке 37, заключается в обработке дискретного ЭКС Блоком цифровых фильтров, состоящим из фильтров

1-3 и последующей обработкой результата Блоком выявления искажений. В состав блока выявления искажений входит узел расчета критериев качества 4, узлы 5 – 6 адаптивного формирования обучающей выборки и узел 7 расчета значения классифицирующей функции. Результат фильтрации и выявления искажений подается на вход Блоков сжатия и оценки параметров ЭКС. Блок сжатия состоит из узла 8 дискретного вейвлет преобразования, узла 9 пороговой обработки и масштабирования коэффициентов вейвлет преобразования и узла 10 изменения формата представления коэффициентов вейвлет преобразования. Результаты сжатия и оценки параметров ЭКС подаются на вход Узла передачи и хранения данных. Блок оценки параметров ЭКС может производить оценку таких параметров как RR интервал (частоту сердечных сокращений), длительность QRS комплексов, параметры сегмента ST и другие параметры. Кроме того, данный блок выполняет сравнение контролируемых параметров с заданными уставками и в случае критических отклонений формирует запрос на передачу тревожного сообщения.

Рассмотрим более подробно процесс предварительной обработки и сжатия ЭКС. Фильтрация дискретного ЭКС заключается в последовательной обработке фильтрами 1 – 3 ограничивающими спектр ЭКС в области высоких и низких частот, а также для подавления влияния наводки напряжения промышленной частоты. Результат работы блока фильтрации передается на вход блока выявления искажений, в котором применены предложенные во второй главе алгоритмы выявления искажений. Дискретные отсчеты ЭКС подаются на вход узла расчета критериев качества 4 и узла 5 производящего выявление фрагментов ЭКС для обучающей выборки в случае начала работы системы телемониторинга, а также периодически для компенсации изменений формы QRS комплексов, связанных с физиологическим состоянием пациента и перемещении датчика относительно кожных покровов. Выявление узлом 5 таких фрагментов производится при помощи автокорреляционного алгоритма, рассмотренного в разделе 2.3.3 второй главы. В соответствии с данным алгоритмом, формируется набор неискаженных фрагментов дискретного ЭКС, которые поступают на вход узла 6, который

формирует параметры уравнения описывающего разделяющую гиперплоскость. Полученные параметры разделяющей гиперплоскости передаются узлу 7 расчета значения классифицирующей функции, работа которого описана в разделе 2.3.4 второй главы.

Полученный в результате работы блоков фильтрации и блока выявления искажений ЭКС подается на вход блока сжатия ЭКС и блок, алгоритм работы которого предложен в разделе 2.4 второй главы. Формируемые на выходе узла 8 коэффициенты обрабатываются пороговым алгоритмом и масштабируются узлом 9, после чего узел 10 выполняет упаковку полученных коэффициентов, которые передаются на вход узла передачи и хранения данных. Кроме коэффициентов вейвлет преобразования на вход узла передачи и хранения данных передается результат работы блока оценки параметров ЭКС. Узел передачи и хранения данных по результатам работы блока оценки параметров ЭКС выполняет определение необходимости оповещения пациента и медицинского персонала о критическом отклонении контролируемых параметров. Оповещение пациента в случае отклонения параметров осуществляется при помощи дисплея 5 и узла звукового оповещения 6 (см. рисунок 36). Кроме этого узел передачи и хранения данных осуществляет управление процессами передачи регистрируемых физиологических сигналов на медицинский сервер и их сохранения узлом долговременного хранения данных 4 (см. рисунок 36).
Бесконтактный беспроводной датчик ЭКГ ИАиЭ СО РАН

Для регистрации ЭКС в ИАиЭ СО РАН разработаны интеллектуальные беспроводные датчики емкостного типа, допускающие длительное многократное использование и не требующие применения средств улучшения электрического контакта, структура которых приведена на рисунке 38.

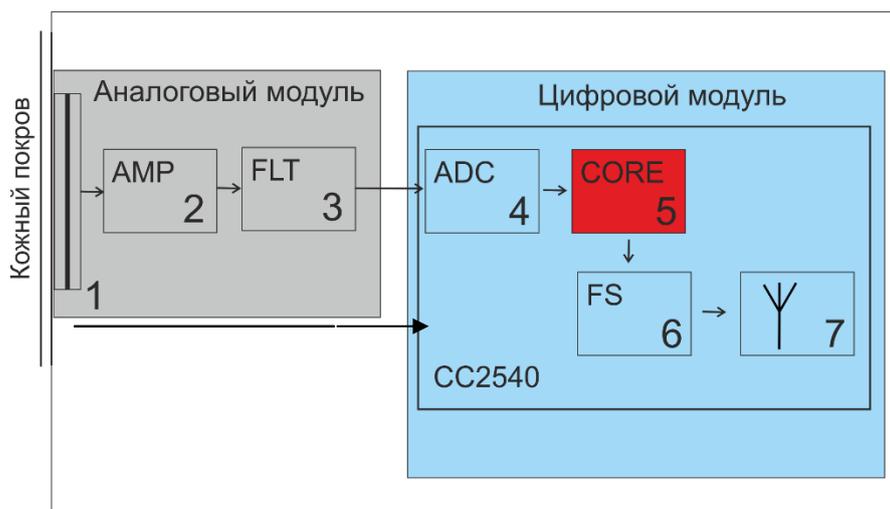


Рисунок 38 – Блок-схема бесконтактного датчика ЭКГ. 1 – регистрирующая площадка, 2 – узел усиления, 3 – узел фильтрации, CC 2540 – микроконтроллер, 4 – АЦП, 5 – ядро микроконтроллера, 6 – узел согласования радиочастот, 7 – чип-антенна

Датчик ЭКГ состоит из двух основных модулей – аналогового и цифрового/ Аналоговый модуль состоит из регистрирующей площадки 1, которая состоит из электрода (на рисунке 38 отмечен полужирной линией) покрытого диэлектриком, площадка 1 соединена с узлом усиления 2 инвертирующей конфигурации схемы «front-end» со стабилизацией рабочей точки усилителя с помощью нелинейного элемента в цепи отрицательной обратной связи. Выход узла усиления 2 соединен с согласующим аналоговым фильтром, предназначенным для подавления эффекта наложения спектров и частичной компенсации наводки напряжения промышленной частоты. Полученный в результате фильтрации сигнал подается на вход АЦП 4 микроконтроллера CC2540, после чего ядром 5 и микроконтроллера производятся преобразования дискретных отсчетов сигнала необходимые для их передачи по беспроводному каналу в устройство сбора данных (см. рисунок 36). Затем полученная цифровая последовательность демодулируется узлом согласования частот 6, соединенным с чип-антенной 7. Датчик обеспечивается электропитанием от батареи типа CR2032, аналоговый и

цифровой модуль имеют развязку по питанию. Схемотехнические решения датчика ЭКГ, в том числе разработка узла усиления 2 была выполнена Вилейко В.В. (ИАиЭ СО РАН), разработка и программирование цифрового модуля была выполнена с участием автора.

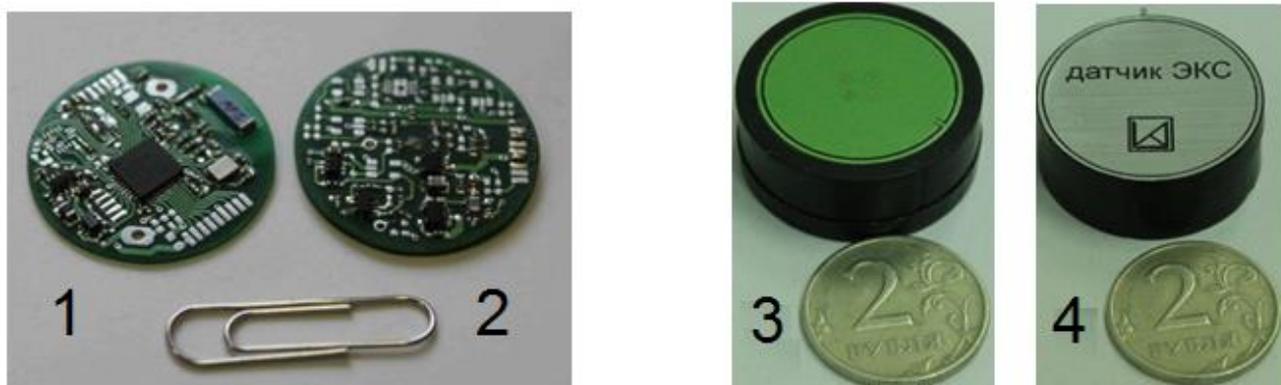


Рисунок 39 –Внешний вид датчика ЭКГ Слева без корпуса, справа в корпусе, 1 – цифровой модуль, 2 – аналоговый модуль, 3 – вид со стороны регистрирующей площадки, 4 – внешняя сторона датчика

На рисунке 39 показан внешний вид разработанного датчика, в левой части приведен вид цифрового 1 и аналогового 2 модулей, а в правой части вид датчика в корпусе: 3 – вид со стороны регистрирующей площадки, а 4 – вид с внешней стороны датчика. В основе цифрового модуля 1 лежит система на одном кристалле (SoC) CC2540 производства Texas Instruments реализующей передачу данных по беспроводному каналу BLE [77]. Канал BLE позволяет передавать данные в нескольких режимах, характеризующихся различной пропускной способностью и энергопотреблением.

На рисунке 40 представлен общий вид пользовательской части беспроводной системы телемониторинга



Рисунок 40 – Общий вид прототипа беспроводной системы телемониторинга. 1 – Датчик ЭКС, 2 – устройство сбора и обработки данных 3 – коммуникатор

3.1 Особенность работы канала Bluetooth LE в системе телемониторинга

Рассмотрим особенности BLE устройств и возможность их применения для одновременного обмена данными с несколькими датчиками физиологических сигналов. Определим параметры соединения BLE устройств от которых зависит пропускная способность радиоканала и величина потребляемого тока устройством передачи данных.

Для определения набора функций, предоставляемых Bluetooth устройством, введено такое понятие как профиль. Профиль задает правила формирования и передачи пакетов, содержащих пользовательские данные, между устройствами. Каждый профиль содержит одну или несколько «характеристик» - переменных содержащих пользовательские данные, помимо этого каждый профиль содержит так называемый сервис, определяющий права доступа к каждой характеристике. BLE устройства можно разделить на два типа: master – устройства и slave – устройства, которые могут образовывать пикосеть топологии «звезда» состоящую из одного master – устройства и нескольких slave – устройств [78]. В случае системы телемониторинга master – устройством является узел беспроводной связи

с датчиками по каналу Bluetooth LE устройства сбора и обработки данных (см. рисунок 36), а slave – устройством цифровой модуль датчика ЭКГ (см. рисунок 39).

Передача данных между двумя BLE устройствами осуществляется не постоянно, а в определенные моменты «соединения» (англ. connection event), интервал соединения может изменяться в значительных пределах от 50 мс до 4 с. В момент «соединения» производится передача служебной информации и пользовательских данных, в одном передаваемом пакете содержится до 20 байт пользовательской информации, в зависимости от способа передачи данных за одно событие «соединения» может быть передано до 4 пакетов. Способы передачи пользовательских данных между двумя BLE устройствами можно разделить на две группы:

- Передача данных методом чтения/записи характеристики.
- Передача данных методом уведомлений.

Разница данных способов передачи данных заключается в том, что метод чтения/записи характеристики обеспечивает гарантию доставки пользовательских данных, а передача методом уведомлений допускает потери данных. От способа передачи данных и интервала между соединениями зависит скорость передачи данных и, следовательно, частота дискретизации ЭКС. Определим способ обмена данными пригодный для использования в датчике ЭКГ, для этого определим пропускную способность канала BLE в зависимости от способа обмена данными, интервала соединений и количества узлов в пикосети. Для этого рассмотрим особенности передачи данных методом чтения/записи значения характеристики.

Передача пользовательских данных методом чтения/записи значения характеристики осуществляется в несколько этапов – производится физическое установление связи между master и slave устройствами, после чего master – устройство осуществляет поиск необходимого сервиса и характеристики, если в результате искомый сервис и характеристика найдена, фиксируется descriptor при

помощи которого осуществляется доступ к характеристике. После окончания установления физического и логического соединений master – устройство имеет возможность производить запись или чтение характеристики. Как показано выше, обмен данными осуществляется через определенные промежутки времени, во время «соединения» устройств, от интервала между которыми зависит скорость чтения/записи характеристики. В таблице 10 приведено сравнение скорости чтения характеристики длиной 120 байт при различных интервалах соединения, а также приведена теоретически предельно возможная частота дискретизации сигнала при которой не возникнет потерь данных. Потеря данных может возникнуть за счет возможного переполнения буферов (массивов) предназначенных для хранения значений характеристики и используемых для временного хранения накопленного сигнала. Неконтролируемая потеря участков ЭКС приведет к внесению нестационарных искажений в полезный сигнал и как следствие к ошибкам измерения характерных временных интервалов, например, таких как RR интервал.

Таблица 10 – Сравнение времени чтения характеристики длиной 120 байт при различных интервалах соединения.

Интервал соединения, мс	Время чтения характеристики, мс	Предельный период дискретизации, мс	Предельная частота дискретизации, Гц
62	620	5,2	193,5
100	1000	8,4	120
125	1200	10	100
150	1800	15	66,5
175	1900	15,9	63
200	2000	16,6	60
225	2240	18,6	53,5
250	2500	20,89	48
300	3000	25	40

Время чтения характеристики приведенное во втором столбце таблицы определено путем оценки длительности прямоугольного импульса начало и окончание которого соответствует началу и окончанию приема характеристики master-устройством. Прямоугольный импульс формировался путем управления одним из портов ввода-вывода микроконтроллера и фиксировался при помощи осциллографа. Теоретический предел минимального значения периода дискретизации приведенный в таблице 10 равен отношению времени чтения характеристики к длине характеристики. При помощи минимального значения периода дискретизации возможно определить теоретический предел максимального значения частоты дискретизации, при которой вновь поступающие отсчеты сигнала будут переданы без потерь и возникновения переполнения памяти. Передача данных без потерь также зависит от своевременного чтения значения характеристики, так как инициатором передачи

данных таким способом может быть только master-устройство, то требуется обеспечение синхронизации между окончанием накопления данных в количестве равном длине характеристики и очередным событием «соединения». Однако, программное обеспечение, поставляемое с микроконтроллером СС2540, не позволяет master-устройству выполнять регистрацию события «соединения» доступную для пользователя, что позволит передавать данные методом уведомлений.

Для оценки пропускной способности канала связи с обеспечением синхронизации разработан профиль, состоящий из двух характеристик. Первая характеристика предназначена для передачи ЭКС и реализована в виде массива без знаковых однобайтных целых имеющего переменную длину, а вторая характеристика реализована в виде однобайтового целого без знака и предназначена для передачи команд slave – устройству и уведомления master – устройства о возможности чтения первой характеристики. Профиль также содержит временное хранилище данных предназначенное для поступающих отсчетов ЭКС на время очередного чтения характеристики. После того как хранилище заполняется, производится запись накопленных данных в характеристику и отправляется уведомление master-устройству. На рисунке 41 представлена временная диаграмма, на которой показаны события синхронизации и события начала и окончания чтения характеристики.

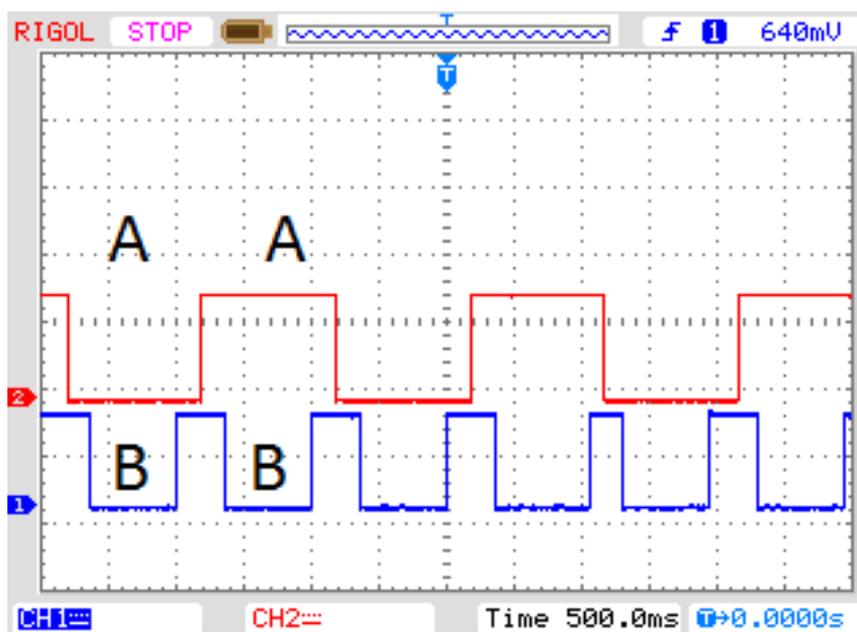


Рисунок 41 – Временная диаграмма событий синхронизации и событий начала и окончания чтения характеристики. 1 – первый канал (кривая снизу) отображает события окончания и начала чтения характеристики 2 – второй канал (кривая сверху) отображает события синхронизации (скриншот с экрана цифрового осциллографа Rigol)

На осциллограмме, приведенной на рисунке 41 интервал А сигнала 2 соответствует накоплению отсчетов сигнала в количестве равном длине характеристики, а его инверсия соответствует отправлению уведомления о возможности чтения значения характеристики master – устройством. Интервал В – нулевое значение сигнала 1, соответствует процессу чтения значения характеристики содержащей отсчеты сигнала. Для отсутствия потерь чтение характеристики завершается до уведомления о готовности к отправке последующих накопленных данных и интервал В полностью принадлежит интервалу А, как показано на осциллограмме, полученной при частоте дискретизации сигнала 150 Гц и интервале соединения 60 мс, при длине характеристики 120 байт. В результате моделирования с использованием данных приведенных таблице 10, в ходе которого производилась вариация интервала

«соединений», частоты дискретизации сигнала и длины характеристики установлено, что длина характеристики не оказывает существенного влияния на предельную частоту дискретизации. Также в результате моделирования установлено, что практический максимальный предел частоты дискретизации находится на 20 – 25 % ниже теоретического предела, приведенного в таблице 10. Кроме того, даже незначительное снижение интервала «соединений», например, от 60 до 80 мс, приводит к потере данных. Рассмотрим особенности передачи данных методом уведомлений и сравним полученные результаты с результатами, полученными для метода чтения/записи значения характеристики.

Для определения пропускной способности канала BLE при использовании метода уведомлений разработан профиль BLE содержащий одну характеристику, предназначенную для управления датчиком и уведомления master – устройства пакетом пользовательских данных. Максимальная длина передаваемого пакета методом уведомлений равна 20 байтам, за одно событие «соединения» может быть передано до четырех пакетов. В ходе моделирования целью которого являлось определение пропускной способности канала BLE без потерь данных, производилась передача 500 пакетов, содержащих 20 байт пользовательских данных, и оценивалось количество потерянных пакетов. При этом, моделирование выполнялось для различных интервалов соединения и различной частоты поступающих данных (период дискретизации сигнала). Результат такого для случая одного датчика приведен в таблице 11.

Таблица 11 – Результат определения пропускной способности канала в случае одного датчика.

Частота дискретизации, Гц	Интервал соединения, мс
500	100
333	150
200	250
142	400
100	500

В таблице 11 приведены интервалы «соединений» и допустимые параметры дискретизации сигнала, при которых не возникает потерь данных. При этом следует отметить, что снижение интервала «соединений» ниже 100 мс приводит к потере устойчивости соединения master и slave устройств, как во время ожидания передачи данных, так и во время их передачи. Как видно из таблицы 11 при работе с одним датчиком и передачей данных методом уведомлений допускается работа с широким диапазоном частот дискретизации, что в перспективе позволит реализовать многорежимную работу системы мониторинга. Возможность изменения частоты дискретизации интервалов «соединений» позволит управлять энергопотреблением системы мониторинга и получать сигнал пригодный для получения различных видов диагностической информации. Дискретизация сигнала с частотой 500 Гц, в соответствии с ГОСТ ИЕС 60601-2-51-2011, регулирующим параметры стационарных электрокардиографов позволит производить оценку всех диагностически значимых параметров ЭКС. Более низкие частоты дискретизации, в соответствии с ГОСТ, регулирующим параметры длительных кардиологических мониторов, позволит производить оценку основных временных интервалов сигнала, например, *RR* интервалов, циркадных ритмов и т.д. Однако работа системы мониторинга только с одним датчиком ЭКГ снижает диагностическую значимость получаемых данных, но и

снижает общую надежность системы мониторинга. Для оценки возможности многоканальной регистрации ЭКС для master – устройства разработано специализированное программное обеспечение, позволяющее помимо запуска и останова дискретизации сигнала отслеживать количество пакетов, полученных от каждого датчика, производить изменение интервалов «соединений». Процесс оценки параметров соединения и дискретизации сигнала в случае одновременной работы двух датчиков состоял из следующих шагов. Производилась последовательная установка физического и логического соединения с датчиками, после чего производился запуск дискретизации сигнала при различных частотах дискретизации и параметрах соединения с одновременной оценкой количества потерянных пакетов. Как и в случае с одним датчиком, производилась отправка 500 пакетов каждым датчиком. В результате моделирования были получены зависимости среднего по двум датчикам количества потерянных пакетов от интервала «соединений», приведенные на рисунке 42.

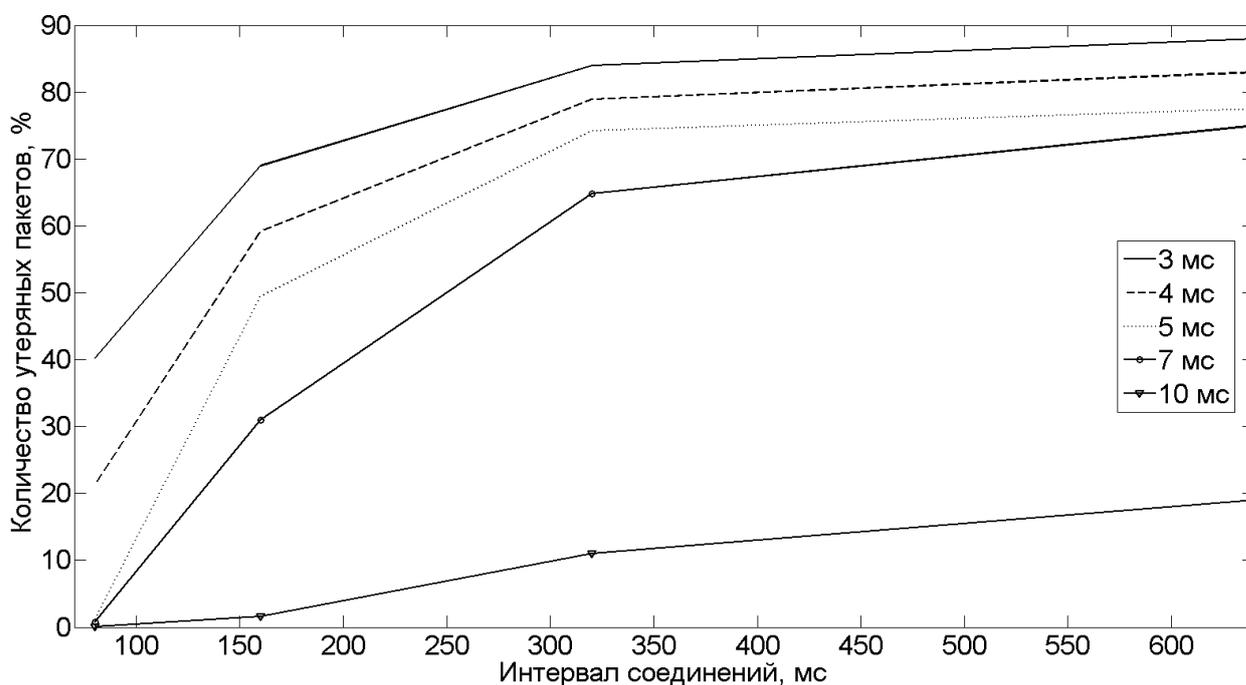


Рисунок 42 – Зависимость среднего количества потерянных пакетов

Как видно из рисунка 42, одновременная работа двух датчиков существенно снижает частоту дискретизации, при которой не возникает потерь данных во

время передачи. Одна из причин потери данных заключается в том, что процедура копирования полученных по радиоканалу данных может занять длительный промежуток времени, на протяжении которого могут быть отправлены данные от другого датчика. Для снижения объема потерянных данных возможно использовать события «соединения», момент возникновения которых можно зафиксировать в диспетчере событий операционной системы микроконтроллера СС2540, что может быть использовано для синхронизации начала работы встроенного АЦП. Однако, интервал соединения, как и период дискретизации является нестационарной величиной и не может быть использован в качестве момента синхронизации для начала сбора данных. Таким образом, при работе с низкой частотой дискретизации, порядка (100 – 150 Гц) удастся достигнуть передачу данных с потерями в пределах 0 – 20 % при интервале соединения в пределах 100 – 200 мс.

Как было показано выше, передача данных между ВLE может осуществляться в двух режимах – методов уведомлений и методом чтения/записи значения характеристики. Помимо определения достигаемой частоты дискретизации необходимо определить параметры энергопотребления при использовании данных методов.

Величина потребляемого тока датчиком ЭКГ зависит от интервала соединения и частоты дискретизации сигнала, зависящих от способа передачи данных между master и slave устройствами. В данном разделе настоящей работы будет рассмотрено влияние способа передачи данных и как следствие, частоты дискретизации сигнала на параметры энергопотребления датчика ЭКГ. В силу передачи данных через определенные промежутки времени величина среднего потребляемого тока может изменяться в широких пределах – от десятков миллиампер до единиц микроампер. На рисунке 43 показан общий вид зависимости потребляемого тока slave устройством от времени во время установленного соединения.

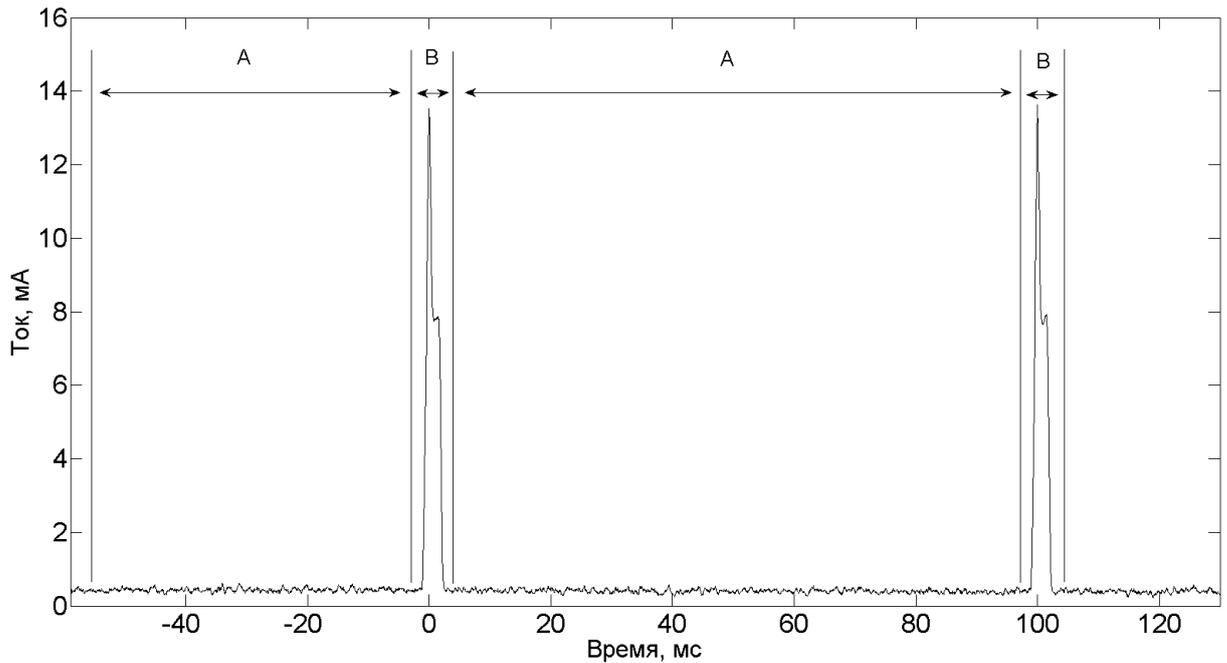


Рисунок 43 – Зависимость потребляемого тока от времени slave – устройством

На рисунке 43 выделены следующие зоны, отражающие два основных состояния BLE устройства: зона А соответствует состоянию «сна» микроконтроллера между событиями «соединения», зона В соответствует событию «соединения» во время которого происходит передача пользовательских и служебных данных [67]. Более детально приведен общий вид зависимости потребляемого тока во время события «соединения» показан на рисунке 44.

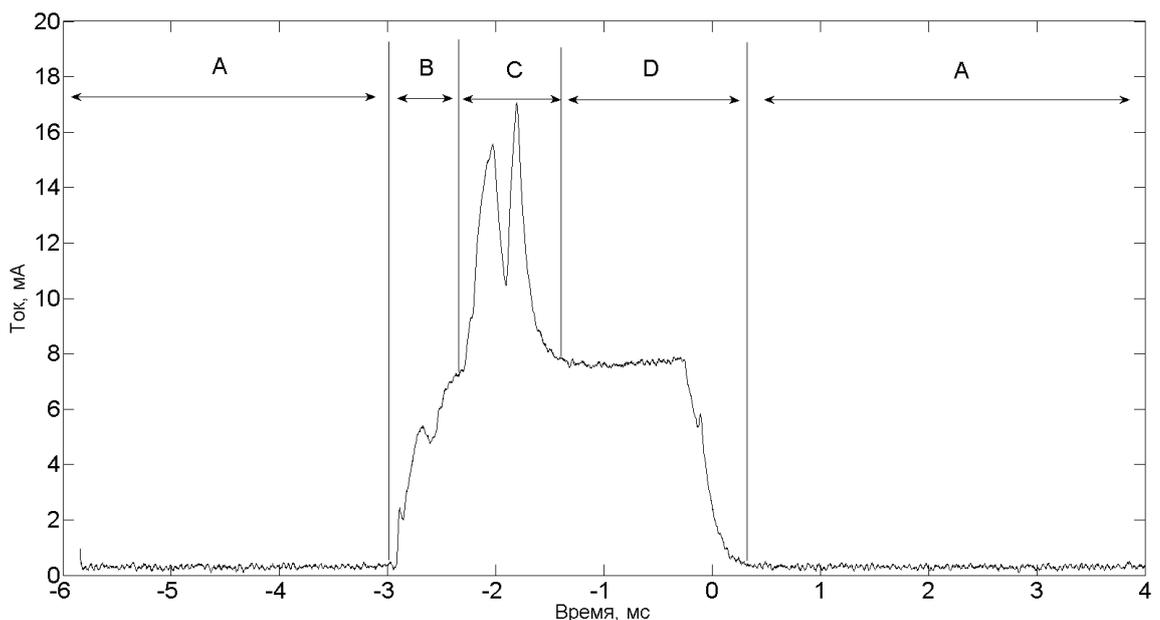


Рисунок 44 – Зависимость потребляемого тока от времени slave-устройством

Зона А соответствует режиму сна микроконтроллера; зона В соответствует процессу перехода микроконтроллера в активный режим и подготовке к обмену данными; зона С соответствует передаче данных, длительность данной зоны зависит от количества передаваемых данных, а зона D соответствует подготовке к переходу в режим сна. В документе [67] входящим в сопроводительную документацию микроконтроллера CC2540 приведена средняя величина потребляемого тока пределах одного микроампера, а среднее значение во время «соединения» находится в пределах 10 мА. Общая величина среднего потребляемого тока находится в пределах 0.029 мА и получена при помощи выражения:

$$I_{avg} = \frac{I_{sl}(T_{ci} - T_{ce}) + T_{ce} \cdot I_{ce}}{T_{ci}}, \quad (55)$$

где I_{avg} – средний потребляемый ток, T_{ci} – интервал между «соединениями», T_{ce} – длительность интервала «соединения», I_{sl} – средний потребляемый ток между «соединениями», I_{ce} – средний потребляемый ток во время «соединения». Величина I_{ce} определялась при интервале «соединений» T_{ce} равном 1000 мс, путем регистрации при помощи осциллографа зависимости падения напряжения от времени на дополнительном сопротивлении величиной 10 Ом включенном последовательно в цепи питания slave-устройства. На полученной зависимости падения напряжения выявляется участок «соединения», для которого определяется среднее значение напряжения, при помощи которого рассчитывается значение I_{ce} . При этом, величина I_{sl} в данном документе была определена с помощью цифрового мультиметра, по причине низкого отношения сигнал – шум зависимости падения напряжения от времени на дополнительном сопротивлении при микроамперном потреблении, для повышения точности измерений интервал «соединений» был увеличен до 8 секунд. Однако, в [67] рассмотрен случай, при котором slave – устройство между «соединениями» находится в режиме сна и не выполняет сбор данных. Установлено, что в случае работы АЦП и таймера, задающего частоту дискретизации сигнала, средняя величина потребляемого тока slave – устройством между «соединениями»

переходит из μA диапазона в mA диапазон. В связи с этим измерение средней величины потребляемого тока производилось при помощи осциллографа, каналы которого включены в дифференциальном режиме, для повышения отношения сигнал – шум величина сопротивления увеличена до 50 Ом. Также следует отметить, что операционная система микроконтроллера CC2540 обладает встроенными средствами снижения энергопотребления за счет которых при отключенных периферийных устройствах достигается микроамперное потребление в промежутки времени между «соединениями». Определение средней величины потребляемого тока при различных способах и параметрах передачи пользовательских данных производилось при включенных средствах энергосбережения операционной системы, а из периферийных устройств был использован АЦП и задающий частоту дискретизации таймер. Рассмотрим параметры энергопотребления slave-устройства в случае передачи данных методом уведомлений и методом чтения характеристики, при различных частотах дискретизации сигнала и соответствующих интервалах соединения, приведенных выше. На рисунке 45 приведен график зависимости потребляемого тока от времени для случая передачи данных методом уведомлений, при частоте дискретизации сигнала равной 500 Гц и интервале «соединений» равном 100 мс.

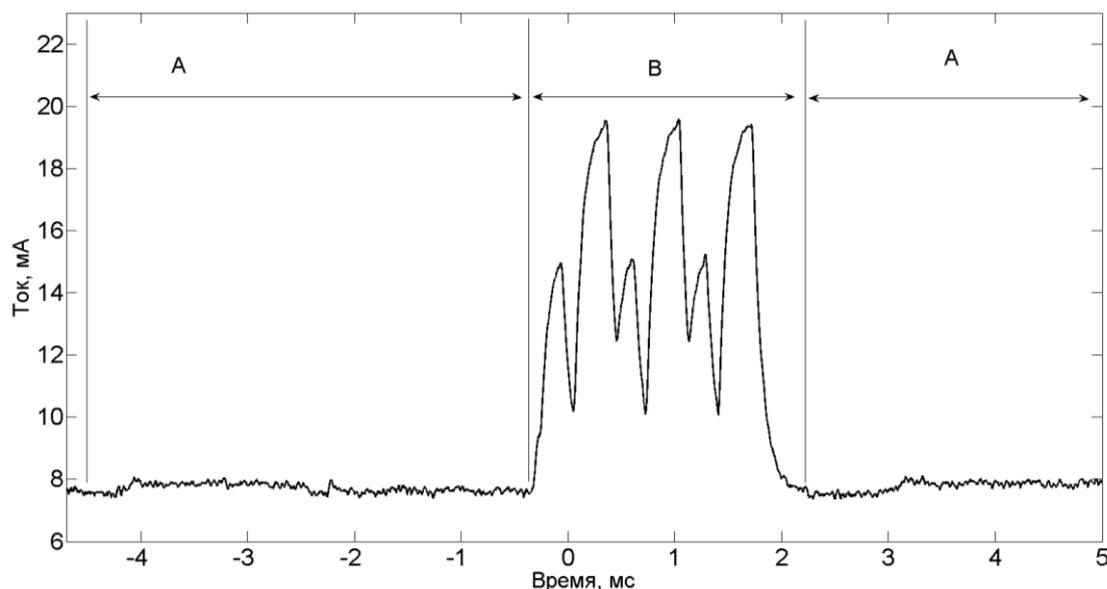


Рисунок 45 – График зависимости от времени величины потребляемого тока при передаче данных методом уведомлений, частоте дискретизации 500 Гц и интервале «соединений» 100 мс

График зависимости приведенный на рисунке 45 разделен на несколько интервалов – интервал А является участком промежутка между «соединениями» во время которого происходит работа АЦП и таймера. Как видно из графика, величина потребляемого тока в таком режиме находится в пределах 7.5 – 8 мА. На интервале В показано изменение величины потребляемого тока во время передачи накопленных данных. Общее значение средней величины потребляемого тока определялось при помощи методики приведенной в [67] и равно 7.55 мА. Аналогичные расчеты были произведены для остальных приведенных выше интервалов и частот дискретизации, полученных при оценке пропускной способности радиоканала при использовании метода уведомлений, результаты расчетов приведены в таблице:

Таблица 12 – Средняя величина потребляемого тока при различных параметрах дискретизации сигнала. F_d – частота дискретизации, T_{ci} – интервал «соединений», I_{avg} – среднее значение потребляемого тока.

F_d , Гц	T_{ci} , мс	I_{avg} , мА
500	100	10.3
330	150	4.46
200	250	2.5
140	400	2.35
100	500	1.75

Как видно из таблицы 12, средняя величина потребляемого тока имеет квазилинейную зависимость от частоты дискретизации сигнала. Снижение энергопотребления достигается не только за счет меньшего количества передаваемых данных, но и за счет периодического перехода микроконтроллера в спящий режим во время накопления данных при частоте дискретизации ниже 500 Гц, что иллюстрируют графики зависимости потребляемого тока от времени, приведенные на рисунке 46.

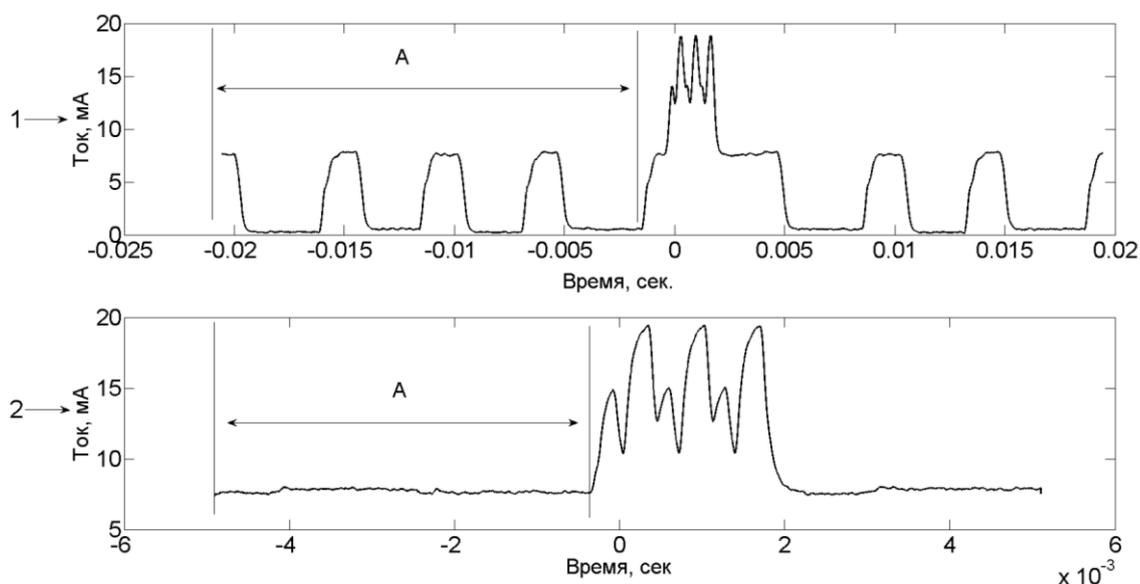


Рисунок 46 – 1 – график зависимости потребляемого тока от времени при частоте дискретизации 200 Гц, 2 – график зависимости потребляемого тока от времени при частоте дискретизации 500 Гц

На рисунке 46 представлены графики зависимости потребляемого тока от времени при частоте дискретизации 500 Гц (график 2) и частоте 200 Гц (график 1), интервал А отражает изменение энергопотребления во время дискретизации сигнала. Поведение зависимости на графике 1 имеет квазипериодический характер, с периодом равным периоду дискретизации сигнала, при котором происходит изменение потребляемого тока в пределах от 0.2 до 7.5 мА, за счет чего достигается снижение энергопотребления. Данные о среднем потребляемом токе в случае передачи данных методом уведомлений, приведенные в таблице 9, были получены при частотах дискретизации и интервалах «соединений» при которых не возникает потерь данных во время передачи. В случае передачи данных методом чтения/записи характеристики, как показано выше, отсутствие потерь пользовательских данных достигается при частоте дискретизации сигнала 150 Гц и интервале «соединений» 60 мс. График зависимости потребляемого тока от времени при данных условиях регистрации и передачи данных приведен на рисунке 47.

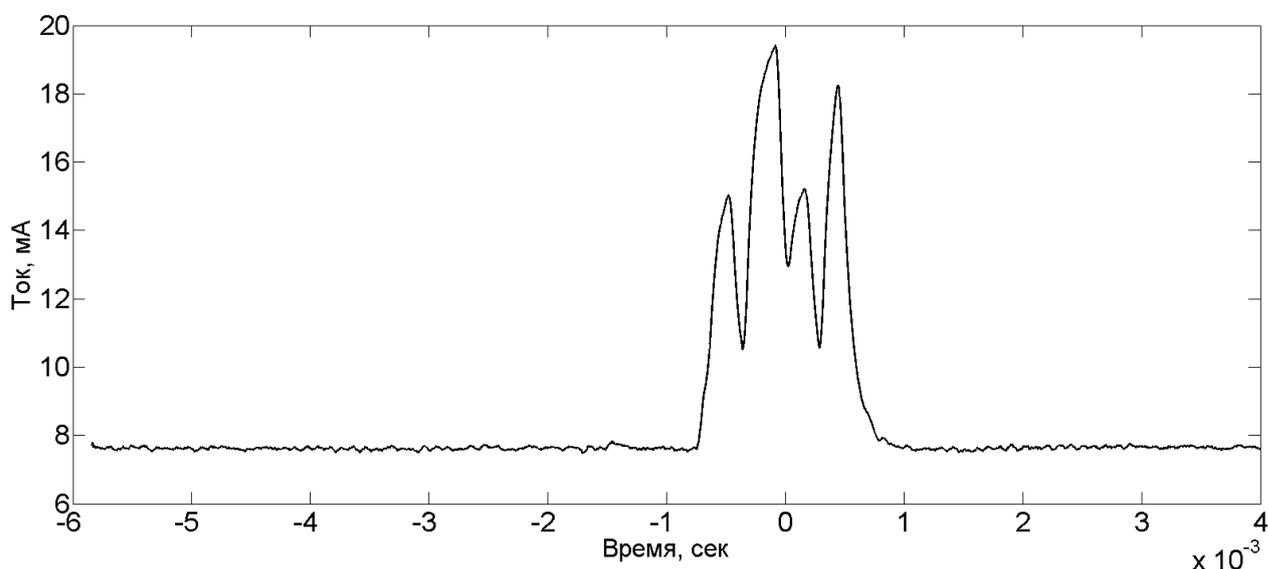


Рисунок 47 – Зависимость потребляемого тока от времени при передаче данных методом чтения/записи характеристики при частоте дискретизации сигнала 150 Гц

В результате разбиения полученной зависимости на интервалы с последующей подстановкой полученных значений в (55) получено среднее

значение потребляемого тока в пределах 7.7 мА. Сравнив приведенные в таблице 9 данные для случая передачи данных методом уведомлений, получим что при частоте дискретизации 150 Гц передача данных методом уведомлений оказывается более эффективной – средняя величина потребляемого тока slave – устройством в таком режиме находится в пределах 2.5 мА, против 7.7 мА в режиме передачи данных методом чтения/записи характеристики.

3.1.1 Определение частоты дискретизации ЭКС

Определение частоты дискретизации аналогового ЭКС выполняемой беспроводным датчиком ЭКГ определяется исходя из двух факторов – спектра аналогового сигнала, подаваемого на вход цифровой части беспроводного датчика и пропускной способности радиоканала. Амплитудно-частотная характеристика разработанного в ИАиЭ СО РАН емкостного сенсора ЭКС имеет частоту среза -3 дБ в области низких частот около 100 мГц и около 150 Гц в области высоких частот, подавление помехи промышленной частоты 50 Гц -40 дБ. Подавление -6 дБ достигается на частоте около 200 Гц, что соответствует четырехкратному снижению мощности сигнала на данной частоте. Исходя из этого и опираясь на рекомендации, приведенные в [26] частота дискретизации ограничена значением 500 Гц. Однако, установлено, что для обеспечения одновременной работы двух датчиков ЭКГ частота дискретизации сигнала должна находиться в пределах 150 Гц. Для согласования параметров дискретизации и беспроводного канала необходимо снизить частоту дискретизации в $R = 3$ раза с 500 до 160 Гц. При этом сигнал необходимо обработать подготавливающим фильтром низких частот, обеспечивающим подавление частот выше новой частоты Найквиста сигнала [58]. Помимо требуемой АЧХ, подготавливающий фильтр должен обладать линейной фазовой характеристикой для минимизации вносимых в полезный сигнал искажений. Кроме того, время обработки фильтром одного отсчета поступающего сигнала

должно быть меньше периода дискретизации. Применение двунаправленных БИХ фильтров для решения такой задачи не пригоден по причине недостаточного объема ОЗУ и производительности микроконтроллера беспроводного датчика ЭКГ.

Применение СИС фильтров Хогэнауэра затруднительно за счет необходимости увеличения динамического диапазона сигнала и необходимости компенсации неравномерностей АЧХ [79], что приводит к увеличению порядка фильтра и увеличению количества вычислительных операций.

В качестве подготавливающих КИХ фильтров зарекомендовали себя фильтры типа «приподнятый косинус» (ФПК), обладающих линейной фазовой характеристикой. Кроме того, данный тип фильтров не содержит цепей обратной связи и при работе не требует сохранения отсчетов сигнала полученных на выходе фильтра. что позволит снизить количество вычислительных операций при подготовке сигнала к снижению частоты дискретизации – так при снижении частоты дискретизации в три раза цепи умножения и сложения будут работать только для каждого третьего отсчета сигнала подаваемого на вход фильтра. Вид импульсной характеристики такого фильтра приведен на рисунке 48.

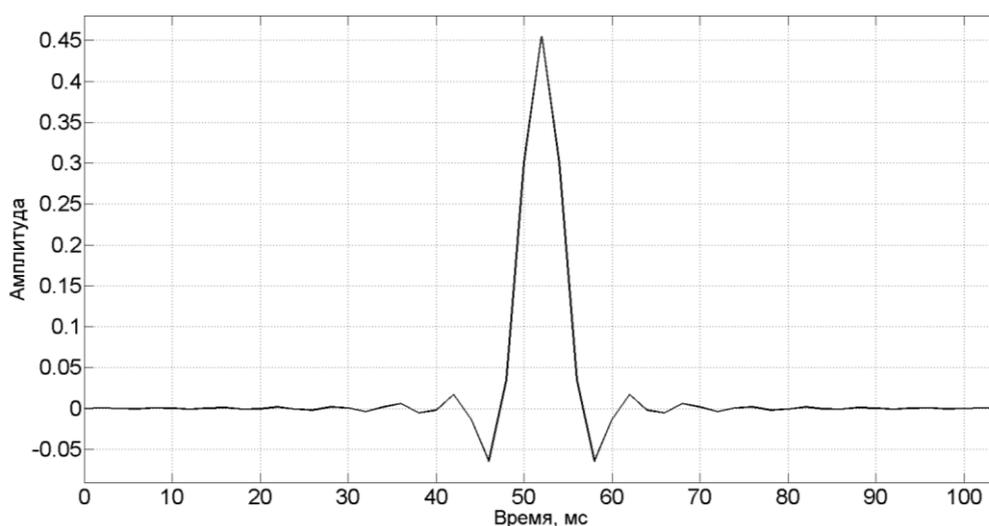


Рисунок 48 – Общий вид импульсной характеристики ФПК

Как известно, для КИХ фильтров импульсная характеристика совпадает с коэффициентами передаточной характеристики и обладает симметричной

структурой, что позволит уменьшить число выполняемых операций умножения при работе такого фильтра за счет предварительного сложения отсчетов входного сигнала, умножаемых на равные коэффициенты фильтра. Кроме того, из рисунка 53 видно, что коэффициенты ФПК обладают периодической структурой – нулевые коэффициенты чередуются с ненулевыми. К ФПК фильтрам относятся полуполосные фильтры и фильтры Найквиста, применяемые в качестве подготавливающих фильтров при уменьшении частоты дискретизации сигнала. Полуполосный фильтр применяется при понижении частоты дискретизации в два раза и обеспечивает подавление -6 дБ на частоте $F_c = F_s/4$, где F_s – исходная частота дискретизации сигнала. При понижении частоты дискретизации более чем в $R > 2$ раз потребуется обеспечить подавление -6 дБ на частоте $F_c = F_s/2R$, ФПК, обеспечивающие подавление на частоте F_c получили название фильтров Найквиста.

Рассмотрим реализацию фильтра Найквиста с учетом особенностей его импульсной характеристики (периодической структуры коэффициентов фильтра) и определим вычислительную сложность работы прямой и полифазной реализаций фильтра Найквиста. Для этого повторно рассмотрим структурную схему КИХ фильтра приведенную на рисунке 49.

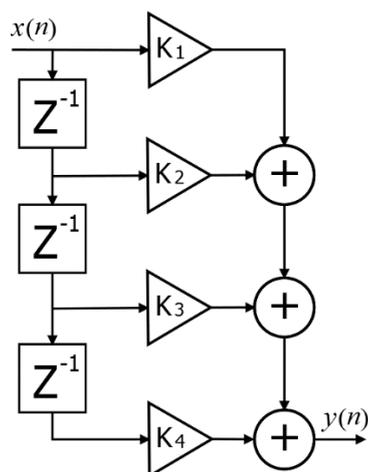


Рисунок 49 – Структурная схема КИХ фильтра. $k_1 - k_4$ действительные коэффициенты, Z^{-1} – блок задержки на один такт, $x(n)$ – отсчет сигнала на входе секции, $y(n)$ – отсчет сигнала на выходе секции

частота дискретизации 0,5 кГц, $R=3$. В результате расчета был получен фильтр порядка 71, АЧХ которого приведена на рисунке 51.

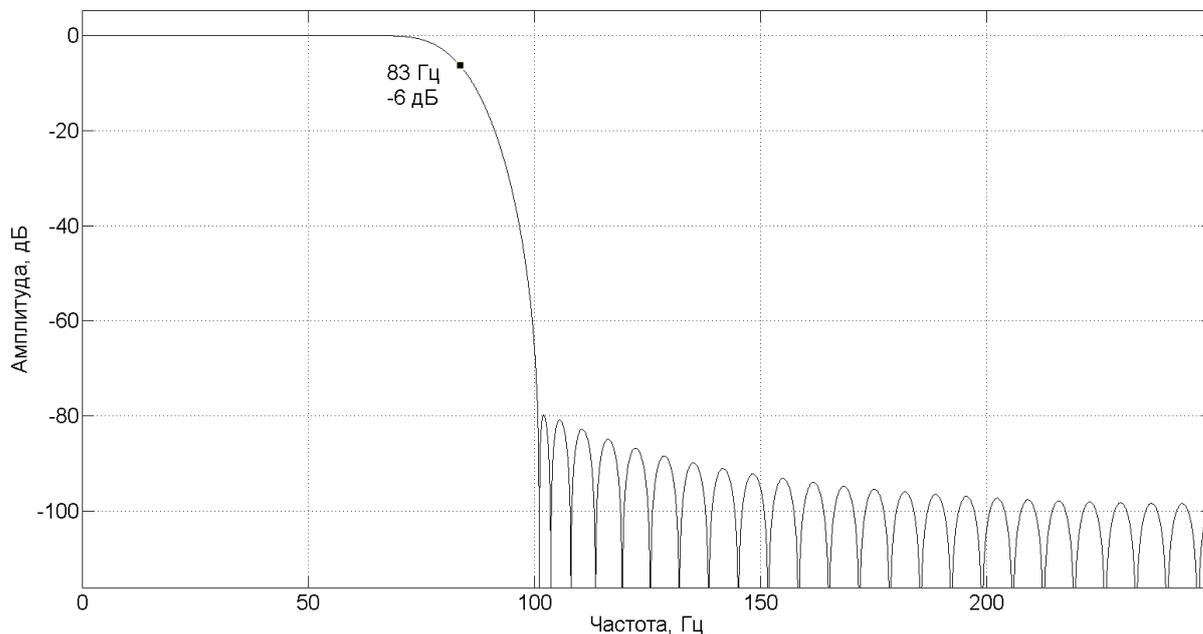


Рисунок 51 – АЧХ синтезированного фильтра Найквиста

При частоте дискретизации 500 Гц и $R=3$ у результирующего сигнала после выполнения понижения частоты дискретизации частотная полоса будет находиться в диапазоне 0 – 166 Гц, и частота Найквиста такого сигнала будет равна 83 Гц, синтезированный фильтр на данной частоте обеспечивает подавление -6 дБ, что соответствует снижению мощности сигнала на данной частоте в 4 раза (см. Рисунок 51). Для определения возможности применения такого фильтра в бесконтактном датчике ЭКГ был разработан программный модуль (Си функция), вызываемый во время прерывания, генерируемого таймером с частотой 500 Гц, при реализации которого была учтена возможность группировки отсчетов сигнала и наличие нулевых коэффициентов фильтра, как показано на рисунке 55. Как было отмечено выше, при использовании фильтра имеющего такую реализацию необходимо уделить особое внимание времени обработки очередного отсчета поступающего на вход фильтра, которое не должно превышать значение периода дискретизации сигнала. Для оценки данного параметра производилось изменение состояния одного из портов GPIO микроконтроллера с уровня логического нуля

до уровня логической единицы на время обработки очередного отсчета сигнала, что отражено на временной диаграмме, приведенной на рисунке 52.

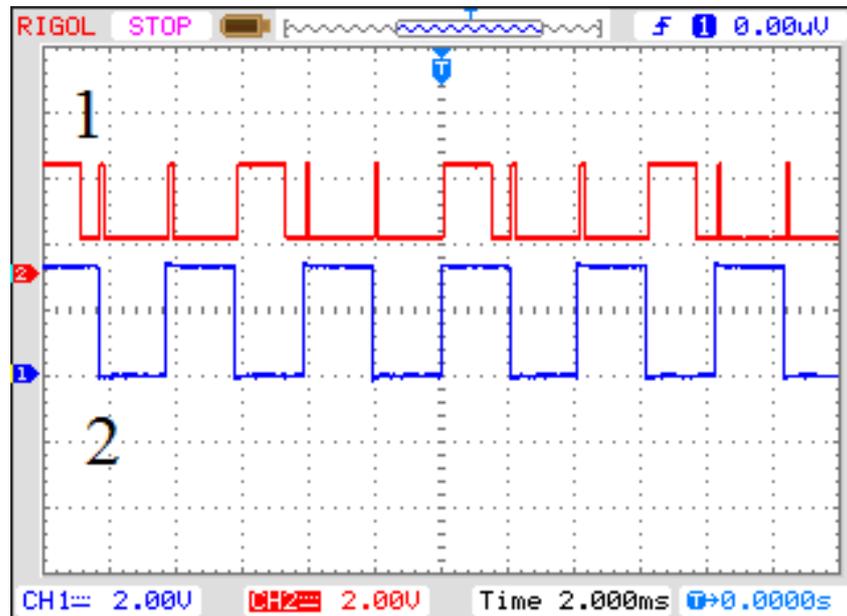


Рисунок 52 – Временная диаграмма работы фильтра Найквиста. Кривая 1 отражает время обработки отсчета фильтром, кривая 2 отражает интервал дискретизации. (скриншот с экрана цифрового осциллографа Rigol)

На осциллограмме, приведенной на рисунке 52 кривая 1 отражает состояния канала вывода микроконтроллера, время нахождения которого в логической единице соответствует времени обработки очередного отсчета фильтром. Кривая 2, представляет из себя меандр и отражает процесс дискретизации сигнала – переход из состояния логической единицы в логический нуль и обратно соответствует получению очередного дискретного значения сигнала. Как видно из сравнения приведенных кривых, обработка очередного отсчета сигнала завершается до получения последующего отсчета сигнала.

3.2 Реализация устройства сбора и обработки данных

Рассмотрим работу устройства сбора и обработки данных использованной в составе Системы телемониторинга ИАиЭ. Структурная схема представленную на рисунке 53.

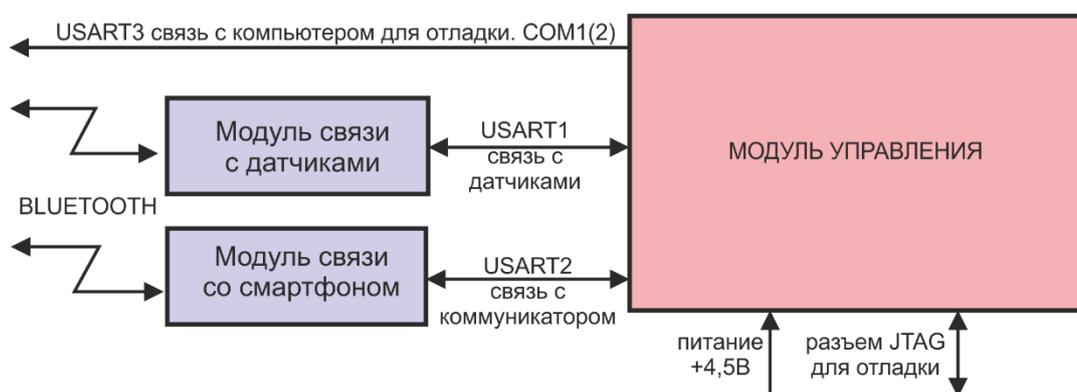


Рисунок 53 – Структурная схема устройства сбора и обработки данных

Устройство сбора и обработки данных включает модуль управления, модуль связи с датчиками, модуль связи с коммуникатором или персональным компьютером, модуль энергонезависимой памяти, а также элементы цепи питания, которые не приведены на рисунке 53. На рисунке 54 показан внешний вид устройства сбора и обработки данных.

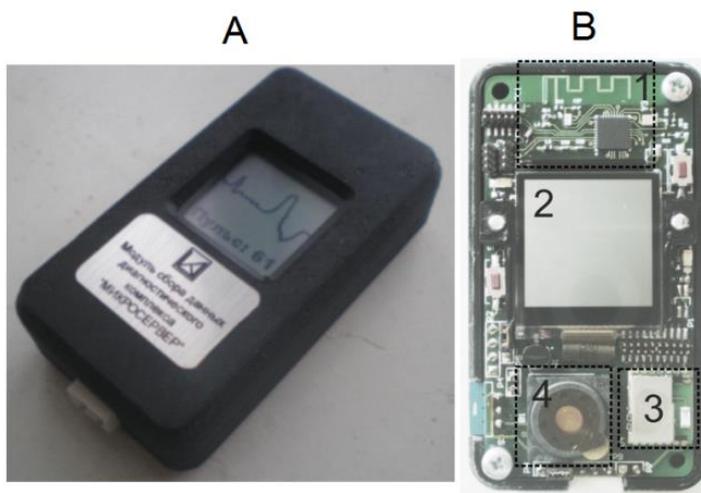


Рисунок 54 – А – устройство сбора и обработки данных в корпусе, В – без корпуса, где видно 1 – модуль связи с датчиками, 2 – дисплей 3 – модуль связи со смартфоном, 4 – узел звукового оповещения

Прототип устройства сбора, данных вид, которого показан на рисунке 54 имеет размеры 80x25x10мм, имеет питание от аккумулятора типа BL-5CB. Рассмотрим рисунок 38 В, где показан вид устройства сбора без корпуса. Прототип содержит модуль 1 связи с датчиками физиологических сигналов, реализованный при помощи системы на одном кристалле CC2540, который соединен с модулем управления на микроконтроллере типа STM32F4 [80], расположенным под дисплеем 2. Микроконтроллер типа STM32F4 соединен с модулем 3 связи со смартфоном, который реализован при помощи модуля SPTB2632C2A, а также соединен с узлом звукового оповещения 4. Узел длительного хранения данных 4, приведенный на блок схеме на рисунке 53 расположен под основной печатной платой и на рисунке 54 В не виден.

Обмен данными между модулем управления и модулем связи с датчиками осуществляется при помощи асинхронного канала связи (UART), по которому передаются два типа данных – служебные и пользовательские, между которыми может возникнуть перекрытие.

Одним из способов обеспечить разделение служебных и пользовательских данных является их представление в виде ASCII кода, а для определения начала и окончания передаваемого сообщения использовать передачу символа синхронизации и счетчика, определяющего длину передаваемого сообщения. Однако такой способ представления данных приводит к двукратной избыточности при передаче отсчетов физиологических сигналов (один байт разделяется на два полубайта). Для определения начала и окончания передачи команды и контроля возможных ошибок, возникающих во время передачи данных нами использовано свойства циклических кодов [81] – [82]. Циклический код длины n задается порождающим неприводимым полиномом $g(x)$, степень которого равна $(n-k)$, где n – общая длина кода, а k – количество разрядов, содержащих кодируемое сообщение. При этом для удобства передаваемое сообщение ξ представляется в виде полинома некоторой фиктивной переменной x , называемым информационным полиномом, коэффициенты которого определяются значениями разрядов кодируемого сообщения. Кодирование сообщения ξ путем

перемножения информационного полинома $\xi(x)$ и порождающего полинома $g(x)$, задающего параметры циклического кода:

$$F(x) = \xi(x) \cdot g(x) \quad (56)$$

В результате выполнения (56) формируется кодовый полином $F(x)$ или кодовое сообщение F передаваемое в канал связи. Одним из способов декодирования полученного кодового сообщения является деление с остатком кодового полинома $F(x)$ на порождающий полином $g(x)$. Нулевой остаток от деления означает успешное декодирование и отсутствие искажений в полученном сообщении, а частное от деления является информационным полиномом $\xi(x)$. Кодирование передаваемой команды циклическим кодом с последующим анализом остатка от деления позволяет отказаться от применения стартового маркера, определяющего начало сообщения и счетчика, задающего окончание сообщения. При этом для обеспечения ограничения разрядности результата математических операций с полиномами $F(x)$, $g(x)$, $\xi(x)$ применяется модульная арифметика по модулю два. Кодирование сообщения $\xi(x)$ выполняемого в соответствии с (8) может быть выполнено при помощи кодирующего КИХ фильтра, коэффициенты которого формируются из коэффициентов порождающего полинома $g(x)$, длина фильтра равна длине n кода. Отличие кодирующего КИХ фильтра от КИХ фильтров, рассмотренных ранее объясняется необходимостью ограничения разрядности результата и заключается в том, что суммирование ведется по модулю два [81]. На вход кодирующего фильтра подаются разряды кодируемого сообщения ξ в порядке от младших разрядов к старшим, на выходе фильтра при каждом сдвиге формируется закодированное сообщение F в порядке от младших разрядов к старшим. Декодирование сообщения F будем выполнять при помощи устройства деления основанного на регистре сдвига [81], [82] с обратной связью, структурная схема которого приведена на рисунке 55.

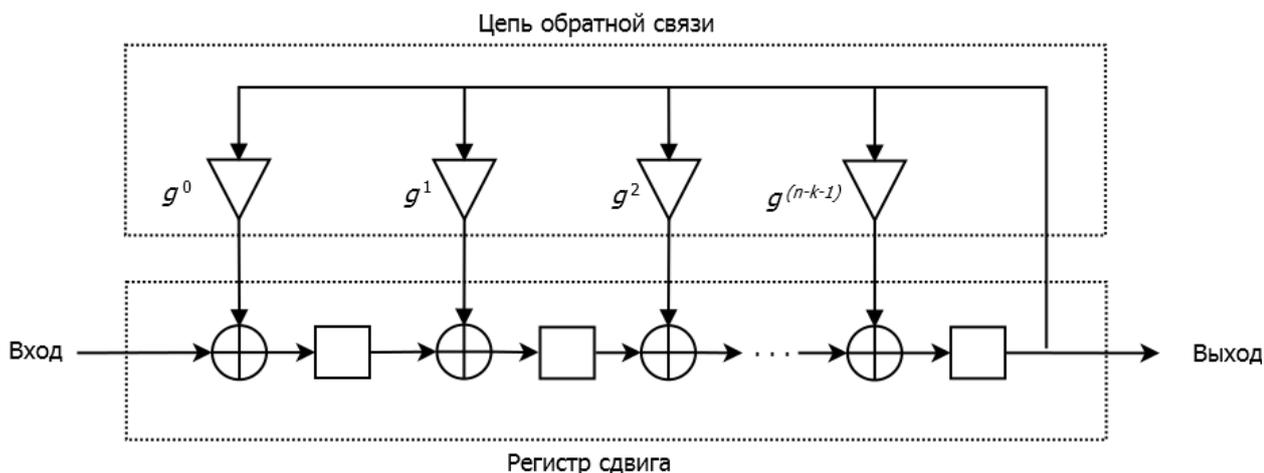


Рисунок 55 – Структурная схема устройства деления

Устройство деления состоит из регистра сдвига, количество ячеек которого равно степени порождающего полинома и равно $(n - k)$, и блока обратной связи, коэффициенты усилителей которой формируются из коэффициентов порождающего полинома $g(x)$. На вход каждой ячейки регистра сдвига подается сумма по модулю два обратной связи и выхода предыдущей ячейки или разряда на входе устройства деления. При этом для нулевых коэффициентов $g(x)$ суммирование не производится, а вход и выход соответствующих ячеек регистра сдвига соединяются между собой. На вход устройства деления при каждом такте подаются разряды закодированного сообщения F в порядке от старших к младшим, а на выходе формируются частное от деления $F(x)$ на полином $g(x)$. После выполнения n сдвигов (прохождения через устройство деления всех разрядов F) в регистре сдвига будет содержаться остаток от деления, при нулевом значении которого, частное от деления равно исходному сообщению ξ (коэффициентам информационного полинома $\xi(x)$). Таким образом кодирование передаваемой команды циклическим кодом с последующим анализом остатка от деления позволяет отказаться от применения стартового маркера, определяющего начало сообщения и счетчика, задающего окончание сообщения. Рассмотрим пользовательские данные передаваемые по каналу связи, которые можно разделить на две группы: команды с дополнительными параметрами, предназначенные для управления процессом обмена данными с датчиками физиологических сигналов и дискретные отсчеты ЭКС. При обмене данными

между модулем управления и модулем связи с датчиками используются следующие команды:

1. Команда запуска обнаружения датчиков физиологического состояния.
2. Команда установления беспроводного соединения с датчиками физиологического состояния.
3. Команда завершения беспроводного соединения с датчиками физиологического состояния.
4. Команда запроса частоты пульса получаемого от датчика пульса.
5. Команда запуска процесса регистрации ЭКС.
6. Команда запроса статуса датчиков.

Каждая из приведенных команд – запросов, передаваемых модулем управления модулю связи с датчиками, сопровождается командой – ответом, содержащим результат выполнения переданной команды – запроса. Каждая команда состоит из двух частей – кода команды и параметра, предназначенного для передачи служебной информации, например, в команде – ответе на команду обнаружения датчиков будет содержаться информация о количестве и типе обнаруженных датчиков. Для снижения объема передаваемых данных код команды решено представлять в двоичном виде, как показано выше для обеспечения управления датчиками требуется обеспечить передачу шести команд – запросов и шести команд – ответов, для чего будет достаточно 4 бит, длина параметра была выбрана равной 8 бит. Команда перед отправкой в канал связи кодируется тривиальным двоичным циклическим кодом, на основе свойств которого производится синхронизация – определение начала и окончания передачи команды и обеспечивается контроль возможных ошибок, возникающих во время передачи данных. Для управления датчиками требуется обеспечить передачу 12 (шести команд – запросов и шести команд – ответов), для чего будет достаточно 4 бит, при этом длина параметра была выбрана равной 8 бит, в результате для передачи одной команды требуется передача 12 бит. Для кодирования такой команды был применен циклический код, имеющий длину $n = 15$, количество информационных разрядов $k = 12$, порождающий полином

которого был получен по данным о его корнях, при помощи методики приведенной в [83], в результате был получен порождающий полином $g(x) = x^3 + 1$. Код порождаемый данным полиномом является двоичным, длина которого не превышает двух байт, что позволяет при практической реализации на микроконтроллере использовать в качестве регистров сдвига в устройствах умножения и деления двухбайтные целых без знака и операции сдвига при обработке очередного разряда сообщения. Передача команды осуществляется следующим образом. На вход подпрограммы – кодера, выполняемой микроконтроллером подается код передаваемой команды, на основе которого подпрограмма – кодер выполняет опрашивает соответствующие переменные, на основании значений которых формируется значение параметра передаваемой команды. После чего производится формирование информационной последовательности ξ представляемой двухбайтным целым числом типа uint16. Первые четыре бита информационной последовательности ξ формируется по логическому «или» при помощи маски содержащей в старших разрядах код передаваемой команды. Последующие восемь бит последовательности ξ формируется также по логическому «или» на основе полученного ранее значения параметра команды. После чего сформированная последовательность ξ подается на вход кодирующего КИХ фильтра, в результате чего будет сформирована кодовая последовательность F .

После завершения умножения $\xi(x)$ и $g(x)$ производится разделение последовательности F на два байта и передача по каналу UART в порядке от старших разрядов к младшим. При этом, для гарантии отсутствия «наложения» младшего байта на старший последовательности F , в качестве флага для передачи последующего байта используется подтверждение в эхо -байта. Кроме того, эхо-байт используется для контроля ошибок, возникающих во время передачи данных по каналу связи, например, в случае ошибочного приема нулевого байта при включении системы сбора и обработки данных. В случае, если эхо-байт не равен отправленному байту, передача кодовой комбинации F начинается заново (число повторов передачи ограничено десятью повторами, после чего программа – кодер

выдает защитный отказ). Подпрограмма – декодер приемной стороны после приема первого байта последовательности F отправляет эхо-байт равный принятому байту.

После приема двух байт подпрограмма – декодер производит декодирование принятой комбинации F . После окончания декодирования производится анализ остатка r и частного от деления $\bar{\xi}$, на основе которого формируется значение эхо – байта. В случае ненулевого значения r значение эхо-байта равно последнему принятому байту плюс единица. При нулевом значении r команда F считается успешно принятой и происходит лексический анализ полученного частного от деления $\bar{\xi}$. Лексический анализ полученной последовательности $\bar{\xi}$, заключается в наложении по логическом «и» маски выявляющей код команды, после чего производится поиск соответствующей команды по базе команд, содержащихся в памяти микроконтроллера приемной стороны. В случае если соответствие найдено производится отправка эхо – байта равного последнему принятому байту, после чего производится дальнейшее декодирование параметра команды и ее исполнение. При отсутствии соответствия, передается эхо – байт значение которого равно последнему принятому байту плюс два.

Применение такого подхода позволяет отказаться от передачи байта синхронизации для определения начала передаваемого сообщения, отказаться от ASCII кодирования каждого байта передаваемого сообщения, увеличивающего объем передаваемых данных, применяемого для гарантии от ошибочного наложения управляющих символов и кодов команд с пользовательскими данными.

3.3 Разработка способа мониторинга сердечной деятельности пациента

Регистрация ЭКС в условиях повседневной активности пациента сопровождается действием помех и возмущений (например, смещения

регистрирующих датчиков), что приводит к ухудшению параметров качества ЭКС и потере его диагностической ценности. Для повышения достоверности полученного ЭКС и надежности системы телемониторинга, а также возможности оповещения пациента о необходимости коррекции положения регистрирующих датчиков ЭКС предложен способ телемониторинга в основе которого лежит применение дополнительных датчиков и алгоритмов предварительной обработки для определения уровня допустимых искажений ЭКС, предложенных в разделах 2.3.3 – 2.3.4 второй главы. В качестве дополнительных датчиков применен датчик пульса оптического типа и сенсор физической активности. Применение оптического метода измерения пульса обусловлено тем, что данный методом в настоящее время массово применяются не только в медицинских устройствах, но и в индивидуальных носимых автономных устройствах таких как спортивные пульсометры, шагомеры с возможностью оценки частоты пульса [84]. Такие устройства обладают высокой надежностью за счет возможности удобной и надежной фиксации датчика на запястье пациента и тем обстоятельством, что при обработке сигналов определяются только пиковые значения, без проведения дополнительного анализа формы сигнала. Необходимость определения только пиковых значений позволяет ограничить частотный спектр сигнала только областью соответствующей диапазону частот сердечных сокращений, тем самым снизить влияние шумов и наводок. Кроме того, ряд подобных устройств имеют поддержку стандартного Bluetooth-профиля, предназначенного для передачи данных о частоте пульса. Рассмотрим подробнее предлагаемый способ мониторинга, который состоит из выполнения трех основных шагов:

1. Установление радиосвязи между системой сбора данных и датчиками физиологических сигналов.
2. Регистрация и накопление выборки физиологических сигналов за фиксированный промежуток времени.
3. Во время накопления последующей выборки производится анализ накопленных сигналов и определение необходимости передачи сигналов оповещения пациента и медицинского персонала.

После закрепления элементов системы мониторинга на теле пациента и включения их электропитания, система сбора и обработки данных производит обнаружение доступных беспроводных датчиков и установление радиосвязи. В случае отсутствия радиосвязи системы сбора и обработки данных с датчиками физиологических сигналов, производится оповещение пациента об ошибке при попытке установления радиосвязи с последующим предоставлением пациенту выбора между повторной попыткой соединения или завершением работы. При успешном установлении радиосвязи с датчиками производится запуск съема, аналого-цифрового преобразования физиологических сигналов пациента и накопления физиологических сигналов пациента. После накопления физиологических сигналов пациента за фиксированный промежуток времени, лежащий в пределах 10 – 60 секунд. За последующий фиксированный промежуток времени, производится обработка накопленных физиологических сигналов за предыдущий фиксированный промежуток времени по следующему алгоритму. Производится определение частоты пульса пациента Pf , определяемой как среднее значение по частоте пульса пациента Pf полученной за фиксированный промежуток времени от датчика пульса оптического типа. Для полученного значения Pf производится определение его принадлежности к интервалу допустимых значений частоты пульса пациента R_p :

$$R_{pMin} < Pf < R_{pMax}, \quad (57)$$

где Pf – частота пульса пациента за фиксированный промежуток времени, R_{pMin} , R_{pMax} – границы интервала допустимых значений частоты пульса пациента R_p . Причем интервал допустимых значений пульса пациента R_p задают по физиологическим показаниями пациента медицинским персоналом или в диапазоне 50 – 160 ударов в минуту. Одновременно с определением принадлежности частоты пульса пациента Pf к интервалу допустимых значений производится определение коэффициента P_d искажений ЭКС:

$$P_d = \frac{N_{th}}{N_a}, \quad (58)$$

где N_a – общее количество участков выборки ЭКС пациента за фиксированный промежуток времени, определенные, как неискаженные, N_{th} – количество участков ЭКС пациента за фиксированный промежуток времени, определенных, как неискаженные. Определение количества N_{th} неискаженных участков производится при помощи алгоритмов, предложенных в разделе 2.3.3 и 2.3.4 второй главы. Полученное значение P_d сравнивается с максимально допустимым значением коэффициента искажений R_G ЭКС пациента:

$$P_d \leq R_G \quad (59)$$

Значение R_G задается медицинским персоналом находится в диапазоне $(0;1]$. Затем производится сравнение уровня сигнала от сенсора физической активности пациента, диапазон изменений которого находится в пределах $0 - 255$, с уставкой W уровня физической активности пациента.

В зависимости от качества физиологических сигналов и состояния пациента в процессе анализа получаемых сигналов может возникнуть один из пяти случаев, что схематично изображено на рисунке 56.

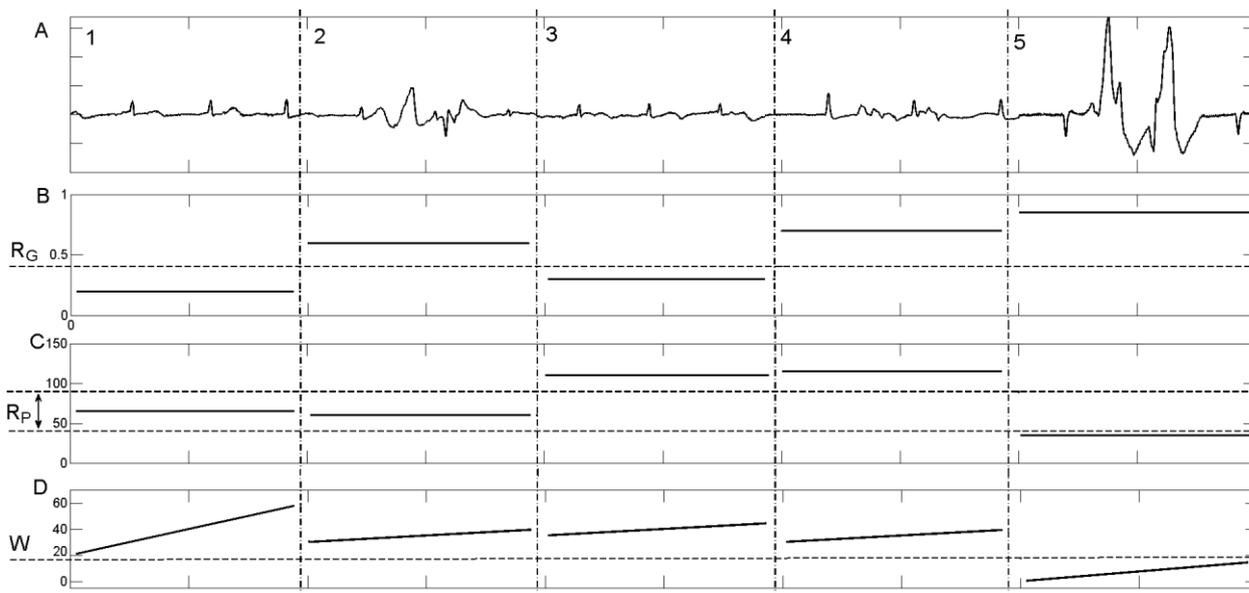


Рисунок 56 – А – вид сигнала получаемого от датчика ЭКГ, В – уровень искажений ЭКС, С – значение частоты пульса пациента P_f , D – уровень физической активности пациента R_G – допустимое значение коэффициента искажений, R_P – интервал допустимых значений частоты пульса, W – уставка уровня физической активности (отмечены пунктирными линиями) 1 – 5 – случаи различного качества физиологических сигналов

На рисунке 56 А приведен ЭКС различного качества, а на рисунке 56 В – D сплошными линиями показан уровень искажений ЭКС, значение частоты пульса, а также уровень физической активности. При этом допустимое значение коэффициента искажений R_G , интервал допустимых значений частоты пульса R_P и уставка уровня физической активности отмечены пунктирными линиями.

Рассмотрим приведенные на рисунке 56 случаи. В случае принадлежности частоты пульса пациента P_f к интервалу допустимых R_P , коэффициенте P_d не превышающем максимального значения коэффициента искажений ЭКС пациента R_G , что показано на участке 1 рисунка 56, частоту пульса пациента P_f и параметры ЭКС пациента передаются на оперативную станцию наблюдения и сохраняются на носителе информации встроенном в систему сбора и обработки данных.

В случае принадлежности частоты пульса пациента P_f к интервалу допустимых значений частоты пульса пациента R_P , а коэффициенте P_d искажений

ЭКС пациента превышающем максимальное значение коэффициента искажений ЭКС пациента R_G , показанном на участке 2 рисунка 56, передают сообщение пациенту о необходимости проверить крепление датчиков ЭКГ, затем система сбора и обработки данных передает при помощи смартфона только частоту пульса пациента Pf на оперативную станцию наблюдения и производит сохранение накопленных данных на внутреннем носителе.

В случае нахождения частоты пульса пациента Pf вне интервала допустимых значений, частоты пульса пациента R_P и значения коэффициента P_d искажений ЭКС пациента менее максимального значения коэффициента пациента R_G искажений ЭКС, показанном на участке 3 рисунка 56, при помощи дисплея и узла звукового оповещения системы сбора и обработки данных производится оповещение пациента о необходимости проверить крепление датчика пульса, затем при помощи смартфона производится передача параметров ЭКС пациента оперативной станции наблюдения и производит сохранение данных.

В случае нахождения частоты пульса пациента Pf вне интервала допустимых значений частоты пульса пациента R_P , коэффициенте P_d искажений ЭКС пациента превышающим максимальное значения коэффициента искажений R_G ЭКС пациента, превышении уровня сигнала сенсора физической активности пациента уставки W , показанном на участке 4 рисунка 56, передается сообщение пациенту о необходимости проверить крепления датчиков ЭКГ и датчика пульса, после чего производится сохранение накопленных данных. При уровне сигнала от сенсора физической активности пациента не превышающим уставку W , что соответствует случаю, приведенному на участке 5 рисунка 56, передается пациенту сообщение о критическом состоянии, затем система сбора и обработки данных передает сигнал оповещения, сопровождаемый данными о пульсе пациента и параметрами ЭКС пациента на оперативную станцию наблюдения данных, после чего производится сохранение накопленных данных.

Выводы

В третьей главе рассмотрены особенности структуры системы телемониторинга и процесса предварительной обработки, регистрируемого ЭКС. Приведено описание разработанного в ИАиЭ бесконтактного беспроводного датчика ЭКГ. Исследованы различные методы передачи данных по каналу BLE и возможность формирования пикосети беспроводных датчиков ЭКГ. Показано, что по критерию получения максимальной частоты передачи данных при минимально возможном значении потребляемого тока оптимальным является метод уведомлений. Метод уведомлений обеспечивает передачу данных с частотой поступления отсчетов 100 – 150 Гц, при одновременной работе двух датчиков.

Исследованы различные способы снижения частоты дискретизации ЭКС, необходимого для согласования с максимально возможной частотой передачи данных по беспроводному каналу. Рассмотрено применение различных типов подготавливающих фильтров, подавляющих эффект наложения спектров при понижении частоты дискретизации. Показано, что по критерию минимизации количества вычислительных операций необходимых для обработки фрагмента ЭКС фиксированной длины оптимальным является модифицированное представление фильтра Найквиста.

Для сокращения объема передаваемых данных и обеспечения синхронизации предложено использовать свойства циклических кодов в протоколе передаче данных при помощи асинхронного приемопередатчика. Рассмотренный способ позволяет отказаться от ASCII кодирования передаваемых отсчетов ЭКС и управляющих команд, выполняемого для гарантии отсутствия перекрытия между управляющими командами и передаваемыми отсчетами ЭКС. Показано, что применение такого способа синхронизации, по сравнению с ASCII кодированием, позволят снизить количество переданных данных при передаче отсчетов ЭКС в два раза, а при передаче управляющих команд до пяти.

Предложен способ телемониторинга сердечной деятельности человека, в основе которого лежит накопление и обработка последовательных выборок физиологических сигналов получаемых одновременно от датчика пульса, хотя бы одного датчика ЭКГ и сенсора физической активности, включающей определение по предложенному алгоритму уровня допустимых искажений ЭКС, принадлежности частоты пульса и уровня физической активности пациента к интервалам допустимых значений определяемых медицинским персоналом, что позволяет повысить достоверность получаемых данных, обеспечивает оповещение пациента и передачу на оперативную станцию наблюдения данных об отклонении контролируемых параметров физиологических сигналов от заданных или о необходимости коррекции положения регистрирующих датчиков, при ухудшении параметров качества получаемых сигналов.

Заключение

В рамках проведенной работы разработаны алгоритмические средства автоматизированного сбора, предварительной обработки, принятия решений и сжатия ЭКС, ориентированные на применения в индивидуальных телекоммуникационных системах длительного мониторинга сердечной деятельности человека и реализацию в условиях ограничений на производительность и быстродействие вычислительных средств.

Показано, что для оценки качества ЭКС средствами автономной системы телемониторинга перспективным является подход, основанный на совместном применении критериев качества сигнала и методов машинного обучения. При этом необходимым условием для повышения качества работы системы выявления искажений основанной на машинном обучении требуется формирование обучающих выборок, содержащих фрагменты ЭКС различной длительности, качества и морфологии. В ходе работы предложена система выявления искажений, ЭКС основанная на совместном применении метода опорных векторов и критериев качества сигнала, обладающая свойством инвариантности к длительности искаженных участков [85]. Для построения обучающей выборки предложен адаптивный метод, позволяющий оптимизировать параметры системы выявления искажений под индивидуальные особенности ЭКС пользователя системы мониторинга [86].

Установлено, что одним из перспективных способ сжатия ЭКС является применение аппарата вейвлет преобразований. В ходе выполнения работы предложен способ сжатия в основе которого лежит изменение представления коэффициентов вейвлет преобразований ЭКС [87], разработан комплекс программ «Комета 3.5» реализующий предложенный способ сжатия [88].

В ходе исследований был разработан алгоритм управления системой телемониторинга сердечной деятельности человека (способ мониторинга), который заключается в накоплении и обработке последовательных выборок физиологических сигналов получаемых одновременно от датчика пульса, хотя бы

одного датчика ЭКГ и сенсора физической активности, включающей определение по предложенному алгоритму уровня допустимых искажений ЭКС, принадлежности частоты пульса и уровня физической активности пациента к интервалам допустимых значений определяемых медицинским персоналом, что позволяет повысить достоверность получаемых данных, обеспечивает оповещение пациента и передачу на оперативную станцию наблюдения данных об отклонении контролируемых параметров физиологических сигналов от заданных или о необходимости коррекции положения регистрирующих датчиков, при ухудшении параметров качества получаемых сигналов [89].

Предложенные в настоящей работе решения использованы при разработке в ИАиЭ СО РАН индивидуальной носимой системы телемониторинга, а также при выполнении научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ в междисциплинарном интеграционном проекте фундаментальных исследований СО РАН № 142 «Дистанционное мониторирование сердечно-сосудистой деятельности человека на основе миниатюрных беспроводных датчиков и индивидуальных средств сотовой связи со встроенными вычислительными средствами», что подтверждено актом о внедрении результатов диссертационного исследования, приведенном в приложении А.

Разработанная в ИАиЭ СО РАН система телемониторинга с участием автора удостоена диплома первой степени (с вручением золотой медали) в конкурсе «Лучший инновационный проект и лучшая научно-техническая разработка года».

Ниже сформулированы следующие основные результаты:

1. Установлено, что примененные критерии оценки качества ЭКС в основе которых лежит статистический момент четвертого порядка фрагмента ЭКС и амплитудный размах первой производной ЭКС, требуют существенно меньше (более чем в два раза) вычислительных операций по сравнению с другими известными критериями качества ЭКС.

2. Предложен метод адаптивного формирования обучающей выборки для системы принятия решений о наличии и выявлении искаженных зон ЭКС

позволяющий адаптировать параметры классификатора ЭКС под индивидуальные особенности пользователя системы мониторинга.

3. Предложен способ сжатия электрокардиосигнала, имеющий вычислительную сложность меньшую по сравнению с известными алгоритмами, в основе которого лежит масштабирование и побитовое кодирование позиций ненулевых коэффициентов вейвлет преобразования ЭКС позволяющий получить коэффициент сжатия в пределах 3 – 4.

4. Разработан способ телемониторинга сердечной деятельности человека, позволяющий повысить достоверность получаемых данных, обеспечивающий оповещение пациента и передачу на оперативную станцию наблюдения данных об отклонении контролируемых параметров физиологических сигналов от заданных или о необходимости коррекции положения регистрирующих датчиков в случае ухудшения параметров качества получаемых сигналов.

Список литературы

1. Fishman, G. Sudden cardiac death prediction and prevention report from a National Heart, Lung, and Blood Institute and Heart Rhythm Society workshop / G. Frishman // *Circulation*. – 2010. № 22 (122). - С. 2335-2348.
2. Beckmann B. M., Pfeufer A., Kääh S. Inherited cardiac arrhythmias: diagnosis, treatment, and prevention / B. M. Beckmann, A. Pfeufer, S. Kääh // *Deutsches Ärzteblatt International*. 2011. №37 (108).- С. 623.
3. Струтынский А.В. Электрокардиограмма: анализ и интерпретация / А.В. Струтынский. – Москва: ООО "МЕДпресс", 1999 - 224 с.
4. Clifford G., Azuaje F., McSharryP. Advanced methods and tools for ECG data analysis / G. Clifford, F. Azuaje, P. McSharry – Artech House, 2006 - 384 с.
5. Зайченко К.В., Жаринов О.О., Кулин А.Н., Кулыгина Л.А., Орлов А.П. Съём и обработка биоэлектрических сигналов / К.В Зайченко [и д.р.] -Санкт-Петербург: СПб ГУАП, 2001 - 140 с.
6. Макаров Л.М. Холтеровское мониторирование. 2-е издание-е изд./ Л.М. Макаров – Москва: Медпрактика, 2003. 340 с.
7. Кестер У. Проектирование систем цифровой и смешанной обработки сигналов/ У. Кестер – Москва, Техносфера, 2010 - 328 с.
8. Авдеева, Д К. Моделирование влияния фильтров на сигнал ЭКГ в системе MatLab / Д.К. Авдеева // *Современные проблемы науки и образования* - 2012. № 3.
9. Bailey J. Recommendations for standardization and specifications in automated electrocardiography: bandwidth and digital signal processing/ J. Bailey // *Circulation* 1990. - №2 (81). - С. 730.
10. Chang C. W., Chiou J. C. Surface-mounted dry electrode and analog-front-end systems for physiological signal measurements / C.W. Chang, J. C. Chiou // *Life Science Systems and Applications Workshop*. - 2009. -. 108 -111.

11. Chi Y. M., Deiss S. R., Cauwenberghs G. Non-contact low power EEG/ECG electrode for high density wearable biopotential sensor networks / Y. M. Chi, S. R. Deiss, G. Cauwenberghs // *Wearable and Implantable Body Sensor Networks*. - 2009.
12. Gilson J. S., Holter N. J., Glasscock W. R. Clinical observations using the electrocardiogram-AVSEP continuous electrocardiographic system: tentative standards and typical patterns / J. S. Gilson, N. J. Holter, W. R. Glasscock // *The American journal of cardiology*. -1964. -№ 2 (14). - С. 204.
13. Аксельрод А.С. Холтеровское мониторирование ЭКГ: возможности, трудности, ошибки / А.С. Аксельрод, П.Ш. Чомахидзе, А.Л. Сыркин -Москва: Мед. информ. агентство., 2010. 192 с.
14. Алдонин Г.М. Автономный мониторинг комплекса параметров сердечно-сосудистой системы/ Г.М. Алдонин // *Медицинская техника*. -2012. -№ 6. -С. 14-17.
15. Jovanov E. Stress monitoring using a distributed wireless intelligent sensor system/ E. Jovanov, A. O'Donnell, D. Raskovic, P. Cox, R. Adhami, F. Andrasik// *Engineering in Medicine and Biology Magazine, IEEE*. -2003. -№ 3 (22).
16. Fensli, R. wearable ECG-recording system for continuous arrhythmia monitoring in a wireless tele-home-care situation/ R. Fensli, E. Gunnarson, T. Gundersen// *18 th IEEE Symposium on Computer-Based Medical Systems*. 2005.
17. Behar J. ECG signal quality during arrhythmia and its application to false alarm reduction/ J. Behar // *IEEE transactions on biomedical engineering*. -2013. -№ 6 (60). -С. 1660-1666.
18. Петровский М.А. Система и алгоритмы регистрации и обработки электрокардиосигнала в условиях свободной двигательной активности: автореферат канд. дис. канд. тех. наук: 05.11.17, 05.13.01. Пенза. 2015. 18 с.

19. Блинов П.А. Алгоритм устранения дрейфа изолинии электрокардиосигнала на основе преобразования его спектра: автореферат канд. дис. канд. тех. наук: 05.11.17. Рязань. 2011. 16 с.
20. Федотов А.А. Математическое моделирование и анализ погрешностей измерительных преобразователей биомедицинских сигналов / А.А. Федотов, С.А. Акулов. - Москва: Физматлит, 2013.- 282 с.
21. Бонч-Бруевич В.В. Носимый монитор с автоматической передачей диагноза по каналу связи при возникновении критической ситуации, RU(11) 2 444 986, 2010.
22. Liao L. Design, fabrication and experimental validation of a novel dry-contact sensor for measuring electroencephalography signals without skin preparation/ L. Liao // Sensors. -2011. -№ 6 (11). - С. 5819-5834.
23. Griss P. Spiked biopotential electrodes/ P. Griss // Electro Mechanical Systems, MEMS 2000. The Thirteenth Annual International Conference on .-2000
24. Sullivan T. J., Deiss S. R., Cauwenberghs G. A low-noise, non-contact EEG/ECG sensor/ T. J. Sullivan, S. R. Deiss, G. Cauwenberghs // 2007 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference. -2007. -С. 154-157.
25. Бекмачев А. Датчики Epic от Plessey Semiconductors—прорыв в сенсорных технологиях/ А. Бекмачев // Компоненты и технологии. -2013. - № 1. -С. 21-24.
26. Luo S., Johnston P. A review of electrocardiogram filtering/ S. Luo, P. Johnston // Journal of Electrocardiology. -2013. -№ 6 (43). -2010.
27. Oppenheim, V. Discrete-Time Signal Processing. 2nd ed. Upper Saddle River/ A. Oppenheim, R. Schafer, J. Buck. -NJ: Prentice Hall. 414.
28. Rijnbeek P. R., Kors J. A., Witsenburg M. Minimum bandwidth requirements for recording of pediatric electrocardiograms/ P. R. Rijnbeek, J. A.Kors, M. Witsenburg // Circulation. -2001.- № 25(104). -С. 3087-3090.

29. Tompkins W. J., Webster J. G. Design of microcomputer-based medical instrumentation/ W. J. Tompkins, J. G. Webster // Prentice Hall Professional Technical Reference, 1980.
30. Lin Y. D., Hu Y. H. Power-line interference detection and suppression in ECG signal processing/ Y.D. Lin, Y.H. Hu // Biomedical Engineering, IEEE Transactions on. -2008. -№ 1(55).-С. 354-357.
31. Su L., Zhao G. IEEE Engineering in Medicine and Biology 27th Annual Conference/ L.Su, G. Zhao // De-Noising of ECG Signal Using Translation-Invariant Wavelet De-Noising Method with Improved Thresholding. 2005.
32. Воробьев В.И. Теория и практика вейвлет-преобразования/ В.И. Воробьев, В.Г. Грибунин. - Санкт-Петербург: вуС, 1999. -204 с.
33. Добеши И. Десять лекций по вейвлетам./ И.Добеши. -Москва: НИЦ" Регулярная и хаотическая динамика", 2001. -461 с.
34. Coifman R. R., Donoho D. L. Translation-invariant de-noising/ R. R.Coifman, D. L.Donoho // В кн.: Wavelets and Statistics, Springer Lecture Notes in Statistics. - New York: Springer-Verlag, 1994. -125-150 с.
35. Bui T. D. and Chen G. Translation-invariant denoising using multiwavelets/ T. D. Bui and G. Chen. // IEEE Trans. Signal Processing. -1998. -№ 46. -С. 3414-3420.
36. Sørensen J., Johannesen L. A comparison of IIR and wavelet filtering for noise reduction of the ECG/ J. Sørensen, L. A Johannesen// Computing in Cardiology. - 2010. С. 489-492.
37. Redmond S. ECG quality measures in telecare monitoring/ S. Redmond. // 30th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. -2008. -С. 2869-2872.
38. Tat T., Xiang C., Thiam L. Physionet challenge 2011: improving the quality of electrocardiography data collected using real time QRS-complex and T-wave detection/ T. Tat, C. Xiang, L.Thiam// Computing in Cardiology. -2011. -С. 441-444.

39. Jekova I. Threshold-based system for noise detection in multilead ECG recordings/ I. Jekova. // Physiological measurement. -2012. -№ 9(33). -С. 1463.
40. Li Q., Mark R. G., Clifford G. D. Robust heart rate estimation from multiple asynchronous noisy sources using signal quality indices and a Kalman filter/ Q. Li, R.G. Mark, G.D. Clifford// Physiological measurement. -2008. -№ 1 (29). -С. 15-32.
41. Friesen G. M. A comparison of the noise sensitivity of nine QRS detection algorithms/ G.M. Friesen // Biomedical Engineering, IEEE Transactions on. -1990. -№ 1(37). -С. 85-98.
42. Murthy V. K. Clinical usefulness of ECG frequency spectrum analysis/ V.K. Murthy // Annual Symposium on Computer Application in Medical Care – American Medical Informatics Association. 1978.
43. Khandoker A., Palaniswami M., Karmakar C. Support vector machines for automated recognition of obstructive sleep apnea syndrome from ECG recordings/ A. Khandoker, M. Palaniswami, C. Karmakar // IEEE transactions on information technology in biomedicine. -2009. -№ 1(13).- С. 37-48.
44. Волосатова Т.М., Спасенов А.Ю., Логунова А.О. Автоматизированная система анализа и интерпретации электрокардиосигнала/ Т.М.Волосатова, А.Ю. Спасенов, А.О.Логунова // Радиооптика. МГТУ им. Н.Э. Баумана. Электрон. журн. -2016. -№ 1. -С. 1-18.
45. Nasiri J. ECG arrhythmia classification with support vector machines and genetic algorithm/ J. Nasiri // Computer Modeling and Simulation. -2009. -С. 187-192.
46. Clifford G. Signal quality indices and data fusion for determining clinical acceptability of electrocardiograms/ G. Clifford// Physiological measurement. - 2012. -№ 9(33). -С. 1419.
47. He T., Clifford G., Tarassenko L. Application of independent component analysis in removing artefacts from the electrocardiogram/ T. He, G. Clifford, L. Tarassenko// Neural Computing & Applications. -2006. -№ 2(15). -С. 105-116.

48. Hyvarinen A. Fast and robust fixed-point algorithms for independent component analysis/ A. Hyvarinen // IEEE transactions on Neural Networks. -1999. -№ 3(10). -С. 626-634.
49. Cardoso J. High-order contrasts for independent component analysis/ J. Cardoso // Neural computation. -1999. -№ 1(99). -С. 157-192.
50. Simonson E. Differentiation between normal and abnormal in electrocardiography/ E. Simonson // Academic Medicine. -1962. -№ 2(37). -С. 161.
51. Lehr W., McKnight L. W. Wireless internet access: 3G vs. WiFi?/ W. Lehr, L.W. McKnight. // Telecommunications Policy. -2003. -№ 5(27). -С. 351-370.
52. Jun D. Computer-Based Medical Systems. 18th IEEE Symposium on/ D. Jun // Wearable ECG recognition and monitor. -2005.
53. Borromeo S. Reconfigurable, Wearable, Wireless ECG System/ S. Borromeo // 29th Annual International Conference of the IEEE EMBS Cité Internationale. Lyon, France. -2007.
54. Jovanov E., Sapounas D. System and method for physiological data readings, transmission and presentation, US20080287748 A1, Ноябрь 20, 2008.
55. Soltanian A., Van Dyck R.E. IEEE Global Telecommunications Conference/ A. Soltanian, R.E. Van Dyck // Performance of the Bluetooth system in fading dispersive channels and interference. - 2001.
56. Калачев А. Для мобильных стражей: беспроводной стандарт Bluetooth Low Energy в системах безопасности/ А. Калачев // Новости электроники. -2013. - №1. -С. 10-18.
57. Zigel Y. The weighted diagnostic distortion (WDD) measure for ECG signal compression/ Y. Zigel// Biomedical Engineering, IEEE Transactions on. -2000. -№ 11(47). -С. 1422-1430.
58. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов/ А.Б. Сергиенко. –Санкт-Петербург: БХВ, 2011. -517.

59. Солонина А.И. Цифровая обработка сигналов. Моделирование в MATLAB/ А.И. Солонина. СПб: БХВ-Петербург, 2008.
60. Agante P. ECG noise filtering using wavelets with soft-thresholding methods/ P. Agante // Computers in Cardiology. -1999. -С. 535-538.
61. Катасонов Д.Н. Система мобильного мониторинга сердечной деятельности человека: о выборе типа фильтров/ Д.Н. Катасонов. // Автоматика и программная инженерия. -2013. -№ 5(3). -С. 62-65.
62. Zong W., Moody G., Jiang D. A robust open-source algorithm to detect onset and duration of QRS complexes/ W. Zong, G. Moody, D. Jiang // Computers in Cardiology. -2003. -С. 737-740.
63. Pan J., Tompkins W. A real-time QRSdetection algorithm/ J. Pan, W Tompkins// Biomedical Engineering, IEEE Transactions on. -1985. -№3. -С. 230-236.
64. Goldberger A. Physiobank, physiotoolkit, and physionet/ A. Goldberger // Circulation. -2000. -№ 23(101). -С. 215 - 220.
65. Fawcett T. An introduction to ROC analysis/ T. Fawcett // Pattern recognition letters, -2006. -№ 8(27). -С. 861 - 874.
66. De Maesschalck R. The mahalanobis distance/ R. De Maesschalck // Chemometrics and intelligent laboratory systems. -2000. № 1(50). -С. 1 - 18.
67. Kamath S., Lindh J. Measuring bluetooth low energy power consumption/ S. Kamath, J. Lindh //Texas instruments application note AN092. Dallas: 2010.
68. Bartlett P., Shawe-Taylor J. Advances in Kernel Methods—Support Vector Learning (1999)/ P. Bartlett, J. Shawe-Taylor// Generalization performance of support vector machines and other pattern classifiers. 1999.
69. Schölkopf B., Smola A. Learning with kernels: support vector machines, regularization, optimization, and beyond / B. Schölkopf, A. Smola. -MIT press, 2002. 633 pp.

70. Moody G., Mark R. The MIT-BIH arrhythmia database on CD-ROM and software for use with it/ G. Moody, R. Mark. // *Computers in Cardiology*. -1990. -С. 185-188.
71. [Электронный ресурс] Режим доступа:<http://www.physionet.org> (дата обращения: 10.декабрь.2016).
72. Dixon A. Compressed sensing system considerations for ECG and EMG wireless biosensors/A. Dixon // *Biomedical Circuits and Systems, IEEE Transactions on*. - 2012. -№ 2(6). -С. 156-166.
73. Tai S. C., Sun C. C., Yan W. C. A 2-D ECG compression method based on wavelet transform and modified SPIHT/ S. C.Tai, C. C.Sun, W. C.Yan // *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*. -2005. -№ 6(52). -С. 999-1008.
74. Allstot E. G. Compressed sensing of ECG bio-signals using one-bit measurement matrices/ E.G. Allstot // *New Circuits and Systems Conference (NEWCAS)*. -2011. -С. 211-213.
75. Chen J., Itoh S. A wavelet transform-based ECG compression method guaranteeing desired signal quality/ J. Chen, S. Itoh // *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*. -1998. -№ 12(45). -С. 1414-1419.
76. Abo-Zahhad M. ECG signal compression technique based on discrete wavelet transform and QRS-complex estimation/ M. Abo-Zahhad // *Signal Processing—An International Journal (SPIJ)*. -2011. -№ 2 (4). -С. 138.
77. Вишнеvский, В М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. / В.М. Вишнеvский. Москва: Техносфера, 592 с.
78. Таненбаум Э. Компьютерные сети:[пер. с англ.]/ Э. Таненбаум. Санкт-Петербург: Питер, 2012.
79. Dolecek G., Mitra S. Simple method for compensation of CIC decimation filter/ G. Dolecek, S. Mitra// *Electronics Letters*. -2008. -№44(19). -С. 1162-1163.

80. Гавриков В. Для интенсивных вычислений: STM32F401 с ультранизким динамическим потреблением/ В. Гавриков. // Новости электроники. -2013. -№ 10.
81. Блейхут Р. Теория и практика кодов, исправляющих ошибки: Пер. с англ./ Р.Блейхут. Москва: Мир, 1982. 576 с.
82. Питерсон У., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки. 2-е изд. / У. Питерсон, Э. Уэлдон. Москва: Мир, 1976. 590 с.
83. Катасонов Д.Н., Каменский С.В. Оценка реальной корректирующей способности циклических кодов из таблиц Питерсона/ Д.Н. Катасонов, С.В. Каменский // Сб. науч. тр. НГТУ. -2001. -№ 64(2). -С. 53-60.
84. Parak J., Korhonen I. Evaluation of wearable consumer heart rate monitors based on photoplethysmography/ J. Parak, I Korhonen// Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC), 2014 36th Annual International Conference of the IEEE. -2014. С. 3670-3673.
85. Katasonov D., Bessmeltsev V. Method of Detecting the Distorted Areas of the Electrocardiogram Based on Support Vector Machine/ D. Katasonov, V. Bessmeltsev // IEEE Sibcon - 2015 Proceedings. 2015. CD-диск.
86. Катасонов Д.Н., Бессмельцев В.П. Метод адаптивного формирования обучающей выборки для системы выявления искажений ЭКГ/ Д.Н. Катасонов, В.П. Бессмельцев // XXIX международная научная конференция «Математические методы в технике и технологиях (ММТТ-29)» . Санкт-Петербург. -2016. -т.2.- С. 156–161.
87. Бессмельцев В.П., Катасонов Д.Н. Применение дискретного вейвлет-преобразования с изменением представления коэффициентов для сжатия данных в мобильных системах мониторинга ЭКГ/ В.П. Бессмельцев, Д.Н. Катасонов // Медицинская техника. -2016. -№ 295.-С. 25-28.
88. Катасонов Д.Н. Программа-архиватор электрокардиосигнала получаемого емкостными бесконтактными сенсорами (Комета 3.5). Свидетельство об

официальной регистрации программы для ЭВМ № 2015660701. 08 октября 2015.

89. Катасонов Д.Н., Бессмельцев В.П., Слуев А., Морозов В.В., Шевела А.И. Способ мониторинга сердечной деятельности пациента, Патент на изобретение RU 2593351C1, 2015.

Приложение А

Акт о внедрении результатов диссертационного исследования

«УТВЕРЖДАЮ»

Директор ИХБФМ СО РАН
академик _____ В.В. Власов

« » 2016 г.

АКТ
о внедрении результатов кандидатской работы
Катасонова Дениса Николаевича

Комиссия в составе: заместителя директора ИХБФМ СО РАН по научной работе д.м.н., проф. Шевела А.И., заведующего лаборатории инвазивных медицинских технологий ИХБФМ СО РАН д.м.н., проф. Морозова В.В., заведующей лаборатории проблем репродукции ИХБФМ СО РАН д.м.н. Овсянниковой Т.В. составила настоящий акт о том, что результаты диссертационного исследования Катасонова Д.Н. «Разработка программно-алгоритмических средств для телекоммуникационных систем непрерывного длительного мониторинга сердечной деятельности человека», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук, использовалась при разработке новых технологий дистанционной оценки физиологического состояния человека в рамках междисциплинарного интеграционного проекта фундаментальных исследований СО РАН № 142 «Дистанционное мониторирование сердечно-сосудистой деятельности человека на основе миниатюрных беспроводных датчиков и индивидуальных средств сотовой связи со встроенными вычислительными средствами».

Результаты исследования имеют важное прикладное значение, могут быть использованы в практическом здравоохранении и исследовательских проектах для дистанционного мониторирования жизнедеятельности человека.

Зам. директора ИХБФМ СО РАН
по научной работе д.м.н., проф. _____ Шевела А.И.

Зав. лаборатории инвазивных
медицинских технологий ИХБФМ СО РАН
д.м.н., проф. _____ Морозов В.В.

Зав. лаборатории проблем репродукции
ИХБФМ СО РАН д.м.н. _____ Овсянникова Т.В.

Подписи Шевела А.И., Морозова В.В., Овсянниковой Т.В. заверяю

зав. отделом кадров ИХБФМ СО РАН _____ Гашникова О.М.