

Система мобильного мониторинга сердечной деятельности человека: о применимости различных методов фильтрации электрокардиосигнала

Д.Н. Катасонов
 ФГБОУ ВПО НГТУ, Новосибирск, Россия
 ФГБУН ИАиЭ СО РАН, Новосибирск, Россия

Аннотация. Рассматривается индивидуальная носимая система мобильного мониторинга сердечной деятельности человека, обладающая возможностью автоматизированного анализа получаемых данных. Выполнен сравнительный анализ подходов к фильтрации электрокардиосигнала по критерию достигаемого отношения сигнал-шум, ошибке фильтрации и вычислительной трудоемкости.

Ключевые слова: мобильный мониторинг, электрокардиосигнал, вейвлет-фильтрация, компенсация сетевой наводки, отношение сигнал-шум, ограничение спектра ЭКС.

ВВЕДЕНИЕ

Сердечнососудистые заболевания, являются распространенными и социально значимыми заболеваниями во всем мире [1]. На сегодняшний день одним из основных и доступных методов диагностики сердечно-сосудистой системы человека является метод электрофизиологической инструментальной диагностики, известный как электрокардиография. Данный метод заключается в регистрации и исследовании электрокардиограммы (ЭКГ) – графической интерпретации изменения разности потенциалов, называемой электрокардиосигналом (ЭКС), возникающей на поверхности возбуждаемой ткани, при распространении волны возбуждения по сердцу [1]. Одним из наиболее быстро развивающихся направлений инструментальной электрофизиологической диагностики состояния сердечно-сосудистой системы человека является непрерывное течение 24 часов или более, в условиях повседневной активности пациента мониторинг ЭКГ. Данный вид исследования также известен как Холтеровское мониторирование. 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 вовремя мониторирования.

Кроме того, другим недостатком систем, применяющихся в настоящее время является, то что после окончания мониторинга, накопленные данные передаются на персональный компьютер, где при помощи специализированного программного обеспечения производится их дешифрация и анализ.

Г.М. Алдоным [8], Е. Jovanov [9], R. Fensli [10] проведены исследования различных аспектов длительного мониторинга с возможностью оперативного обмена данными с медицинским персоналом. В общем случае подобная система мониторинга состоит из датчиков ЭКГ, частоты пульса и других датчиков физиологического состояния, систему сбора, анализа данных и принятия решений (далее систему сбора данных), и коммуникатора (устройства сотовой связи), обеспечивающего оперативный обмен данными с медицинским персоналом. В Новосибирском институте Автоматики и электротриии СО РАН в настоящее время ведется разработка системы мониторинга сердечной деятельности, обладающей возможностью оперативного обмена данными с медицинским персоналом. На Рис. 1 приведена структурная схема системы мониторинга.

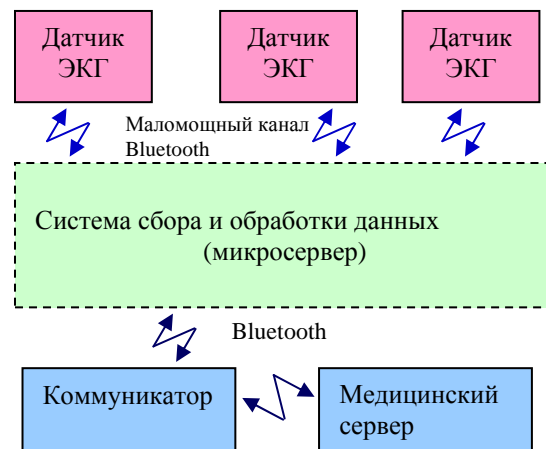


Рис. 1. Структурная схема разрабатываемой системы мониторинга

Система мониторинга состоит из датчиков ЭКГ соединенных по беспроводному каналу, при

помощи *Bluetooth LE* с устройством сбора данных (микросервером), которое в свою очередь также по беспроводному каналу соединено с коммуникатором (смартфоном) выполняющим обмен данными с медицинским сервером. В качестве датчика ЭКГ применен оригинальный беспроводной емкостной сенсор, аналоговая и схемотехническая часть которого разработана ведущим инженером ИАиЭ СО РАН В.В. Вилейко. Электропитание датчика обеспечивается батареей типа *CR 2032*, а в качестве устройства реализующего беспроводную связь и аналого-цифровое преобразование регистрируемого ЭКС применена *SoC CC 2540*.

При этом минимизация и снижение веса носимых пациентом элементов системы мониторинга приводит к ограничениям на энергопотребление вычислительных устройств, выполняющих обработку получаемых данных.

Следует отметить, что для обеспечения согласования необходимой частоты дискретизации сигнала и пропускной способности канала связи необходимо применение согласующего фильтра (для подавления алиасинга). На *Рис. 2* приведена временная диаграмма, отражающая процесс дискретизации ЭКС и процесса выполнения согласующей фильтрации.

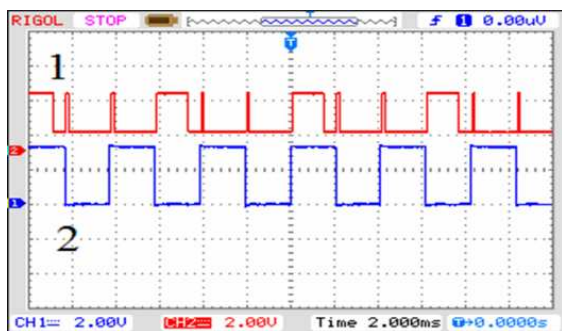


Рис. 2. Временная диаграмма процесса дискретизации ЭКС: кривая 1 отражает время обработки отсчета фильтром, кривая 2 отражает интервал дискретизации

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

согласующего фильтра была применена полифазная реализация фильтра Найквиста. Как видно из осциллограммы, приведенной на *Рис. 2*, время обработки дискретного отсчета ЭКС согласующим фильтром приближается к значению интервала дискретизации, что затрудняет дальнейшую обработку ЭКС вычислительными средствами датчика. Кроме того, примененная система 2540 не обладает достаточным запасом производительности и оперативной памяти для выполнения обработки текущего фрагмента ЭКС в процессе накопления последующего фрагмента. Все это приводит к необходимости выполнения обработки ЭКС вычислительными средствами системы сбора и обработки данных.

Регистрация ЭКС сопровождается действием разнотемповых возмущений, которые можно условно разделить на две группы – постоянно действующие помехи и возмущения длительность и темп изменения которых не известен. Основной причиной появления помех первого типа является действие наводки напряжения промышленной частоты, приводящей к появлению аддитивной составляющей в регистрируемом сигнале, амплитуда которой может быть выше амплитуды полезного сигнала, что приводит к потере диагностической ценности ЭКС. Причиной возмущений второго типа является движение регистрирующих электродов, вызванное дыханием и физической активностью пациента.

В настоящей работе будет рассмотрены подходы к снижению влияния помех первого типа – выполнению фильтрации ЭКС. Выявление и удаление участков, ЭКС искаженных в результате действия возмущение второго типа, рассматривается в ряде работ, среди которых можно выделить перспективные, на наш взгляд, подходы: применение анализа независимых компонент (*ICA*) и совместное применение методов машинного обучения и критериев оценки качества электрокардосигнала.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим краткое описание электрокардосигнала и сформулируем требования, некоторые требования к получаемому ЭКС, общий вид которого показан на *Рис. 3*.

На *Рис. 3* представлен типичный вид электрокардосигнала, полученного в первом стандартном отведении здорового человека, с нанесенными временной и амплитудной осями. Электрокардосигнал имеет квазипериодический характер и состоит из повторяющихся кардиокомплексов, общий вид которых приведен на *Рис. 4*.



Рис. 3. Общий вид электрокардиосигнала

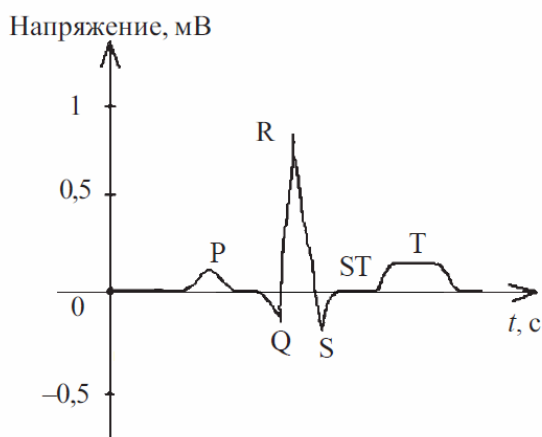


Рис. 4. Общий вид кардиокомплекса

Кардиокомплекс, вид которого показан на Рис. 4, принято разделять на 5 зубцов – P, Q, R, S, T, форма которых может значительно

варьироваться в зависимости от отведения в котором регистрируется ЭКС и в зависимости от состояния сердечно-сосудистой системы пациента. Амплитуда ЭКС находится в пределах 0.5–5 мВ, а наиболее значимая полоса частот находится в пределах 0.05–20 Гц [6]. При этом, для наибольшей диагностической ценности зарегистрированного сигнала необходима дифференциация всех фрагментов кардиокомплекса, в особенности фрагмента ST, позволяющего оценить наличие характер повреждений сердечной мышцы. В результате наличия помех первого типа, а в особенности действия наводки напряжения промышленной частоты, при визуализации сигнала возникают искажения, затрудняющие оценку формы, длительности и амплитуды фрагментов кардиокомплекса. Пример действия помех первого типа показан на Рис. 5.

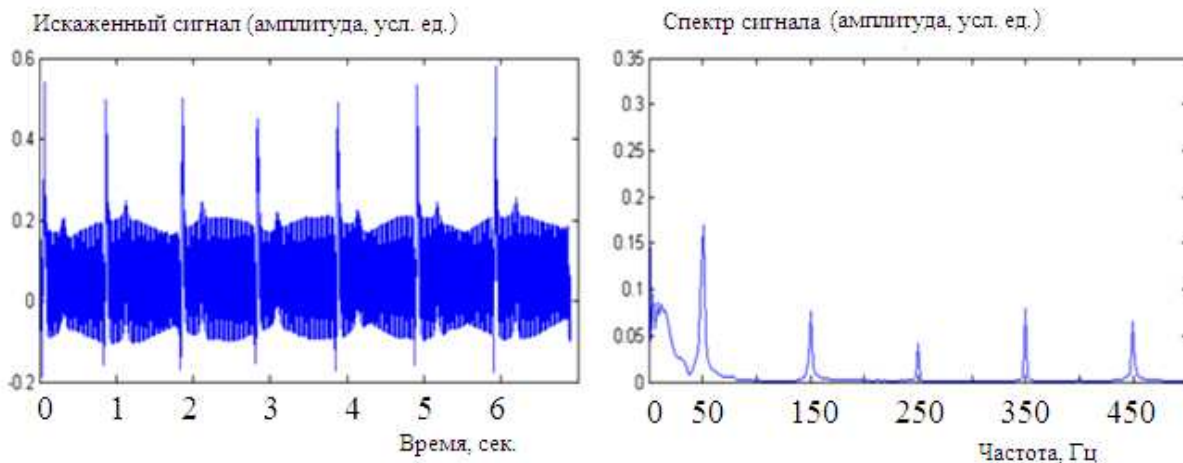


Рис. 5. Искаженный ЭКС и его спектр

Как видно из правой части Рис. 5, частотный спектр ЭКС помимо основных частот (0.05–20 Гц), частоты, наличие которых вызвано наводкой напряжения промышленной частоты и его высокочастотными гармониками. При этом, как видно из левой части Рис. 5, четкая дифференциация фрагментов кардиокомплексов невозможна.

Анализ литературы показал, что подходы к ограничению и коррекции частотного спектра

ЭКС можно разделить на две группы: 1) применение «классических» цифровых фильтров с фиксированной АЧХ, более подробно о которых будет сказано во второй главе настоящей работы; 2) применение фильтров с изменяемой в процессе работы АЧХ, к таким способам фильтрации относится пороговая обработка коэффициентов вейвлет-преобразования исходного ЭКС. При этом уровень искажений, вносимых в полезный сигнал в результате работы системы

фильтрации должен поддерживаться на уровне минимальном уровне, достаточном для дальнейшего анализа ЭКС. В настоящей работе оценка способов фильтрации будет произведена в соответствии с рекомендациями ГОСТ Р МЭК 60601-2-51-2008, регулирующим параметры стационарных электрокардиографических устройств. Также следует отметить, что требования к частотной полосе сигнала и вносимым в сигнал искажениям приведенные в данном ГОСТ являются более жесткими, по сравнению с аналогичными требованиями, приведенными в ГОСТ Р 50267.47-2004, регулирующем параметры суточных мониторов ЭКГ. В ГОСТ регулирующем параметры стационарных 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 дБ 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, например, на требуемое отношение сигнал-шум, и на параметры применяемых фильтров, нами было принято решение выполнить выбор способа фильтрации сигнала на основе достигаемого отношения сигнал-шум, уровне вносимых в сигнал искажений и применимость выбранного способа фильтрации с точки зрения испытаний, предложенных в ГОСТ. При этом реализация системы фильтрации сигнала вычислительными средствами, входящими в состав автономной системы мобильного мониторинга, накладывает ограничение на вычислительную трудоемкость применяемых алгоритмов. В результате чего при выборе способа фильтрации сигнала необходимо руководствоваться не только применимостью фильтра с точки зрения сохранения диагностической пригодности сигнала, но и с точки зрения требуемых вычислительных затрат на обработку участка сигнала фиксированной длины. Как показано в первой главе настоящей работы, одним из основных способов фильтрации сигнала, помимо применения цифровых БИХ и КИХ-фильтров, является применение пороговой обработки результата дискретного вейвлет преобразования ЭКС. Рассмотрим реализацию данных подходов, их вычислительную трудоемкость, достигаемое отношение сигнал-шум, вносимые в сигнал

искажения и их применимость с точки зрения испытаний, рассмотренных в ГОСТ.

2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТРУДОЕМКОСТИ АЛГОРИТМОВ ФИЛЬТРАЦИИ

Как показано выше основными способами фильтрации ЭКС является применение «классических» цифровых БИХ и КИХ фильтров и применение дискретного вейвлет преобразования. Одним из способов реализации цифрового фильтра является его представление в виде разностного уравнения вида:

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

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

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

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 не устойчивыми, что требует их реализации в виде каскада секций второго порядка, блок-схема которой представлена на Рис. 6.

При этом БИХ фильтр обладает нелинейной фазовой характеристикой, что требует выполнения двунаправленной фильтрации для компенсации возникающих фазовых искажений, о которых шла речь в первой главе настоящей работы. Помимо этого, для компенсации искажений начальных и конечных участков сигнала возникших в результате переходных процессов, производят периодическое продолжение сигнала на количество отсчетов равное не менее чем три порядка фильтра. Произведем оценку вычислительной трудоемкости работы такого фильтра. В качестве меры трудоемкости было использовано значение, равное сумме числа операций умножения, сложения и вычитания, необходимых для обработки сигнала фиксированной длины [16]. Каждая секция цифрового фильтра, представленная на Рис. 6 требует выполнения 4 операций умножений и 4 операций сложения на один отсчет исходного сигнала.

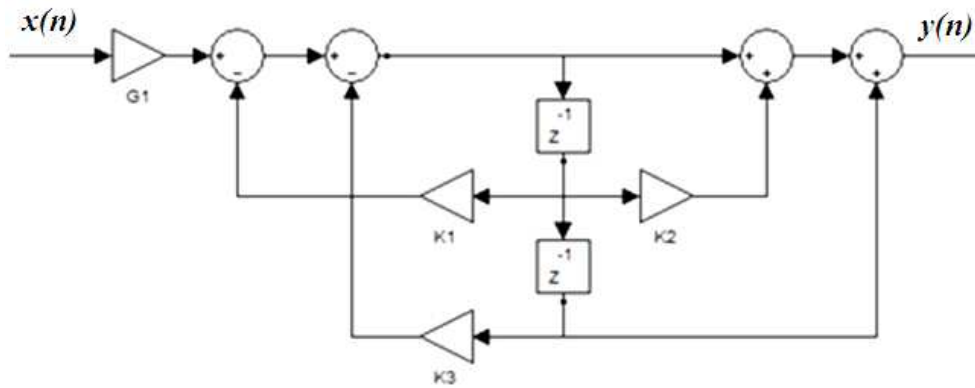


Рис. 6. Блок-схема секции второго порядка. $G1$ – коэффициент передачи секции, $K1$ – $K3$ действительные коэффициенты, Z^{-1} – блок задержки на один такт, $x(n)$ – отсчет сигнала на входе секции, $y(n)$ – отсчет сигнала на выходе секции

При этом трудоемкость с учетом необходимости двунаправленной фильтрации и периодического продолжения сигнала будет равна:

$$I_{IIR} = 2 \cdot (L + l_e) \cdot (8 \cdot N_s), \quad (3)$$

где l_e – количество отсчетов, на которое продлен исходный сигнал для компенсации искажений вызванных переходными процессами, N_s – общее количество секций. Фильтры, обладающие конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтры) обладают линейной фазовой характеристикой и не требуют выполнения двунаправленной фильтрации. КИХ-фильтр может быть реализован при помощи каскада, состоящего из усилителей и блоков задержек, блок-схема такого каскада представлена на Рис. 7.

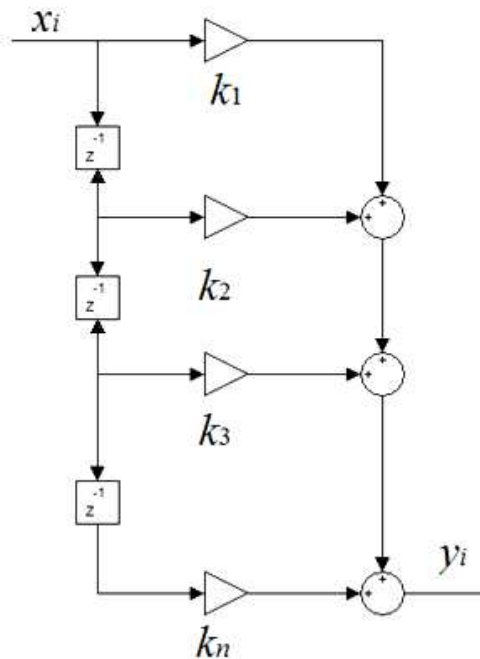


Рис. 7. Блок-схема КИХ-фильтра. k_1 – k_n действительные коэффициенты, Z^{-1} – блок задержки на один такт, x_i – отсчет сигнала на входе секции, y_i – отсчет сигнала на выходе секции

Показанный на Рис. 7 каскад реализуется может в виде разностного уравнения:

$$y(n) = \sum_{k=0}^M b(k)x(n - k), \quad (4)$$

Трудоемкость фильтрации таким способом определяется порядком фильтра и равна:

$$O_{FIR} = 2n(L + l_e), \quad (5)$$

где n – порядок фильтра, L – длина обрабатываемого сигнала, l_e – количество отсчетов, на которое продлен сигнал для компенсации переходных процессов.

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 Рис. 8.

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. После выполнения пороговых преобразований производится восстановления сигнала по вейвлет коэффициентам при помощи фильтров реконструкции, аналогично процессу, показанному на Рис. 8.

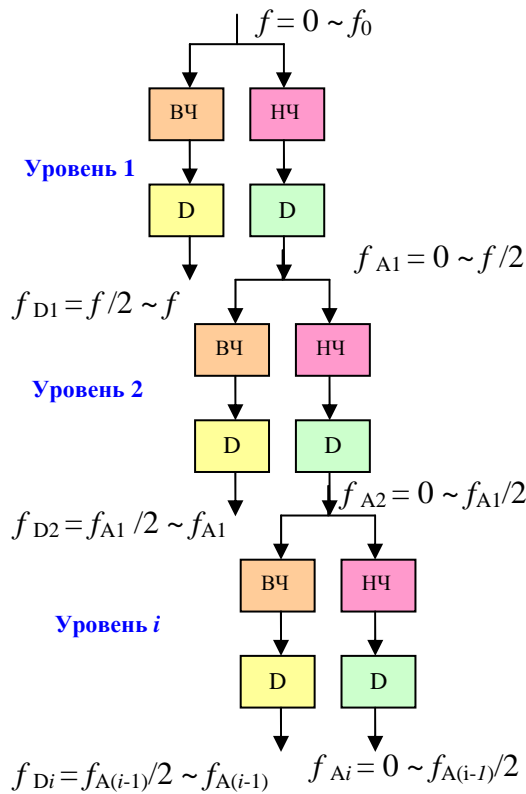


Рис. 8. Блок-схема многоуровневого вейвлет-преобразования. X – исходный сигнал, НЧ – фильтр низких частот, ВЧ – фильтр высоких частот D – блок понижения частоты дискретизации сигнала в два раза, f – полоса исходного сигнала, f_s – частота дискретизации исходного сигнала f_{Ai} – частотная полоса коэффициентов аппроксимации на i -м уровне разложения, f_{Bi} – частотная полоса коэффициентов детализации на i -м уровне разложения

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

$$A_k = \sum_{m=0}^k x_m \cdot h_{k-m} \quad (6)$$

$$D_k = \sum_{m=0}^k x_m \cdot g_{k-m} \quad (7)$$

$$k = \overline{1, N}$$

где 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 выполнения прямого вейвлет преобразования по схеме, приведенной на Рис. 8, зависит от N и равно:

$$O_c = \sum_{i=0}^N 2i + 1 \quad (8)$$

Для удобства вычисления оценку (8) можно представить в виде арифметической прогрессии с шагом $d = 2$, сумма первых n членов которой равна:

$$O_c = \frac{a_1 + a_n}{2} N \quad (9)$$

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 [10]. Выполнение одного уровня преобразования требует двукратного выполнения операции свертки, и его трудоемкость с учетом (9) будет равна:

$$O_n = 2O_c = 2 \frac{a_1 + a_{L_n}}{2} L_n \quad (10)$$

где O_n – трудоемкость выполнения вейвлет преобразования на уровне n , L_n – длина результата свертки на уровне разложения n .

Тогда с учетом (10) трудоемкость выполнения прямого многоуровневого вейвлет преобразования будет определяться по выражению:

$$O_{DWT} = \sum_{n=1}^{N_L} O_n \quad (11)$$

где N_L – количество уровней разложения, равное 10 для схемы, показанной на Рис. 8.

При этом следует отметить, что частота дискретизации последовательностей, полученных в результате выполнения свертки (6) и (7), снижается в два раза. Как было сказано выше, после получения необходимых коэффициентов вейвлет разложения производится их пороговая обработка с последующим выполнением обратного многоуровневого преобразования для получения сигнала прошедшего фильтрацию, трудоемкость которого определяется аналогично (8-11).

3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОШИБКИ ФИЛЬТРАЦИИ И 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. В связи с этим необходимо оценить качество фильтрации частот наводки напряжения промышленной частоты, низкочастотных, высокочастотных компонент.

Для оценки эффективности работы фильтров

используем в качестве меры достигаемое отношение сигнал-шум. При определении отношения сигнал-шум для различных типов фильтров был использован ЭКС, полученный 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:

$$SNR = 20 \lg \left(\frac{A_s}{A_n} \right), \quad (12)$$

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:

$$n_i = S c_i - S f_i, \quad i = \overline{0, L}, \quad (13)$$

где n_i – отсчет шумовой компоненты, $S c_i$ – отсчет исходного ЭКС без аддитивной составляющей, $S f_i$ – отсчет сигнала, прошедшего фильтрацию, L – длина сигнала.

Оценка вычислительной трудоемкости алгоритма фильтрации позволяет судить о возможности и целесообразности его реализации при помощи применяемых вычислительных средств, а также косвенно судить о скорости

работы данных алгоритмов. Оценка достигаемого отношения сигнал-шум позволит судить о качестве фильтрации сигнала и уровне остаточного шума. Однако уровень остаточного шума зависит не только от АЧХ алгоритма фильтрации, но и от уровня искажений, вносимых алгоритмом фильтрации в полезный сигнал, для оценки которых будет использована оценка PRD :

$$PRD = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^N (x_i - \bar{x}_i)^2}{\sum_{i=0}^N x_i^2}} \cdot 100 \quad (14)$$

где N – длина сигнала, x_i – отсчет сигнала до обработки, \bar{x}_i – отсчет сигнала после обработки. Данная оценка является мерой близости между реальными данными и данными, полученными при помощи оценок, в работе [11] данная оценка используется в качестве меры уровня искажений при сжатии ЭКС с потерями.

4. ВЕЙВЛЕТ ФИЛЬТРАЦИЯ. ОПРЕДЕЛЕНИЕ НЕОБХОДИМОЙ ГЛУБИНЫ РАЗЛОЖЕНИЯ

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, было построено дерево многоуровневого вейвлет преобразования, которое представлено на Рис. 9.

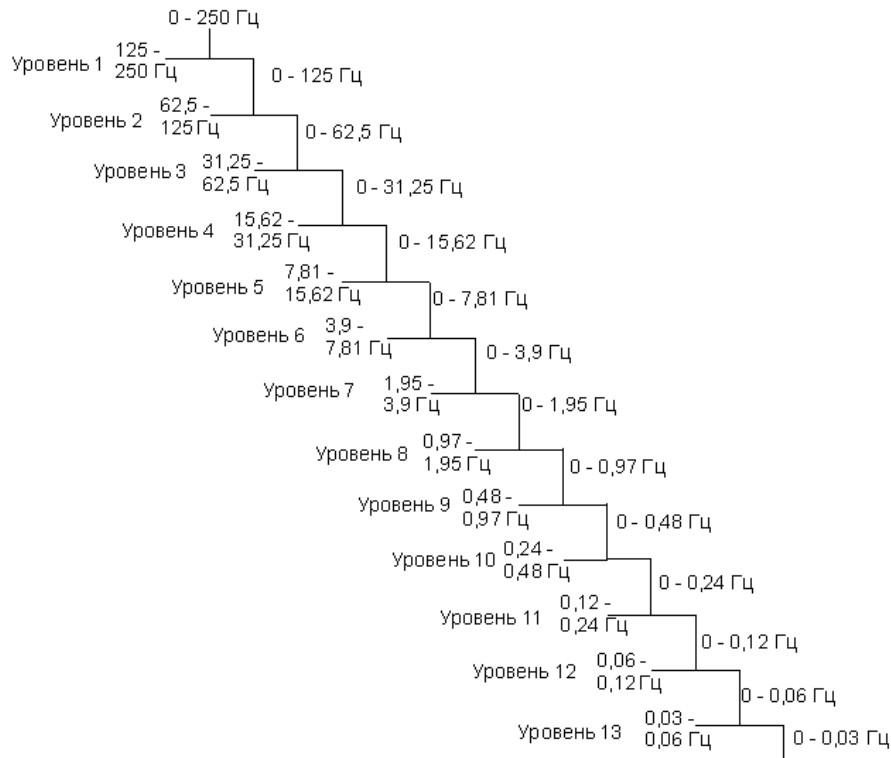


Рис. 1. Дерево многоуровневого прямого вейвлет преобразования

Как видно из Рис. 9, 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. Пороговая обработка данных коэффициентов интересующих уровней теоретически позволяет удалить из спектра ЭКС данные частоты, не внося искажений в участки спектра, содержащие частоты *QRST* комплекса [11]. При этом составляющие сигнала, информацию о которых несут интересующие уровни вейвлет 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. В литературе представлено несколько различных методик определения порогового значения, среди которых можно выделить подходы, основанные на статистических характеристиках сигнала, возведении коэффициентов вейвлет разложения, содержащих искомые компоненты в квадрат [11] и другие.

Для определения максимально возможного отношения сигнал-шум и инвариантности к

методике выбора порогового значения было принято решение определить отношение сигнал-шум для всех возможных пороговых значений, принадлежащих интервалу, перекрывающему область значений, интересующих вейвлет коэффициентов

$$[w_{min} - 0.5; w_{max} + 0.5] \quad (15)$$

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

$$|w_{min}|/2 \quad (16)$$

Вариация порогового значения на интервале (14) при шаге (15) позволяет, как оставить вейвлет коэффициенты без изменений, так и полностью их обнулить.

5. СРАВНЕНИЕ РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ ФИЛЬТРОВ ПО КРИТЕРИЮ СИГНАЛ-ШУМ И ОШИБКЕ ФИЛЬТРАЦИИ

При оценке достигаемого отношения сигнал-шум и уровня искажений, вносимых в сигнал в результате фильтрации, были рассмотрены вейвлет функции различных семейств – Добеши, Коифлет, Биортогональные и другие вейвлет функции, однако, наибольшее отношение сигнал шум при наименьшей ошибке *PRD* был получен с использованием вейвлета Добеши 4, результат приведен в Таблице 1.

Таблица 1.

Достижимое отношение сигнал-шум, значение ошибки *PRD*, полученные при использовании вейвлета Добеши 4

Перекрытие, %	Низкие частоты			Высокие частоты			50 Гц		
	<i>PRD</i>	<i>SNR</i>	Порог	<i>PRD</i>	<i>SNR</i>	Порог	<i>PRD</i>	<i>SNR</i>	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

Помимо достигаемого отношения сигнал-шум и ошибки *PRD* в таблице приведено соответствующее пороговое значение. 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 [11], где для оценки качества декомпрессии сигнала была использована оценка *PRD*, показано, что значение данной оценки менее 9% соответствует «высокому» качеству восстановления сигнала. Аналогичные исследования были проведены для цифровых БИХ и КИХ фильтров, результат которого приведен в Таблице 2.

Таблица 2.

Достижимое отношение сигнал-шум, значение ошибки *PRD*

Перекрытие, %	Низкочастотные составляющие		Высокочастотные составляющие		50 Гц	
	<i>PRD</i>	<i>SNR</i>	<i>PRD</i>	<i>SNR</i>	<i>PRD</i>	<i>SNR</i>
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.	

Как видно из сравнения *Таблицы 1* и *Таблицы 2*, системы фильтрации с фиксированной АЧХ в области высоких частот обладают преимуществами перед системами вейвлет-фильтрации, имеющими возможность плавного изменения АЧХ в реальном времени.

При проведении данного исследования были рассмотрены различные типы фильтров, при синтезе которых учитывался порядок, влияющий на вычислительную сложность фильтрации

сигнала, вид переходного процесса, влияющий на искажения, вносимые в сигнал, а также уровень пульсаций АЧХ. В качестве фильтра, предназначенного для ограничения в области низких частот, был использован фильтр Баттерворта второго порядка, обеспечивающий подавление -3 дБ на частоте $0,05\text{ Гц}$, реализованный в виде разностного уравнения, АЧХ такого фильтра и показана на *Рис. 10*.

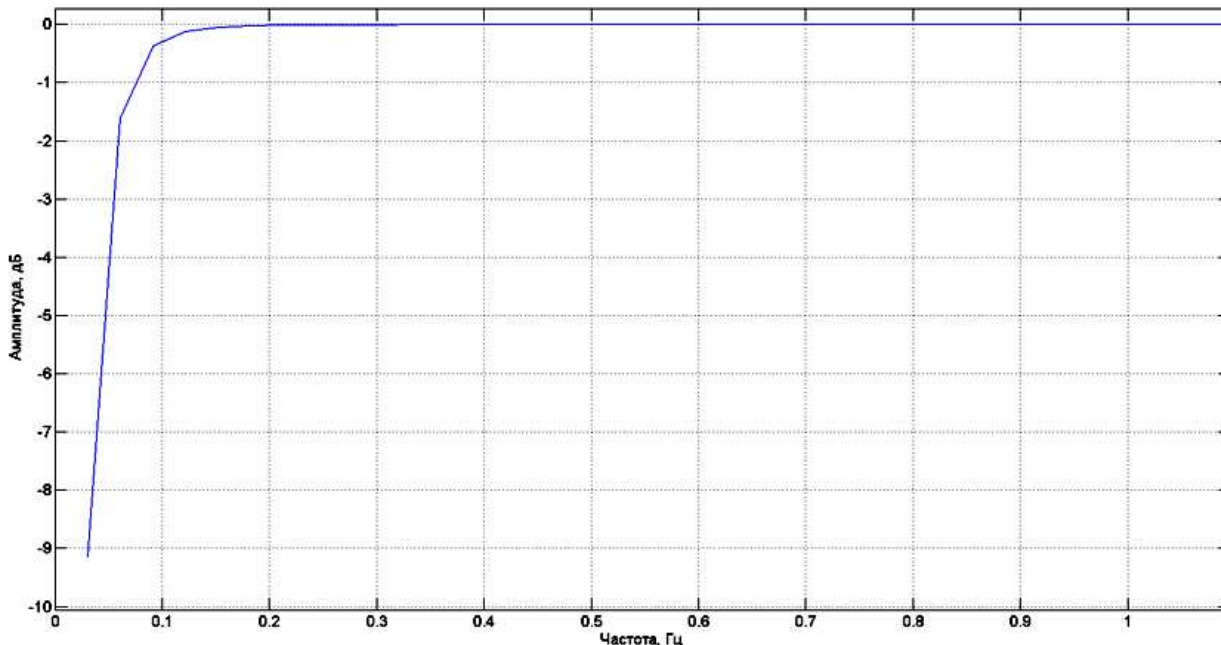


Рис. 10. Амплитудно-частотная характеристика фильтра высоких частот

Фильтр Баттерворта обладает гладкой АЧХ, а также более близкую к линейной, фазовую характеристику в области полосы пропускания по сравнению с другими БИХ фильтрами. КИХ фильтры, обладающие АЧХ приведённой на *Рис. 10* будут обладать более высоким порядком, что приведет к необходимости выполнения

дополнительных вычислительных операций. Для ограничения высоких частот был применен БИХ-фильтр восьмого порядка (относительный порядок равен нулю), реализованный в виде разностного уравнения и имеющий гладкую АЧХ, приведённую на *Рис. 11*.

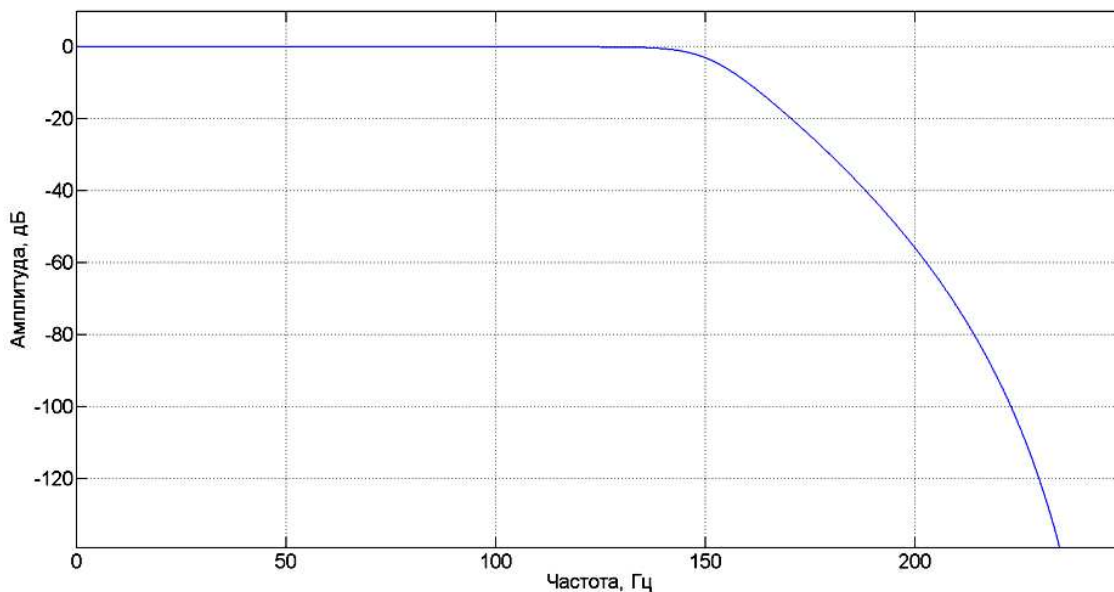


Рис. 11. Амплитудно-частотная характеристика фильтра низких частот

Следует отметить, что во время проведения данного эксперимента был исследован случай действия одной определенной аддитивной составляющей, что на практике встречается редко и далее рассмотрено поведение блока фильтров в условиях действия всех трех аддитивных составляющих. Помимо ошибки фильтрации и достигаемого отношения сигнал-шум определим вычислительную трудоемкость блока цифровых фильтров при помощи выражения (2) и системы вейвлет фильтрации в соответствии с выражением (10) для 13 уровней разложения, в соответствии со схемой показанной на Рис. 9. Полученные значения оцениваемых параметров для различных типов фильтров приведены в Таблице 3.

Таблица 3.

Значения отношения сигнал-шум, ошибка PRD и вычислительная трудоемкость 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	$1,17 \cdot 10^5$

В результате эксперимента, результаты

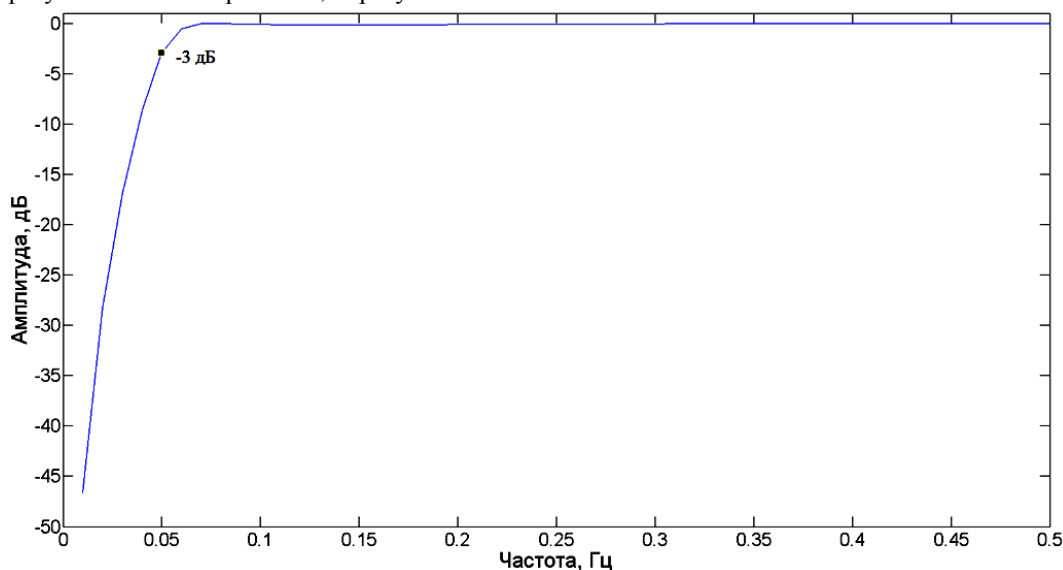


Рис. 13. Амплитудно-частотная характеристика фильтра, основанного на шунт-компенсаторе

В результате совместного применения шунт компенсатора, узкополосного фильтра и фильтра низких частот было получено отношение сигнал-шум в пределах 28–30 и значение ошибки PRD в пределах 2–5, в зависимости от амплитуды аддитивных составляющих.

6. ОЦЕНКА КАСКАДА ФИЛЬТРОВ ПРИ ПОМОЩИ МЕТОДИКИ, ПРИВЕДЕННОЙ В ГОСТ

В ГОСТ для оценки пригодности получа-

емого сигнала предложена методика оценки динамических характеристик измерительного тракта электрокардиографа, позволяющая оценить допустимость амплитудно-частотной характеристики измерительного тракта, адекватность воспроизведения элементов QRST комплексов. Следует отметить, что данные испытания предусмотрены для всего измерительного тракта электрокардиографа, следовательно, алгоритмы цифровой обработки данных должны удовлетворять приведенным требова-

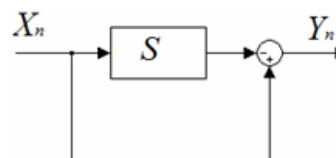


Рис. 12. Блок-схема шунт компенсации. X_n – входной сигнал, Y_n – сигнал на выходе, S – шунт

Подход, основанный на шунт компенсации, заключается в получении низкочастотной части сигнала при помощи НЧ фильтра S вычитаемой из исходного сигнала. Примененный фильтр S по сравнению с ВЧ фильтром обладает меньшим временем переходного процесса и меньшим перерегулированием. При этом АЧХ данного фильтра, показанная на Рис. 13, имеет подавление -3 дБ на частоте 0,05 Гц, что удовлетворяет требованиям ГОСТ.

ниям. Такая методика заключается в оценке амплитуд синусоидальных сигналов на входе измерительного канала и его выходе. Методика испытаний с помощью синусоидальных сигналов позволяет оценить адекватность воспроизведения в заданной полосе пропускания, высокочастотных составляющих ЭКС. Для оценки адекватного воспроизведения потенциально низкоамплитудного зубца *R* и *ST* сегмента данная методика предусматривает испытания с использованием треугольных и прямоугольных импульсов. Испытание при помощи синусои-

дальных сигналов состоит из следующих этапов:

1. Оценка при помощи синусоидальных сигналов амплитуды 1 мВ и частотой варьируемой в пределах $0,67\text{--}40\text{ Гц}$, позволяющая оценить адекватность воспроизведения основных частот *QRS* комплексов [8]. При этом отклонение амплитуды сигнала на выходе блока фильтров должно находиться в пределах $\pm 10\%$ относительно амплитуды сигнала частоты 10 Гц . На *Рис. 14* представлена АЧХ блока фильтров в пределах данной полосы.

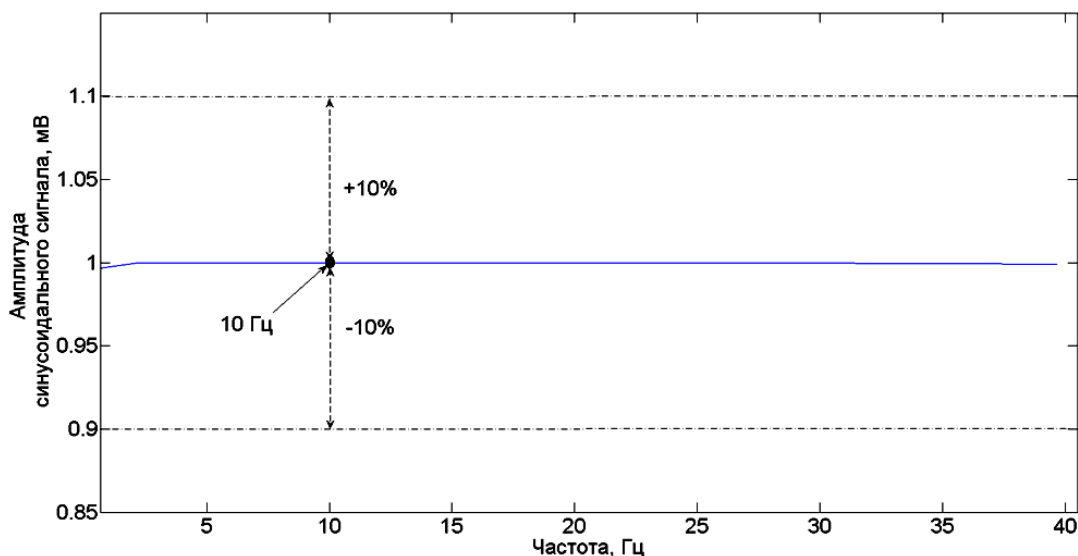


Рис. 14. Амплитудно-частотная характеристика блока фильтров в пределах $0,67\text{--}40\text{ Гц}$; пунктирной линией показана область $\pm 10\%$ допустимого отклонения амплитуды сигнала на выходе блока фильтров

Как видно из *Рис. 14*

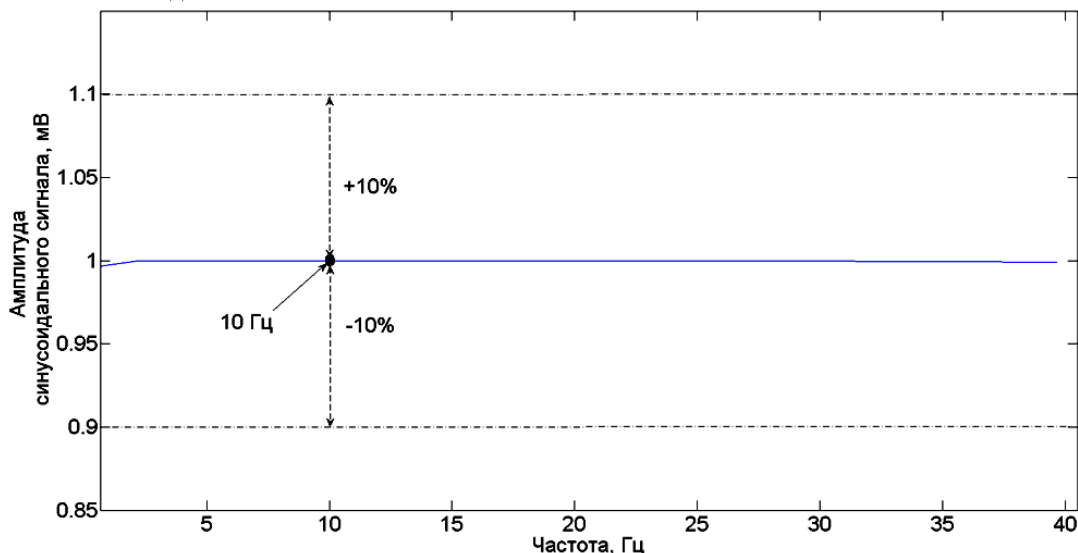


Рис. 14, амплитудно-частотная характеристика блока фильтров в полосе $0,67\text{--}40\text{ Гц}$ находится в области $\pm 10\%$ допуска на всем протяжении данной частотной полосы.

2. Оценка при помощи синусоидальных сигналов амплитуды 1 мВ и частотой, варьируемой в пределах $40\text{--}100\text{ Гц}$, 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 *Рис. 15* в виде АЧХ в заданной полосе частот.

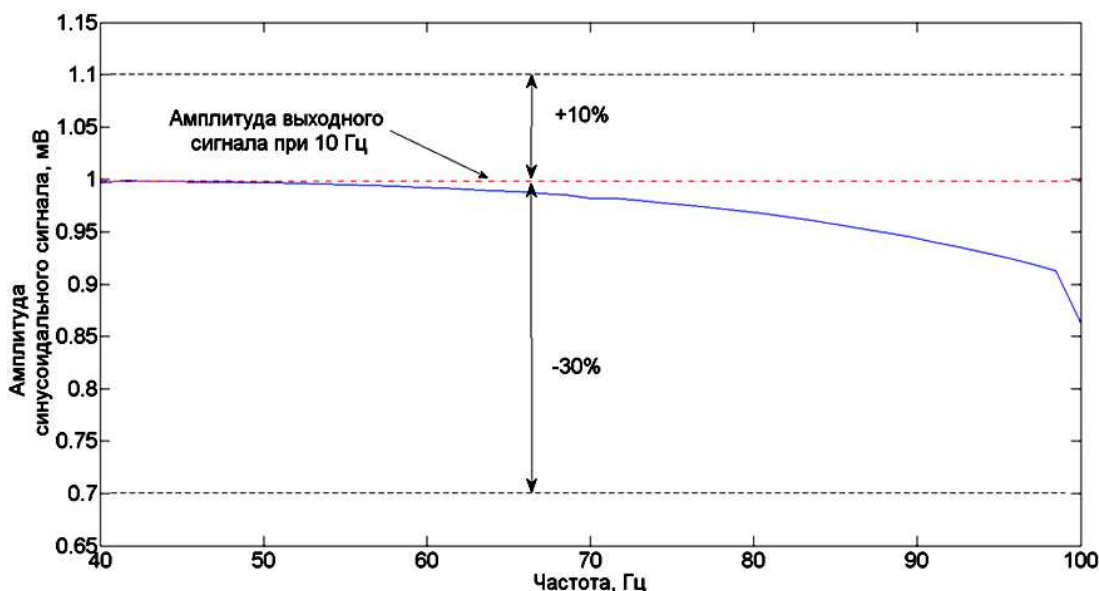


Рис. 15. Амплитудно-частотная характеристика блока фильтров в пределах 40–100 Гц, пунктирными линиями показана область допустимого отклонения амплитуды сигнала на выходе блока фильтров

Как видно из Рис. 15, амплитудно-частотная характеристика блока фильтров в полосе частот 40–100 Гц находится в пределе 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, позволяющая 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 такого эксперимента была получена АЧХ приведенная на Рис. 16.

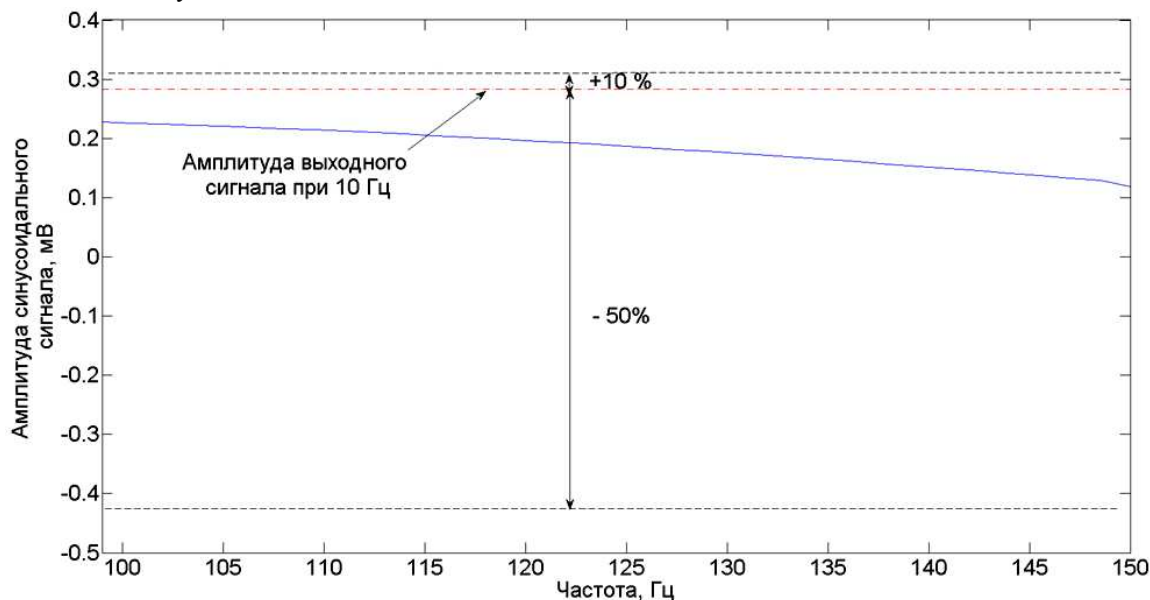


Рис. 16. Амплитудно-частотная характеристика блока фильтров в пределах 40–100 Гц. Пунктирными линиями показана область допустимого отклонения амплитуды сигнала на выходе блока фильтров

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 амплитуды выходного сигнала, полученного при входном сигнале с шириной основания 20 мс, относительно сигнала (опорного сигнала), полученного при выходном треугольном сигнале с шириной основания

200 мс, моделирующих наиболее неблагоприятный зубец R, вид таких сигналов показан на Рис. 17. Результат эксперимента, в основе которого лежит применение треугольных

импульсов, моделирующих QRS комплексы, показано на Рис. 18.

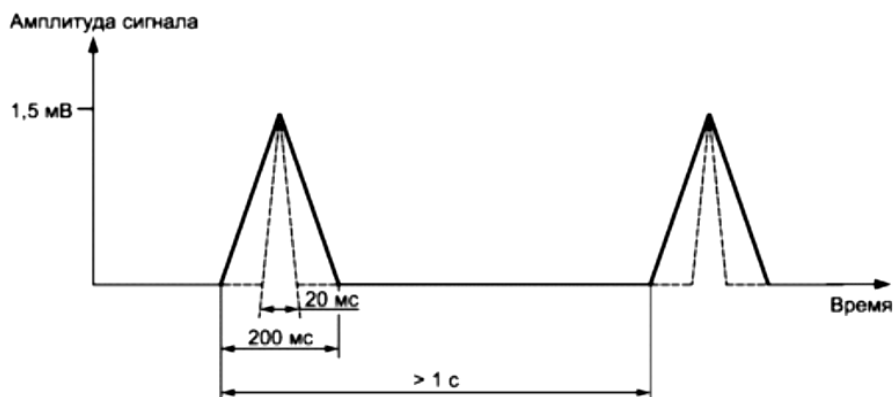


Рис. 17. Треугольные импульсы для оценки адекватности воспроизведения R зубца

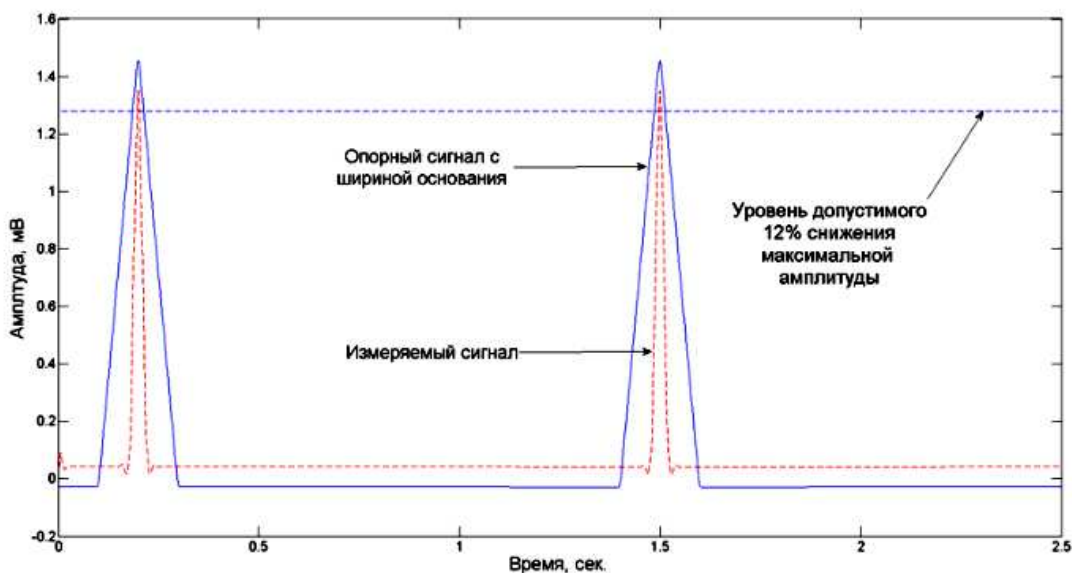


Рис. 18. Результат испытания при помощи сигналов треугольной формы. Сплошной линией показан сигнал с основанием 200 мс, пунктирной с основанием 20 мс, а штрихпунктирной линией показан уровень допустимого снижения максимальной амплитуды выходного сигнала

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 Рис. 18 проводилось с использованием такого фильтра с целью оценки вносимых данным фильтром искажений в полезный сигнал. Как видно из Рис. 13, 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. Как показано в ГОСТ, испытания 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 Рис. 19.

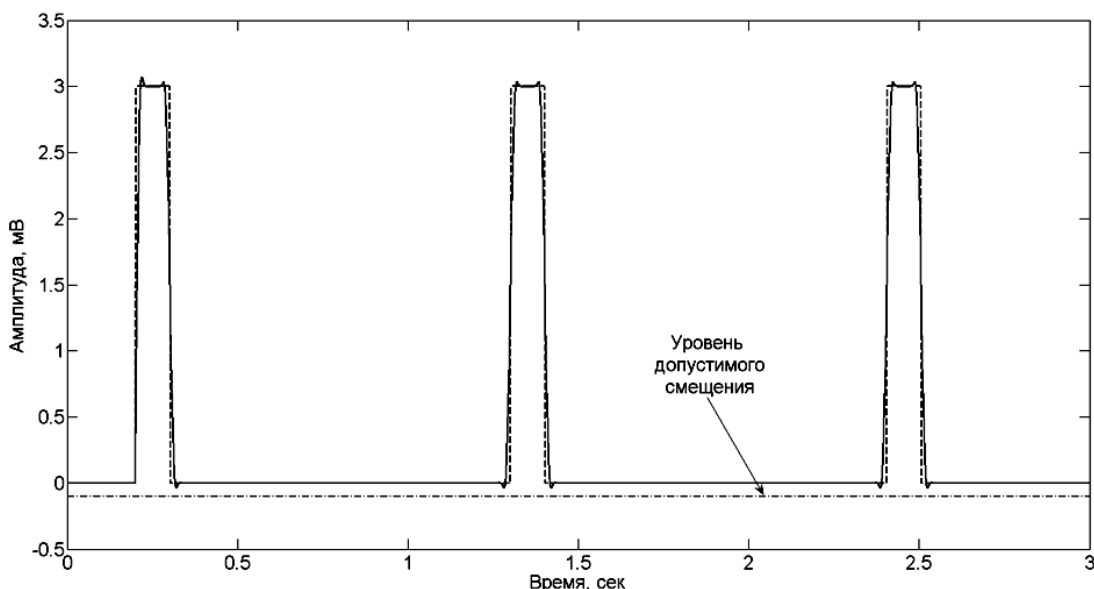


Рис. 19. Результат испытания при помощи прямоугольного импульсного сигнала. Пунктирная линия – испытательный сигнал, пунктирная – отклик блока фильтров, штрихпунктирная – уровень допустимого смещения сигнала.

Как видно из Рис. 19, использованный блок фильтров вносит допустимое смещение в испытательный сигнал. В результате экспериментов с использованием испытательных сигналов предложенных в ГОСТ было установлено, что использованный блок фильтров обладает подходящими характеристиками, и он не будет вносить недопустимых искажений в полезный сигнал. Кроме того, в результате экспериментов было установлено, что использованный блок фильтров с фиксированной АЧХ, обеспечивает более высокое значение отношения сигнал-шум по сравнению с системой фильтрации основанной на вейвлет-преобразовании и обеспечивающей динамическую подстройку АЧХ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведено исследование эффективности алгоритмов фильтрации ЭКС, выполняемой для подавления наводки напряжения промышленной частоты, а также для формирования полосы сигнала удовлетворяющей требованиям ГОСТ Р МЭК 60601-2-51-2008, необходимой для частичной компенсации дрейфа изолинии и подавления высокочастотных компонент, наличие которых вызвано мышечным напряжением. На основе экспериментальных данных полученных при помощи емкостных сенсоров, показано, что при использовании каскада цифровых фильтров (ЦФ) достигается отношение сигнал-шум равное 30, а в случае использования аппарата дискретного вейвлет преобразования (ДВП) равное 20, при этом обработка участка ЭКС при помощи каскада ЦФ потребует на два порядка меньше вычислительных операций по сравнению с ДВП. Показано, что примененный блок цифровых фильтров удовлетворяет требованиям, приведённым в ГОСТ Р МЭК 60601-2-51-2008.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Fishman G. I. et al. Sudden cardiac death prediction and prevention report from a National Heart, Lung, and Blood Institute and Heart Rhythm Society workshop. *Circulation*. – 2010. – Т. 122. – №. 22. – С. 2335-2348.
- [2] А. Струтынский. Электrokардиограмма: анализ и интерпретация, Москва: ООО "МЕДпресс". 1999.
- [3] Г. Алдонин. Автономный мониторинг комплекса параметров сердечно-сосудистой системы. *Медицинская техника*. 2012. № 6, с. 14-17.
- [4] E. Jovanov, A. O'Donnell Lords, D. Raskovic, P.G. Cox, R. Adhami, F. Andrasik. Stress monitoring using a distributed wireless intelligent sensor system. *Engineering in Medicine and Biology Magazine, IEEE*. V. 22, № 3, 2003.
- [5] R. Fensli, E. Gunnarson, T. Gundersen. A wearable ECG-recording system for continuous arrhythmia monitoring in a wireless tele-home-care situation. *18 th IEEE Symposium on Computer-Based Medical Systems*. 2005.
- [6] К.В. Зайченко. Съём и обработка биоэлектрических сигналов. Санкт-Петербург: РИО ГУАП, 2001.
- [7] Р. Блейхут. Теория и практика кодов, исправляющих ошибки. М.: Мир. 1982.
- [8] В. И.Воробьев, В. Г.Грибуни. Теория и практика вейвлет-преобразования. 1999: вуС. С-Пб.
- [9] Y.Zigel, A.Cohen, A. Katz. The weighted diagnostic distortion (WDD) measure for ECG signal compression. *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, V 47, № 11, pp. 1422-1430, 2000.
- [10] P. M.Agante, J. P. M. De Sá. ECG noise filtering using wavelets with soft-thresholding methods. *Computers in Cardiology*, pp. 535-538., 1999 .
- [11] В. М.Beckmann, A. Pfeufer, S. Kääb. Inherited cardiac arrhythmias: diagnosis, treatment, and prevention. *Deutsches Ärzteblatt International*, V. 108, № 37, p. 623, 2011.

System of Mobile Cardiac of Human Activity Monitoring: the Applicability of Different Filtering Methods for Electrocardiosignal

D.N. KATASONOV

Abstract: The paper considers individually compact mobile cardiac monitoring system of human activity, which has the ability to automate the analysis of the data. The paper proposes a comparative analysis of approaches to filtering electrocardiosignal on the criterion of achievable signal-to-noise ratio, error filtering and computational complexity.

Key words: mobile monitoring electrocardiosignal, wavelet filtering, compensation network crosstalk, signal to noise ratio, limiting range of EX.

REFERENCES

- [1] Fishman G. I. et al. Sudden cardiac death prediction and prevention report from a National Heart, Lung, and Blood Institute and Heart Rhythm Society workshop. *Circulation*. – 2010. – Т. 122. – №. 22. – S. 2335-2348.
- [2] A. Strutynskij. *Jelektrokardiogramma: analiz i interpretacija*, Moskva: ООО "MEDpress". 1999.
- [3] G. Aldonin. *Avtonomnyj monitorang kompleksa parametrov serdechno-sosudistoj sisemy*. *Medicinskaja tehnika*. 2012. № 6, s. 14-17.
- [4] E. Jovanov, A. O'Donnell Lords, D. Raskovic, P.G. Cox, R. Adhami, F. Andrasik. Stress monitoring using a distributed wireless intelligent sensor system. *Engineering in Medicine and Biology Magazine*,

IEEE. V. 22, № 3, 2003.

- [5] R. Fensli, E. Gunnarson, T. Gundersen. A wearable ECG-recording system for continuous arrhythmia monitoring in a wireless tele-home-care situation. 18th IEEE Symposium on Computer-Based Medical Systems. 2005.
- [6] K.V. Zajchenko. *S#em i obrabotka bioelektricheskih signalov*. Sankt-Piterburg: RIO GUAP, 2001.
- [7] R. Blejhut. *Teorija i praktika kodov, ispravljajushih oshibki*. M.: Mir. 1982.
- [8] V. I.Vorob'ev, V. G.Gribunin. *Teorija i praktika vejevlet-preobrazovanija*. 1999: vuS. S-Pb.
- [9] Y.Zigel, A.Cohen, A. Katz. The weighted diagnostic distortion (WDD) measure for ECG signal compression. *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on* , V 47, № 11, pp. 1422-1430, 2000.
- [10] P. M.Agante, J. P. M. De Sá. ECG noise filtering using wavelets with soft-thresholding methods. *Computers in Cardiology*, pp. 535-538., 1999.
- [11] B. M.Beckmann, A. Pfeufer, S. Kääb. Inherited cardiac arrhythmias: diagnosis, treatment, and prevention. *Deutsches Ärzteblatt International*, V. 108, № 37, p. 623, 2011.



Денис Николаевич Катасонов - инженер-программист Института Автоматики и электрометрии СО РАН, аспирант Новосибирского государственного технического университета, Новосибирск, Россия.

Область научных интересов: цифровая обработка данных, теория кодирования, автоматическое управление.

E-mail: katsonovdenis@ya.ru