

Сравнительный анализ алгоритмов устранения низкочастотной помехи электрокардиосигнала

А. А. САВОСТИН, Д. В. РИТТЕР, Г. В. САВОСТИНА, А. К. КОШЕКОВ

Северо-Казахстанский государственный университет им. М. Козыбаева,
Петропавловск, Казахстан, e-mail: Alexey.savostin@gmail.com

Рассмотрена проблема подавления низкочастотной составляющей электрокардиосигнала при проведении компьютеризированных электрокардиографических измерений. Выполнено сравнение эффективности и возможностей реализации основных методов устранения низкочастотной помехи и сделаны выводы по их применению для различных электрокардиографических измерений. Полученные выводы подтверждены экспериментальными исследованиями смоделированных и реальных образцов электрокардиограмм.

Ключевые слова: электрокардиограмма, дрейф изоэлектрической линии, цифровая фильтрация.

The article deals with the problem of suppressing the low-frequency component of the electrocardiosignal during computerized electrocardiographic measurements. The relevance of this problem is caused by the difficulty in determining, for diagnostic purposes, the initial form of the electrocardiogram morphological elements due to the negative impact of low-frequency distortions. The main methods of eliminating low-frequency noise from the viewpoint of efficiency and complexity of implementation are analyzed and conclusions on their application for different classes of electrocardiographic measurements are made. The reached conclusions are confirmed by experimental studies conducted on synthetic and real electrocardiogram samples.

Key words: electrocardiogram, drift of the isoelectric line, digital filtration.

При проведении медицинских электрокардиографических измерений в процессе регистрации электрокардиосигналов (ЭКС) возникает целый комплекс помех различного происхождения. Данные помехи значительно затрудняют измерения и анализ параметров полезного сигнала и могут исказить результаты электрокардиограмм (ЭКГ). Трудность при решении этой задачи заключается в выборе эффективных и простых методов фильтрации помехи определённого типа.

В современных компьютеризированных диагностических комплексах измеренный ЭКС после аналого-цифрового преобразования является линейной комбинацией исходного незашумлённого сигнала $\Sigma(kT)$ и некоторой аддитивной помехи $\varepsilon(kT)$:

$$S(kT) = \Sigma(kT) + \varepsilon(kT), \quad (1)$$

где $k=1, \overline{M}$ – номера отсчётов сигнала; M – число отсчётов; T – период дискретизации.

Помеха $\varepsilon(kT)$ представляет набор помех (артефактов) различных природы и интенсивности, требующих устранения. Существует особый класс задач, в котором необходимо подавлять низкочастотные (НЧ) помехи в форме дрейфа изоэлектрической линии. Дрейф возникает из-за модуляции амплитуды ЭКС, вызванной дыханием (респираторная составляющая), а также артефактами смещения электродов. Такие помехи обусловлены перемещениями грудной клетки пациента с наложенными электродами вследствие дыхания или из-за движения конечностей. Плохой контакт электрода с кожей или потовые выделения пациента мо-

гут спровоцировать изменение импеданса, что приводит к НЧ-колебаниям изоэлектрической линии. Кроме того, влияние внешних дестабилизирующих факторов на усилители регистратора также может вызывать появление НЧ-дрейфа ЭКС.

Коррекция дрейфа изоэлектрической линии ЭКГ.

В первую очередь, перед любыми дальнейшими процедурами обработки сигнала должен быть устранён НЧ-дрейф изоэлектрической линии. Данное требование вызвано следующими причинами. При клинических измерениях для выявления аномалий сердечной деятельности анализируют форму и длительность элементов ЭКГ [1, 2] на предмет их отклонения от нормы (рис. 1). Смещение изоэлектрической линии существенно усложняет такие измерения как в ручном, так и в автоматическом режиме, за счёт искажения формы элементов ЭКГ. Например, при анализе сегмента ST особое значение приобретает определение его положения относительно изоэлектрической линии: норма, подъём (элевация) или снижение (депрессия). НЧ-дрейф не позволяет объективно оценить форму (наклон) сегмента ST на ЭКГ и, следовательно, выявить жизненно важные изменения состояния сердечно-сосудистой системы. Нижняя граничная частота для информативных компонентов ЭКГ нестационарна и зависит от длительности RR-интервалов, т. е. ограничена частотой сердечных сокращений. Согласно данным [3, 4] частота сердечных сокращений 99 % людей не снижается менее 40 уд./мин, что соответствует частоте 0,67 Гц. Тогда подавление гармоник ниже 0,67 Гц позволит в определённой степени избавиться от НЧ-помех. Однако

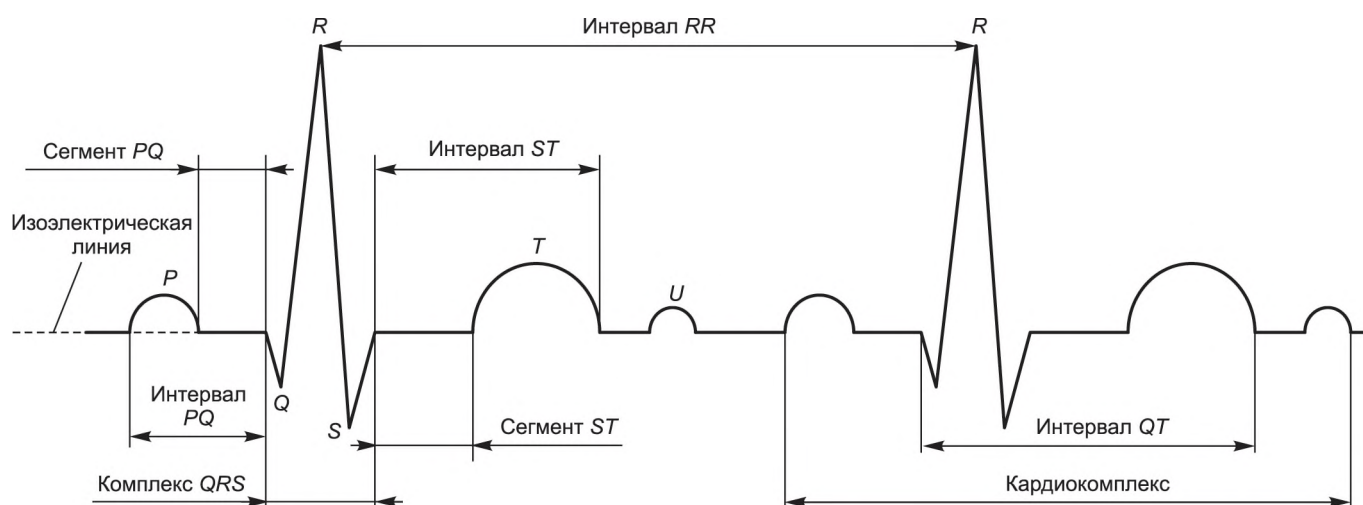


Рис. 1. Элементы нормальной ЭКГ

при выборе методов подавления следует стремиться предотвращать негативный эффект из-за вероятности частичного наложения спектров НЧ-помех и информативной части ЭКС, так как частотные компоненты зубца T лежат уже выше 1 Гц.

Использование аналоговых фильтров в тракте съема и усиления электрокардиографической аппаратуры искажает исходный ЭКС (особенно сегменты ST , интервалы QT и зубцы T , см. рис. 1) вследствие нелинейностей фазочастотных характеристик (ФЧХ) [3]. В такой ситуации задача коррекции дрейфа изоэлектрической линии решается с использованием алгоритмов цифровой обработки сигналов: цифровой фильтрации фильтрами с конечной и бесконечной импульсными характеристиками (КИХ и БИХ, соответственно); фильтрации усреднением во временной области; использовании фильтра Калмана; сплайновой интерполяции. Оценим эффективность работы данных алгоритмов при электрокардиографических измерениях.

Инструменты и методы исследования. Протестируем работоспособность алгоритмов на модели ЭКГ, имитирующей аддитивную НЧ-помеху ЭКС. По исходным параметрам смоделированной помехи можно установить эффективность исследуемых методов. Для этого предлагается модель ЭКГ, которая позволяет воспроизводить различную форму сегмента ST , зубца T и других элементов ЭКГ, в отличие от моделей [5–8]. Исходными данными для моделирования являются координаты характерных точек ЭКГ в виде матриц $A = (a_{ij})$, представляющей набор амплитуд элементов ЭКГ (положение характерных точек относительно изоэлектрической линии), $D = (d_{ij})$, определяющей положение характерных точек во времени. Здесь $i = 1, 2, \dots, m$ – номер отведения; $j = 1, 2, \dots, n$ – порядковый номер соответствующей точки элемента в кардиологическом комплексе.

Каждый элемент ЭКГ в зависимости от формы формируется из кусочно-заданных функций вида

$$w_{ij}(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t \in (-\infty; 0); \\ G_{ij} \cos \omega_{ij} t + C_{ij} & \text{при } t \in [0; (d_{i(j+1)} - d_{ij})]; \\ 0 & \text{при } t \in [d_{i(j+1)}; +\infty), \end{cases} \quad (2)$$

где $G_{ij} = (a_{ij} - a_{i(j+1)})/2$; $C_{ij} = (a_{ij} + a_{i(j+1)})/2$; $\omega_{ij} = 2\pi f_{ij}$; $f_{ij} = [2(d_{i(j+1)} - d_{ij})]^{-1}$.

В результате образуется набор функций со структурой (2). Их можно представить в виде матрицы $w = (w_{ij})$, $i = 1, 2, \dots, m$; $j = 1, 2, \dots, n - 1$. Тогда с учетом аддитивной помехи модель ЭКГ можно записать как

$$S_i(kT) = \sum_{r=1}^{N_{RR}} \sum_{j=1}^{n-1} w_{ij}(kT - d_{ij} - \tau_r) + \sum_l \varepsilon_l(kT), \quad (3)$$

где $S_i(kT)$ – модель ЭКГ в i -м отведении; N_{RR} – число сердечных сокращений; $w_{ij}(kT)$ – функция дискретного времени вида (2); $T = 1/f_s$ – период дискретизации; f_s – частота дискретизации; d_{ij} – соответствующий элемент матрицы $D_{m \times n}$; τ_r – модельный ряд значений, основанный на продолжительности RR -интервалов между последовательно зарегистрированными сердечными циклами и определяющий момент появления очередного кардиокомплекса; $\varepsilon_l(kT)$ – вид помехи.

Модель аддитивной НЧ-помехи $\varepsilon_{НЧ}$ задается выражением

$$\varepsilon_{НЧ} = a(kT) + U_1 \sin(\omega_1 kT) + U_2 \cos(\omega_2 kT), \quad (4)$$

где $a(kT)$ – составляющая, моделирующая изменение импеданса электродов при $a = \text{const}$; $U_1 \sin(\omega_1) + U_2 \cos(\omega_2)$ – модель респираторной составляющей при $\omega = 2\pi f$.

В формуле (4) можно принять $f_1 = 0,25$ Гц; $f_2 = 0,3$ Гц [9]; $a = 20$ мкВ и типичные значения амплитуд $U_1 = 200$ мкВ, $U_2 = 250$ мкВ. Результат моделирования на основании выра-

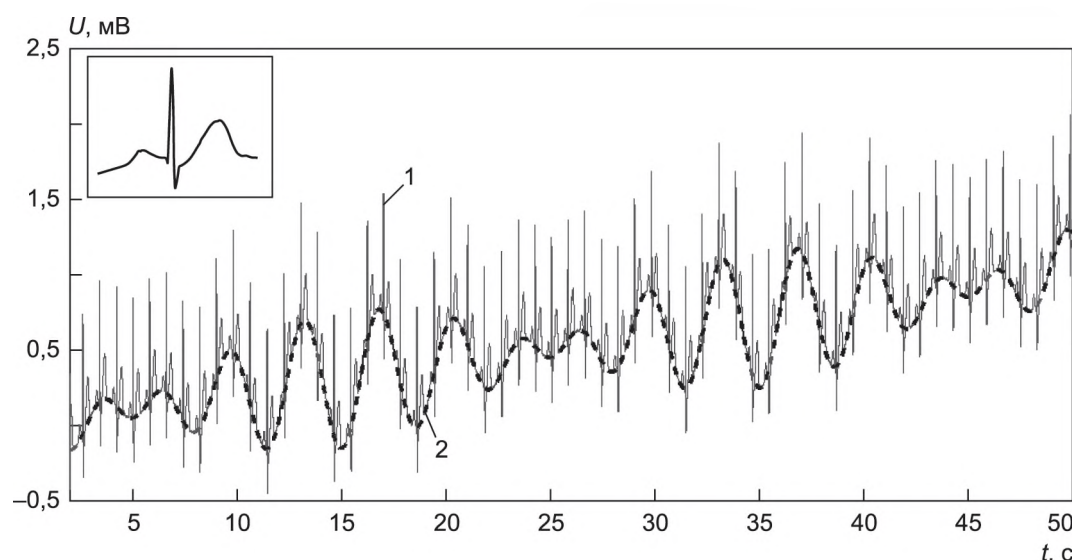


Рис. 2. Модель ЭКГ; на врезке показан один кардиокомплекс в увеличенном масштабе времени: 1, 2 – модель ЭКГ и НЧ-дрейф, соответственно

жений (2)–(4) при $f_s=1$ кГц показан на рис. 2. Вариабельность сердечного ритма в модели учтена генерацией соответствующих значений τ_n , а электрофизиологическая помеха моделируется в виде ограниченного по полосе аддитивного белого гауссова шума при отношении сигнал–шум 25 дБ.

Для оценки эффективности работы алгоритмов применим вычисленные значения среднеквадратической погрешности

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{k=1}^M (\hat{y}_k - y_k)^2},$$

где $\hat{y}_k$ – составляющие вектора значений модели помехи $\varepsilon_{нч}$

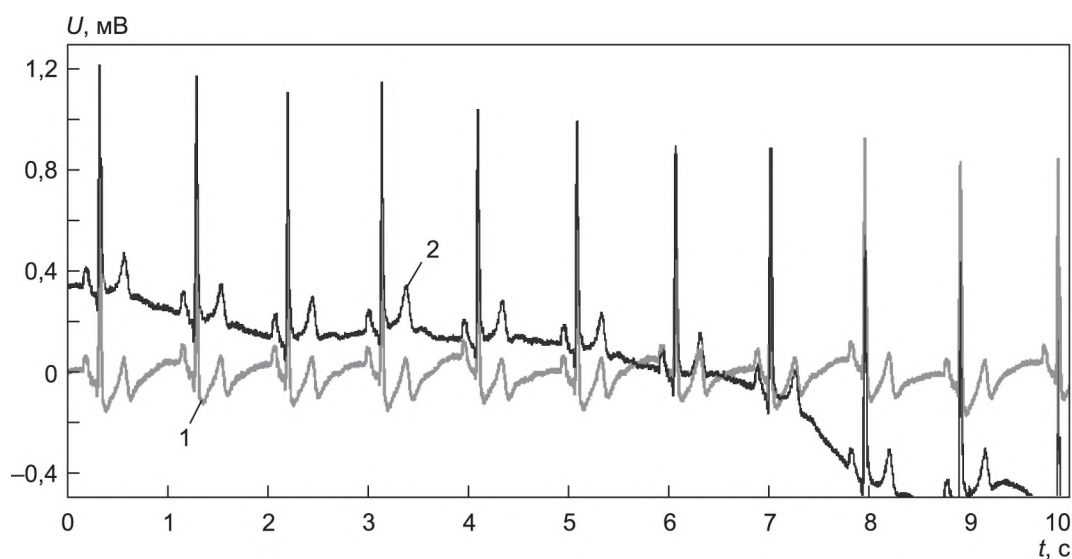


Рис. 3. Искажения сегментов ST, интервалов QT и зубцов T исходного электрокардиосигнала после обработки БИХ-фильтром Баттерворта восьмого порядка: 1, 2 – обработанный и исходный сигналы, соответственно

(см. (4)); y_k – составляющие вектора наблюдаемых значений в результате фильтрации.

Относительную погрешность определим как

$$RRSE = \frac{RMSE}{\sigma_\varepsilon} \cdot 100,$$

где σ_ε – стандартное (среднее квадратическое) отклонение модели помехи $\varepsilon_{нч}$ из (4).

Алгоритмы для тестирования выбраны исходя из следующих соображений. Для обеспечения требуемой крутизны амплитудно-частотной характеристики необходимо применять КИХ-фильтры

высоких порядков с линейной ФЧХ. Например, КИХ-фильтр верхних частот с граничной частотой подавления $f_{под}=0,5$ Гц, частотой пропускания $f_{пр}=1$ Гц и максимальными затуханиями в полосах подавления $A_{под}=80$ дБ и пропускания $A_{пр}=1$ дБ должен иметь минимальный порядок 5490. При этом использование БИХ-фильтров с нелинейной ФЧХ приводит к критическим искажениям исходного ЭКС, как это показано на рис. 3 для высокочастотного фильтра Баттерворта восьмого порядка с частотой среза 0,67 Гц. С учётом данных соображений для исследования свойств фильтров выбраны следующие алгоритмы обработки ЭКС, альтернативные методам БИХ- и КИХ-фильтраций.

1. БИХ-фильтр первой разности [10] с передаточной функцией вида

$$H_1(z) = \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 - 0,995z^{-1}} \right). \quad (5)$$

Передаточная функция (5) обеспечивает коэффициент усиления фильтра, близкий к единице, на частотах начиная примерно с 0,5–1 Гц. Время групповой задержки фильтра равно нулю на 95 % частотного диапазона.

2. Нуль-фазный фильтр с экспоненциальным усреднением, определяемый как

$$H_2(z) = \alpha / [1 - (1 - \alpha)z^{-1}].$$

Результаты анализа эффективности алгоритмов фильтрации

Номер алгоритма	Алгоритм фильтрации	RMSE, мкВ	RRSE, %	t, с
1	БИХ-фильтр первой разности	79,8522	21,96	0,413988
2	Нуль-фазный фильтр с экспоненциальным усреднением	25,7231	7,08	0,016270
3	Фильтр скользящего среднего при одном проходе	20,2646	5,57	1,241701
4	Фильтр скользящего среднего при двух проходах	17,8187	4,90	2,052019
5	Медианный фильтр	38,2155	10,51	4,076837
6	Фильтр Калмана	72,2696	19,89	6,649407
7	Интерполяция кубическими сплайнами	16,5919	4,56	0,031845

Для частоты среза 0,67 Гц постоянный весовой коэффициент $\alpha=0,006$. Передаточная функция нуль-фазного фильтра рассчитывается по выражению $H'_2(z)=H_2(z)H_2(z^{-1})$ [11], что обеспечивает компенсацию фазового сдвига.

3. Фильтрация во временной области с применением фильтра скользящего среднего с размером окна $L=0,67f_s$. Усредняются отсчёты сигнала, расположенные слева и справа от текущего номера дискретной последовательности:

$$H_3(z)=\frac{1}{L}\sum_{k=1}^L z^{k-L/2}.$$

4. Фильтрация во временной области с использованием фильтра скользящего среднего аналогична п. 3, но обработка сигнала выполняется в два этапа с разными размерами окон: $L=0,3f_s$; $0,67f_s$ на первом и втором этапах, соответственно.

5. Фильтрация ЭКС во временной области аналогична п. 4 – в два этапа с помощью медианного фильтра.

6. Эффективный рекурсивный фильтр (фильтр Калмана) [12].

7. Интерполяция кубическими сплайнами – специальный вид многоинтервальной интерполяции, обеспечивающий непрерывность в узлах аппроксимирующей функции, а также непрерывность её производных. При расчёте сплайна, моделирующего дрейф изоэлектрической линии, применяются отсчёты, соответствующие изоэлектрическим участкам кардиокомплекса, которые находятся на уровне сегмента PQ (см. рис. 1).

При использовании фильтров (алгоритмов) 2–7 из ЭКС выделяется составляющая помехи $\varepsilon_{\text{нч}}(kT)$ (см. формулу (1)). Результатом фильтрации является разность исходного сигнала и отфильтрованной составляющей помехи: $\Sigma(kT)=S(kT)-\varepsilon_{\text{нч}}(kT)$. Применение фильтра 1 обеспечивает получение на выходе незашум-

лённого сигнала $\Sigma(kT)$. Поэтому для анализа качества работы этого фильтра необходимо вычислить $\varepsilon_{\text{нч}}(kT)=S(kT)-\Sigma(kT)$.

Полученные результаты анализа эффективности работы разных фильтров представлены в таблице при стандартном отклонении модели аддитивной низкочастотной помехи $\sigma_\varepsilon=363,5594$ мкВ; значения RMSE, RRSE рассчитаны по результатам 30 моделирований. Моделирование и расчёты проведены в программе MATLAB 7 32bit. Время t вычислений указано для компьютера со следующими характеристиками: CPU Intel Core i3 2,96 GHz; оперативное запоминающее устройство 2 Гб; NVIDIA GeForce GT220. Фрагмент результата фильтрации реального одноминутного сигнала из открытой базы записей ЭКГ [13, 14] показан на рис. 4.

Обсуждение полученных результатов. В соответствии с данными таблицы наиболее эффективным оказался алгоритм 7 (интерполяция кубическими сплайнами), что соответствует кривой 3 на рис. 4. Однако алгоритм 7 отличается сложностью реализации из-за многоэтапности и требований к точности промежуточных результатов. Для получения опорных точек на интервалах PQ необходимо детектировать вершины R-зубцов. Часто для этого используется алгоритм Пана–Томпкинса [15], в котором зафиксирована частота дискретизации (200 Гц). Для сигналов другой частоты необходима модификация этого алгоритма. При сплайновой интерполяции требуются особые меры по обработке граничных участков интерполируемой функции, без них не удавалось получить значение RRSE менее 7 %.

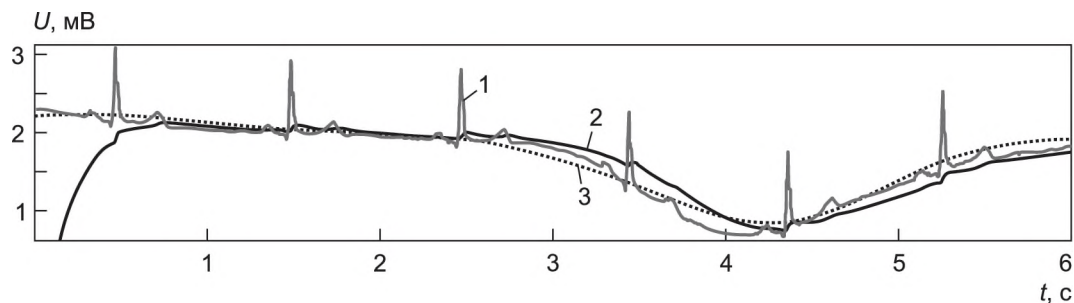


Рис. 4. Результаты фильтрации на реальной ЭКГ (1) с использованием БИХ-фильтра первой разности (2) и интерполяции кубическими сплайнами (3)

Алгоритмы 3, 4 (скользящего среднего) просты в реализации (однако при значительных временных затратах) и незначительно уступают по точности алгоритму 7, в особенности при фильтрации в два прохода. Погрешность экспоненциального усреднения $RRSE \approx 7\%$, но только при условии компенсации фазового сдвига. В противном случае $RRSE$ достигает 20 %. Для этих алгоритмов не требуются большой объем памяти и вычислительная мощность.

Алгоритм 5 (медианный фильтр) обладает высокой ресурсоемкостью и погрешностью около 11 %.

Погрешность $RRSE$ алгоритма 6 (фильтр Калмана) составляет 20 %, поскольку её представляют в виде белого шума, что не соответствует природе анализируемого процесса. К достоинствам алгоритма 6 относится способность фильтра Калмана обрабатывать сигнал в режиме реального времени.

Наибольшую ($RRSE \approx 22\%$) погрешность имеет БИХ-фильтр первой разности, поскольку его ФЧХ нелинейна в области низких частот (алгоритм 1). Качество работы данного фильтра наглядно иллюстрирует кривая 1 (см. рис. 4). При компенсации фазового сдвига $RRSE \leq 8\%$. Данный фильтр является самым быстрым из рассмотренных.

Отметим, что использование смоделированных сигналов не может обеспечить полную объективность анализа. При этом для искусственной низкочастотной помехи в реальном ЭКС из базы записей [13, 14], зарегистрированным с минимальным дрейфом изоэлектрической линии, соотношения погрешностей различных фильтров (алгоритмов) совпадали с описанными выше при увеличении значений этих погрешностей примерно вдвое.

Заключение. Исследованные алгоритмы фильтрации составляют далеко не полный перечень доступных на сегодняшний день методов устранения НЧ-помехи, однако полученные результаты являются показательными и позволяют сделать следующие выводы. Достаточно трудно качественно удалить низкочастотную составляющую из сигнала ЭКС простыми методами в реальном масштабе времени. Решением этой проблемы может являться секционная обработка сигнала, но при этом следует учитывать искажения на границах обрабатываемых блоков.

Фильтр скользящего среднего и сплайновая интерполяция (алгоритмы 3, 4 и 7, соответственно) дают аналогичные результаты, однако различаются сложностью реализации и временными затратами. Последнее при отложенной обработке может оказаться не критичным. Данные алгоритмы фильтрации можно рекомендовать к применению при анализе ЭКГ высокого разрешения. При измерениях количественных показателей вариабельности сердечного ритма можно ограничиться простым БИХ-фильтром, так как данные исследования подразумевают детектирование R-зубцов без анализа других элементов ЭКГ. В клинических измерениях ЭКГ наряду с фильтрами с минимальной погрешностью можно также использовать нуль-фазный фильтр экспоненциального усреднения.

1. Орлов В. Н. Руководство по электрокардиографии. Изд. 7-е, испр. М.: Медицинское информационное агентство, 2012.

2. Мурашко В. В., Струтынский А. В. Электрокардиография: Учебное пособие. М. МЕДпресс-информ, 2014.

3. Recommendations for standardization and specifications in automated electrocardiography: bandwidth and digital signal processing // Am. Heart Association Committee on Electrocardiography. Circ. 1990. No. 81. P. 730–739.

4. Kligfield P., Gettes L. S., Bailey J. J., Childers R., Deal B. J., Hancock E. W., van Herpen G., Kors J. A., Macfarlane P., Mirvis D. M., Pahlm O., Rautaharju P., Wagner G. S. Recommendations for the Standardization and Interpretation of the Electrocardiogram. Pt. I. AHA/ACC/HRS // Sci. Statements. Circ. 2007. No. 115. P. 1306–1324.

5. McSharry P. E., Clifford G., Tarassenko L., Smith L. A. A dynamical model for generating synthetic electrocardiogram signals // IEEE Trans. Biomed. Eng. 2003. V. 50. No. 3. P. 289–294.

6. Вайсман М. В., Прилуцкий Д. А., Селищев С. В. Алгоритм синтеза имитационных электрокардиосигналов для испытания цифровых электрокардиографов // Известия вузов. Сер. «Электроника». 2000. № 6. С. 94–100.

7. Ладяев Д. А., Федосин С. А. Моделирование ЭКГ-сигнала // Информационные технологии моделирования и управления. 2006. № 6. С. 702–709.

8. Титомир Л. И., Кнеппо П. Математическое моделирование биоэлектрического генератора сердца. М.: Наука, Физматлит, 1999.

9. Gradwohl J. R., Pottala E. W., Horton M. R., Bailey J. J. Comparison of two methods for removing baseline wander in the ECG // Proc. Computers in Cardiology, 25–28 September 1988, Washington, USA P. 493–496.

10. Рангайян Р. М. Анализ биомедицинских сигналов. Практический подход / Пер. с англ. под ред. А. П. Немирко. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007.

11. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов. Учебное пособие. СПб.: БХВ-Петербург, 2011.

12. Перов А. И. Статистическая теория радиотехнических систем. М.: Радиотехника, 2003.

13. Bousseljot R., Kreiseler D., Schnabel A. Nutzung der EKG-Signaldatenbank CARDIODAT der PTB über das Internet // Biomedizinische Technik. 1995. B. 40. EB. 1. S. 317.

14. Goldberger A. L., Amaral L. A. N., Glass L., Hausdorff J. M., Ivanov P. Ch., Mark R. G., Mietus J. E., Moody G. B., Peng C.-K., Stanley H. E. PhysioBank, PhysioToolkit and PhysioNet: Components of a New Research Resource for Complex Physiologic Signals. Circ. 101(23):e215–e220 // Circulation Electronic Pages. 2000. June 13 [Электрон. ресурс]. <http://circ.ahajournals.org/content/101/23/e215.full> (дата обращения 07.01.2018).

15. Pan J. F., Tompkins W. J. Real-time QRS-detection algorithm // IEEE Trans. Biomed. Eng. 1985. V. 32. No. 3. P. 230–236.

Дата принятия: 07.02.2018.