

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

**Федеральное государственное автономное образовательное
учреждение высшего образования
«САМАРСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ имени академика С.П. КОРОЛЕВА»**

А.А. Федотов

Прикладной анализ биомедицинских сигналов

Комплекс методических указаний к лабораторным работам

САМАРА 2016

УДК 57.087

Составитель: А.А. Федотов

Прикладной анализ биомедицинских сигналов: Метод. указания / Самар. нац. исследов. ун-т.; сост. А.А. Федотов; Самара, 2016, 30 с.

Комплекс методических указаний содержит общие сведения о компьютерных методах обработки биомедицинских сигналов. Основное внимание уделено практическим вопросам анализа биомедицинских сигналов в среде компьютерных вычислений MATLAB.

Подробно рассмотрены методики линейной фильтрации биосигналов во временной и частотной области, согласованной фильтрации, а также методы обнаружения характерных точек в биомедицинских сигналах.

Комплекс методических указаний предназначен для бакалавров, выполняющих лабораторные работы по курсу “Основы обработки биомедицинских сигналов”, и обучающихся по направлению 12.03.04 «Биотехнические системы и технологии». Разработано на кафедре лазерных и биотехнических систем.

Рецензент: к.т.н., доцент И.А. Кудрявцев

СОДЕРЖАНИЕ

<u>Предисловие.....</u>	4
<u>Лабораторная работа № 1. Фильтрация биомедицинских сигналов в частотной области.....</u>	5
<u>Лабораторная работа № 2. Фильтрация биомедицинских сигналов во временной области.....</u>	12
<u>Лабораторная работа № 3. Корреляционная фильтрация биомедицинских сигналов.....</u>	19
<u>Лабораторная работа № 4. Обнаружение QRS-комплексов ЭКГ сигнала.....</u>	22
<u>Заключение.....</u>	27
<u>Библиографический список.....</u>	28

СОДЕРЖАНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ

Появление в последние годы в клинической практике многочисленной аппаратуры мониторингового контроля физиологических показателей человека открывает большие возможности в совершенствовании методик медицинской диагностики. Особенностью современных медицинских систем диагностики является применение “интеллектуальных” технических средств, позволяющих врачу получать результаты оценки физиологических показателей пациента в автоматизированном режиме с использованием возможностей вычислительной техники.

Значительное повышение технического уровня развития современных клинических систем за счёт совершенствования аппаратной реализации, технологий производства и развития прикладного программного обеспечения делает компьютерные системы диагностики незаменимыми в повседневной практике. При этом все более существенную роль в настоящее время начинают играть компьютерные методы обработки биомедицинской информации, в частности, методы цифровой фильтрации биомедицинских сигналов, математического анализа многомерных массивов физиологических показателей.

Комплекс методических указаний содержит информацию об основных методах компьютерной обработки биосигналов, приведён подробный анализ существующих методик линейной фильтрации биосигналов во временной и частотной областях, согласованной фильтрации, включает в себя индивидуальные практические задания по решению задач обработки различных биомедицинских сигналов в пакете вычислений MATLAB и контрольные вопросы для самопроверки.

Материалы данного методического комплекса предназначены для практического введения в теорию компьютерной обработки биомедицинских сигналов, и закладывают основы для дальнейшего изучения этой многогранной и стремительно развивающейся области современной биомедицинской инженерии.

Лабораторная работа № 1. Фильтрация биосигналов в частотной области

Рекурсивные фильтры по виду аппроксимирующего полинома передаточной характеристики классифицируются на фильтры Бесселя, Баттерворта, Чебышева и эллиптические фильтры.

Наиболее распространёнными при решении задач цифровой фильтрации биомедицинских сигналов являются фильтры Баттерворта. Амплитудная характеристика фильтра нижних частот Баттерворта имеет следующий вид:

$$G^2(\omega) = \frac{G_0^2}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}}$$

где: n – порядок фильтра, ω_c – частота среза фильтра (частота на которой амплитуда равна $0,707 \cdot G_0$), G_0 – коэффициент усиления на нулевой частоте (постоянной составляющей)

При бесконечных значениях n АЧХ фильтра становится прямоугольной функцией, при этом частоты ниже частоты среза будут пропускаться с коэффициентом G_0 , а частоты выше частоты среза будут полностью подавляться.

К основным особенностям фильтров Баттерворта относятся максимально гладкая АЧХ в полосе пропускания и полосе затухания, которая снижается почти до нуля на частотах полосы затухания. Для фильтров первого порядка АЧХ затухает со скоростью -6 дБ на октаву или -20 дБ на декаду, для фильтров второго порядка скорость затухания АЧХ составляет -12 дБ на октаву или -40 дБ на декаду. Фильтры Баттерворта по сравнению с другими типами фильтров имеют более пологий спад в переходной области, поэтому с целью обеспечения требуемых характеристик подавления должны иметь более высокий порядок, что затрудняет процесс разработки аналоговых фильтров, но практически не влияет на разработку цифровых фильтров.

Другим недостатком фильтров Баттерворта является нелинейность его фазовой характеристики. Для устранения нелинейности фазовой характеристики сигнал после прохождения фильтра пропускается через него повторно, но в обратном по времени направлении.

Фильтры Бесселя характеризуются линейной фазо-частотной характеристикой, однако, имеют при этом пологую форму АЧХ с невысокой скоростью затухания характеристики в переходной зоне, что приводит к необходимости использования высоких порядков при разработке фильтров для достижения приемлемого затухания в полосе задержки фильтра. Передаточная характеристика фильтра Бесселя нижних частот имеет следующий вид:

$$H(s) = \frac{\theta_n(0)}{\theta_n(s/\omega_0)}$$

где: $\theta_n(s)$ – обратный многочлен Бесселя n -го порядка, ω_0 – частота среза фильтра.

На рисунке 1 показан график АЧХ характеристики (2) и ФЧХ (1) для низкочастотного Бесселя четвертого порядка.

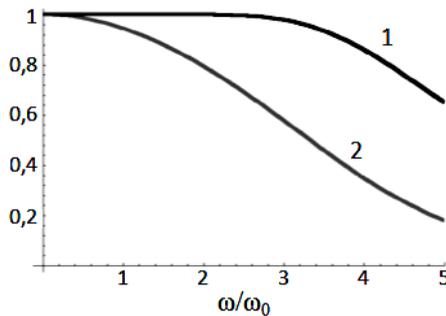


Рисунок 1 – АЧХ (линия 2) и ФЧХ (линия 1) фильтра Бесселя третьего порядка

Отличительной особенностью фильтров Чебышева является более крутой спад АЧХ, чем у рассмотренных ранее фильтров и существенные пульсации АЧХ в полосе пропускания (фильтр Чебышева I рода) или в полосе затухания (фильтр Чебышева II рода). Наличие пульсаций в полосе пропускания затрудняет использование

данного типа фильтров при обработке биомедицинских сигналов, в силу невозможности присутствия нелинейных искажений биосигналов в задачах медицинской диагностики. АЧХ фильтра Чебышева I рода имеет следующий вид:

$$G_n(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 T_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}}$$

где: ε – показатель пульсаций, ω_0 – частота среза фильтра, $T_n(\omega)$ – многочлен Чебышева n -го порядка. На частоте среза ω_0 коэффициент усиления фильтра имеет значение $1/\sqrt{1 + \varepsilon^2}$. Пульсации в полосе пропускания задаются в децибелах и определяются следующим образом: $20 \log_{10} \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}}$.

АЧХ фильтра Чебышева II рода имеет следующий вид:

$$G_n(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\varepsilon^2 T_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}}}$$

Характерной особенностью эллиптических фильтров является наличие пульсаций, как в полосе пропускания, так и в полосе подавления, при этом эллиптические фильтры имеют самый крутой спад АЧХ среди всех рассмотренных типов фильтров. АЧХ эллиптических фильтров низких частот имеет следующий вид:

$$G_n(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 R_n^2\left(\xi, \frac{\omega}{\omega_0}\right)}}$$

где: ε – показатель пульсаций, ξ – показатель селективности, ω_0 – частота среза фильтра, $R_n(\omega)$ – рациональная эллиптическая функция n -го порядка.

На рисунке 2 приведены АЧХ различных типов фильтров пятого порядка.

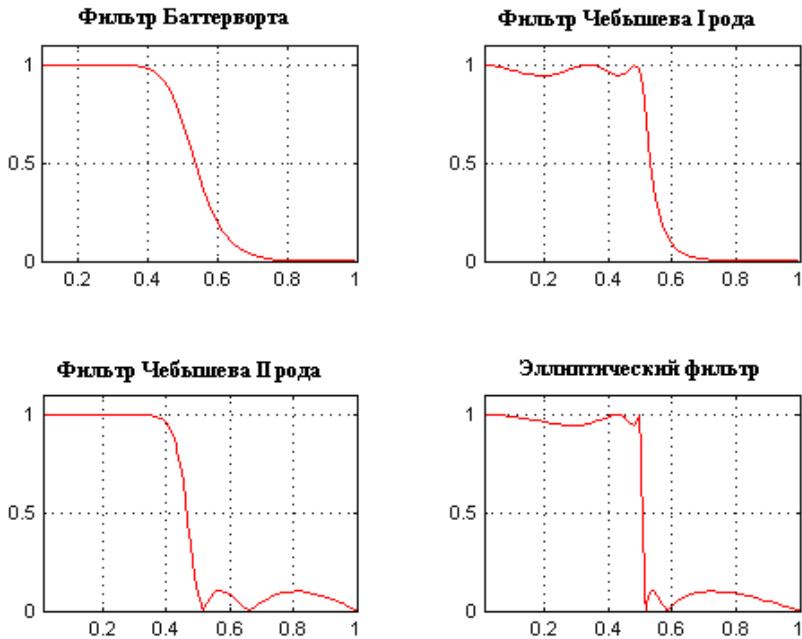


Рисунок 2 – АЧХ различных видов фильтров

Реализация методов частотной фильтрации биосигналов в системе MATLAB

Реализация КИХ и БИХ фильтров в MATLAB выполняется с помощью функции `filter`, имеющей следующий синтаксис:

$$y = \text{filter}(b, a, x)$$

где: **a** – массив коэффициентов обратной связи; **b** – массив весовых коэффициентов входного сигнала; **x** – входной сигнал фильтра; **y** – выходной сигнал фильтра.

Для реализации КИХ фильтра достаточно присвоить параметру **a** значение ненулевой константы. Для реализации фильтрации с нулевой фазой используется функция `filtfilt`, имеющая одинаковый синтаксис с функцией `filter`. Фильтрация сигнала с использованием функции `filtfilt` заключается в реализации двунаправленной фильтрацией без внесения фазового сдвига. При использовании функции `filtfilt` сигнал проходит через фильтр в прямом направлении, а затем

пропускается повторно через тот же фильтр, но в обратном по времени направлении (в другой последовательности отсчётов сигнала).

Для расчёта коэффициентов фильтра Баттерворта используется функция **butter**, имеющая следующий синтаксис:

[b, a]=butter(n, Wn, 'ftype')

где: **a** – массив коэффициентов обратной связи; **b** – массив весовых коэффициентов входного сигнала; **n** – порядок фильтра; **Wn** – нормализованная частота среза фильтра; **ftype** – спецификатор, определяющий тип фильтра. Если '**ftype**' принимает значение '**low**', то проектируется ФНЧ, если '**high**' – ФВЧ, если '**stop**' – режекторный фильтр.

В случае проектирования режекторного фильтра параметр **Wn** должен представлять собой массив из двух значений: **Wn=[w1 w2]**, **w1 < w2**, при этом диапазон частот [**w1–w2**] представляет собой полосу задержки режекторного фильтра, порядок режекторного фильтра равен **2·n**. Для проектирования полосового фильтра достаточно последовательно применить фильтрацию с использованием ФВЧ и ФНЧ.

Для расчёта коэффициентов фильтра Чебышева I типа используется функция **cheby1** со следующим синтаксисом:

[b, a]=cheby1(n, Rp, Wn, 'ftype')

где: **Rp** – величина пульсаций фильтра в полосе пропускания фильтра в дБ.

Все остальные параметры функции аналогичны соответствующим параметрам функции **butter**.

Для расчёта коэффициентов фильтра Чебышева II типа используется функция **cheby2** со следующим синтаксисом:

[b, a]=cheby2(n, Rs, Wn, 'ftype')

где: **Rs** – величина пульсаций фильтра в полосе затухания фильтра в дБ.

Для расчёта коэффициентов эллиптического фильтра используется функция **ellip** со следующим синтаксисом:

[b, a]=ellip(n, Rp, Rs, Wn, 'ftype')

где: **Rp** – величина пульсаций фильтра в полосе пропускания фильтра в дБ; **Rs** – величина пульсаций фильтра в полосе затухания фильтра в дБ.

Для расчёта коэффициентов фильтра Бесселя используется функция **besself** со следующим синтаксисом:

$$[b, a]=\text{besself}(n, Wn, 'ftype')$$

Для построения частотных характеристик разработанных фильтров в среде MATLAB используются функции **freqs** и **freqz**, имеющие похожий синтаксис. Функция **freqs** используется для построения частотной характеристика аналогового фильтра по коэффициентам передаточной характеристики в s-плоскости, а функция **freqz** – частотной характеристики дискретного фильтра по коэффициентам передаточной характеристики в z-плоскости. Синтаксис функции **freqz** имеет следующий вид:

$$[h, w]=\text{freqz}(b, a, l)$$

где: **a** – массив коэффициентов знаменателя передаточной характеристики; **b** – массив коэффициентов числителя передаточной характеристики; **h** – массив значений комплексной частотной характеристики; **w** – соответствующий массив круговых частот, равномерно распределённых в диапазоне от 0 до π радиан на отсчёт; **l** – количество частотных точек, опциональный параметр, по умолчанию частотные характеристики рассчитываются по 512 точкам.

Для реализации режекторного фильтра в MATLAB используется специальная функция **iirnotch**.

$$[\text{num}, \text{den}] = \text{iirnotch}(w0, bw)$$

где: **den** – массив коэффициентов обратной связи; **num** – массив весовых коэффициентов входного сигнала; **w0** – нормализованная частота режекции периодической помехи (подавления); **bw**= **w0/Q**, где **Q** – добротность фильтра.

ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. Загрузите файл `escX.txt`, где *X* – номер Вашего варианта. Частота дискретизации ЭЖГ сигнала составляет 500 Гц. Используя методы

цифровой фильтрации добейтесь уменьшения интенсивности присутствующих помех.

2. Сравните эффективность фильтрации ЭКГ сигнала от присутствующих высокочастотных помех, используя различные типы ФНЧ (фильтр Баттерворта, фильтр Бесселя, фильтр Чебышева). При фильтрации биосигналов используйте различные значения частоты среза и порядка фильтров с целью получения наилучшего результата фильтрации.

3. Примените режекторный фильтр для устранения периодических высокочастотных помех от сетевой линии, присутствующих на ЭКГ сигнале.

4. Сравните эффективность фильтрации ЭКГ сигнала от присутствующих низкочастотных помех, используя различные типы ФВЧ (фильтр Баттерворта, фильтр Бесселя, фильтр Чебышева).

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЁТА

1. Цель работы.

2. Листинги написанных программ (М-файлов) в среде MATLAB для каждого задания.

3. Сводная таблица результатов, содержащая полученные в результате проведённых исследований графики зависимостей изменения фрагментов биосигналов от времени до и после фильтрации.

4. Выводы о полученных результатах, сопоставление с теорией.

Лабораторная работа № 2. Фильтрация биосигналов во временной области

Существует целый класс фильтров, результатом разработки которых не является определённая частотная характеристика получаемых фильтров. Несмотря на это данный класс фильтров обладает частотной характеристикой, получаемой с помощью операции прямого преобразования Фурье его импульсной характеристики, и также может быть классифицирован на ФНЧ и ФВЧ. Преимуществом фильтрации во временной области является то, что нет необходимости в оценке спектральных характеристик сигнала и помехи, кроме того обработка во временной области во многих случаях выполняется быстрее, чем в частотной.

Для устранения случайных шумов, в том числе шумов квантования, высокочастотных артефактов и помех, для сглаживания сигнала наиболее часто используется фильтрация скользящего среднего. В общем случае фильтр скользящего среднего задаётся следующим образом:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} b_k x(n-k)$$

где: $x(n)$ – входной сигнал, N – порядок фильтра, b_k – набор весовых коэффициентов фильтра, $y(n)$ – выходной сигнал.

На рисунке 1 приведена структурная схема фильтра скользящего среднего.

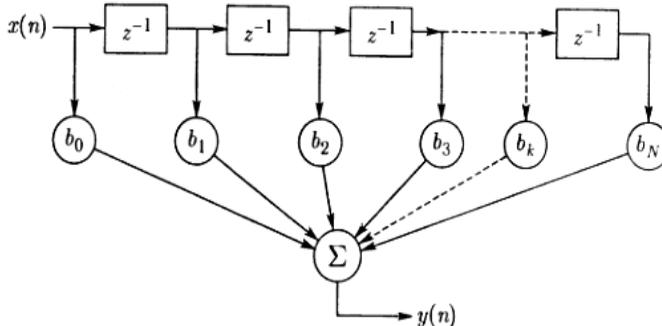


Рисунок 1 – Структурная схема фильтра скользящего среднего

Фильтр скользящего среднего является КИХ фильтром. К преимуществам фильтра скользящего среднего относится простота его реализации, линейность фазовой характеристики, при условии, что набор весовых коэффициентов фильтра является симметричным или антисимметричным.

Наиболее простой реализацией фильтр скользящего среднего является фильтр фон Ганна или фильтр Хеннинга, определяемый следующим выражением:

$$y(n) = \frac{1}{4} [x(n) + 2x(n-1) + x(n-2)]$$

Импульсную характеристику фильтра Хеннинга можно получить при условии, что входной сигнал представляет собой единичный импульс $x(n) = \delta(n)$:

$$h(n) = \frac{1}{4} [\delta(n) + 2\delta(n-1) + \delta(n-2)]$$

Передаточная функция фильтра Хеннинга в z-области определяется следующим выражением:

$$H(z) = \frac{1}{4} [1 + 2z^{-1} + z^{-2}]$$

Частотная характеристика фильтра Хеннинга получается из передаточной функции путём подстановки: $z = e^{j\omega T}$, T – интервал дискретизации сигналов, ω – частота в рад/с. Если положить $T=1$ и иметь дело с нормализованной частотой в диапазоне $0 \leq \omega \leq 2\pi$ и $0 \leq f \leq 1$, тогда $f=1$ и $\omega=2\pi$ представляют собой частоту дискретизации, при этом более низкие значения частот будут представлять нормализованные частоты в пределах частоты дискретизации.

На рисунке 2 приведены амплитудная и фазовая характеристики сглаживающего фильтра Хеннинга (частота дискретизации сигналов равна 1000 Гц).

Более существенное сглаживание может быть достигнуто путём усреднения отсчётов в более продолжительном временном окне за счёт увеличения задержки фильтра, например, на основе приме-

нения сглаживающего 8-точечного фильтра скользящего среднего, задаваемого следующим выражением:

$$y(n) = \frac{1}{8} \sum_{k=0}^7 x(n-k)$$

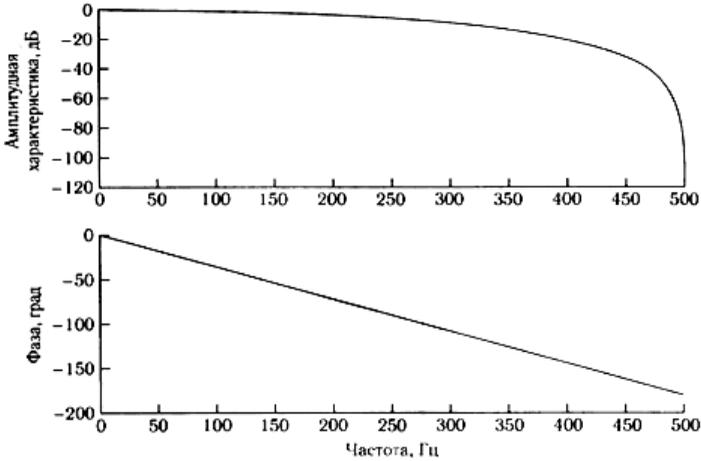


Рисунок 2 – Амплитудная и фазовая характеристики сглаживающего фильтра Хеннинга

На рисунке 3 приведены частотная характеристика сглаживающего 8-точечного фильтра скользящего среднего (частота дискретизации сигналов равна 1000 Гц).

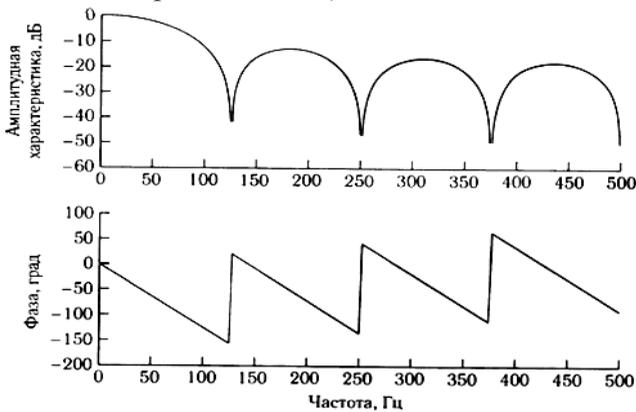


Рисунок 3 – Частотная характеристика сглаживающего 8-точечного фильтра скользящего среднего

Таким образом, свойства фильтров скользящего среднего определяются шириной окна усреднения отсчётов N , которая зависит от частоты дискретизации и спектральных характеристик фильтруемого сигнала.

Для устранения низкочастотных артефактов и постоянной составляющей, присутствующих при регистрации биосигналов, во временной области используются фильтры, основанные на выполнении операции дифференцирования.

При цифровой обработке сигналов базовое определение первой производной задаётся оператором первой разности:

$$y(n) = \frac{1}{T} [x(n) - x(n-1)]$$

Передаточная функция оператора первой разности в z -области имеет вид:

$$H(z) = \frac{1}{T} (1 - z^{-1})$$

Частотная характеристика оператора первой разности определяется выражением:

$$H(\omega) = \frac{1}{T} \exp(-j\frac{\omega}{2}) \left[2j \sin\left(\frac{\omega}{2}\right) \right]$$

Зависимости АЧХ и ФЧХ оператора первой разности приведены на рисунке 4.

Таким образом, оператор первой разности полностью удаляет постоянную составляющую сигнала, а также ослабляет низкочастотные компоненты, но при этом приводит к усилению высокочастотных компонент сигнала, в том числе высокочастотных помех и шумов, содержащихся в исходном биосигнале, что может привести к увеличению зашумлённости сигнала. В силу этого, перед применением операций дифференцирования часто используют предварительную низкочастотную фильтрацию биосигналов. К преимуществам оператора первой разности относят простоту реализации, линейную фазовую характеристику.

Зачастую оператор первой разности приводит к значительному усилению высокочастотных компонент сигнала, являющихся

информационными признаками биосигналов. Например, при разработке методов детектирования QRS-комплексов ЭКГ сигнала, являющихся наиболее высокочастотным компонентом сигнала, используют методы цифровой обработки на основе применения операций дифференцирования для выделения информативных признаков биосигналов.

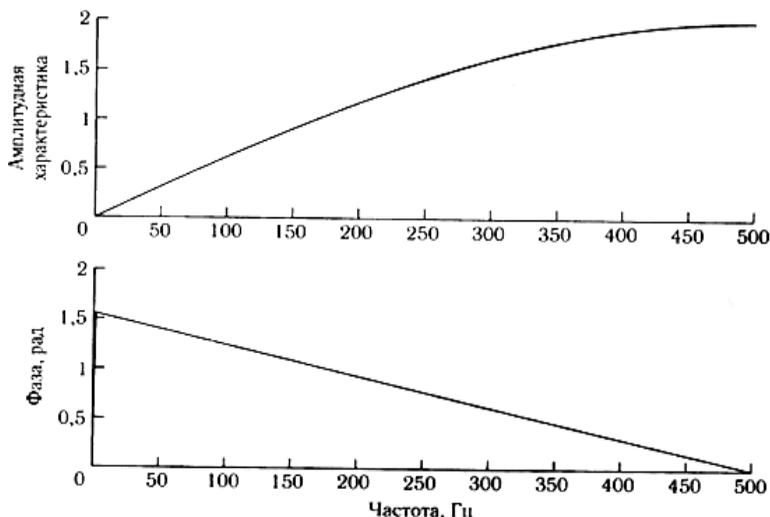


Рисунок 4 – Амплитудная и фазовая характеристики оператора первой разности

Проблема нежелательного усиления высокочастотных компонентов оператором первой разности может быть решена путём использования оператора трёхточечной центральной разности:

$$y(n) = \frac{1}{2T} [x(n) - x(n-2)]$$

Передающая функция оператора трёхточечной центральной разности имеет следующий вид:

$$H(z) = \frac{1}{2T} (1 - z^{-2}) = \left[\frac{1}{T} (1 - z^{-1}) \right] \left[\frac{1}{2} (1 + z^{-1}) \right]$$

Передающая функция оператора трёхточечной центральной разности представляет собой произведение передаточных функций оператора первой разности и двухточечного фильтра скользящего

среднего и, следовательно, может быть реализован за счёт каскадного соединения соответствующих фильтров.

На рисунке 5 приведены зависимости АЧХ и ФЧХ оператора трёхточечной центральной разности. Оператор трёхточечной центральной разности может рассматриваться как один из вариантов полосовой фильтрации, реализуемой во временной области.

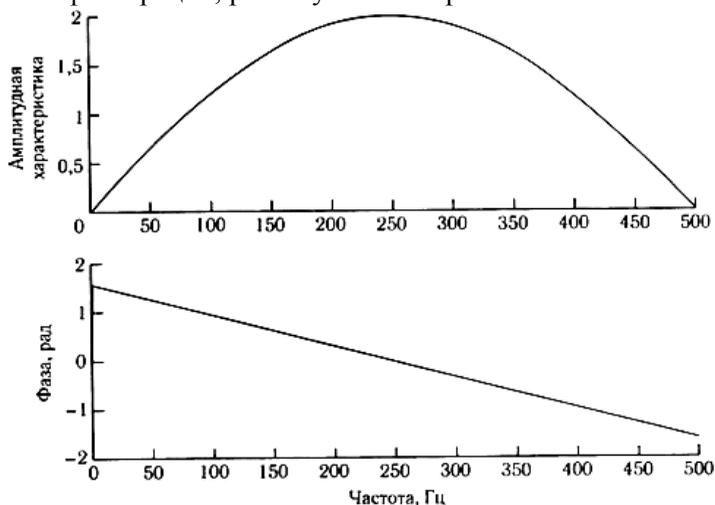


Рисунок 5 – Амплитудная и фазовая характеристики оператора трёхточечной центральной разности

ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. Загрузите файл `ecgX.txt`, где X – номер Вашего варианта. Частота дискретизации ЭКГ сигнала составляет 500 Гц. Используя методы цифровой фильтрации во временной области добейтесь уменьшения интенсивности присутствующих помех.
2. Сравните эффективность фильтрации ЭКГ сигнала от присутствующих высокочастотных помех, используя различные типы фильтров скользящего среднего с целью получения наилучшего результата фильтрации.
3. Примените оператор первой производной для устранения низкочастотных артефактов, присутствующих на ЭКГ сигнале.

4. Оцените эффективность фильтрации ЭКГ сигнала с использованием фильтров во временной области в сравнении с частотными рекурсивными фильтрами.

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЁТА

1. Цель работы.
2. Листинги написанных программ (М-файлов) в среде MATLAB для каждого задания.
3. Сводная таблица результатов, содержащая полученные в результате проведённых исследований графики зависимостей изменения фрагментов биосигналов от времени до и после фильтрации.
4. Выводы о полученных результатах, сопоставление с теорией.

**Лабораторная работа № 3. Корреляционная фильтрация
биомедицинских сигналов**

Двигательные артефакты носят случайный характер и приводят к наибольшим искажениям биосигналов. Обработка биосигналов на фоне присутствия двигательных артефактов сталкивается с рядом трудностей, заключающихся в том, что природа появления двигательных артефактов имеет случайный характер, а их частотные компоненты зачастую перекрываются с основной полосой частот биосигналов (ЭКГ сигнал, сигнал артериальной пульсации крови). Одним из наиболее эффективных способов уменьшения влияния двигательных артефактов является использование устойчивых алгоритмов обработки, в том числе основанных на применении методов корреляционной обработки.

Методы корреляционной обработки биосигналов могут также применяться в задачах обнаружения повторяющихся или типовых событий, например, QRS-комплексов ЭКГ сигнала или спайк-волн ЭЭГ сигнала.

Суть корреляционной обработки сигналов заключается в вычислении взаимно-корреляционной функции между фрагментом обрабатываемого сигнала и неким эталонным образцом данного сигнала, свободного от проявления искажающих помех и шумов. Корреляционные фильтры (согласованные фильтры) используются для обнаружения скрытых в шумах сигналов с известными характеристиками.

Большинство биомедицинских сигналов являются квазипериодическими сигналами, содержащими повторяющиеся эпохи, имеющие схожие друг с другом характеристики. В качестве образца какой-либо эпохи биомедицинского сигнала, как правило, используется либо усреднённый фрагмент данного сигнала, свободный от помех и шумов, либо модельная аппроксимация фрагмента биосигнала, построенная на основе априорно известных данных о форме и амплитудно-временных характеристиках опорного фрагмента.

Пусть $x(t)$ опорный сигнал, представляющий собой идеальный образец изучаемого события; $X(f)$ – преобразование Фурье от $x(t)$. Рассмотрим прохождение $x(t)$ через линейный инвариантный во времени фильтр, импульсная характеристика которого $h(t)$, частотная характеристика $H(f)$. Выходной сигнал фильтра в данном случае определяется выражением $y(t)=x(t)*h(t)$ или $Y(f)=X(f)\cdot H(f)$. Выходная энергия максимизируется, если частотная характеристика фильтр определяется выражением следующего вида:

$$H(f)=K X^*(f)\cdot \exp(-j2\pi ft_0)$$

где: K – масштабирующий коэффициент, t_0 – временная задержка.

Соответствующая импульсная характеристика фильтра имеет вид:

$$h(t)=K x(t-t_0)$$

Частотная характеристика согласованного фильтра пропорциональна комплексно сопряжённому преобразованию Фурье обнаруживаемого сигнала. Во временной области импульсная характеристика фильтра представляет собой обращённую или отражённую версию опорного сигнала, который был задержан и промасштабирован. Величина задержки определяется длительностью опорного фрагмента сигнала.

В силу того, что импульсная характеристика фильтра представляет собой отражённую версию $x(t)$, операция свёртки, выполняемая согласованным фильтром эквивалентна корреляции: выходной сигнал в этом случае равен функции взаимной корреляции между входным и опорным сигналом. Когда фрагмент входного сигнала фильтра, отличного от $x(t)$ сопоставляется с опорным сигналом, выходной сигнала согласованного фильтра аппроксимирует автокорреляционную функцию опорного сигнала при соответствующей временной задержке.

Результат в частотной области будет определяться следующим выражением, представляющим собой спектральную плотность мощности опорного сигнала без учёта временной задержки и масштабирующего коэффициента:

$$Y(f)=X(f)\cdot H(f)=X(f)\cdot X^*(f)=S_{xx}(f)$$

Таким образом, выходной сигнал согласованного фильтра достигает своего максимума в момент появления сигнала, являющегося аппроксимацией опорного сигнала.

ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. Загрузите файл `ecgX.txt`, где X – номер Вашего варианта. Частота дискретизации ЭКГ сигнала составляет 500 Гц. Сформируйте эталонный образец одного кардиоцикла ЭКГ сигнала.
2. Используя метод корреляционной обработки сигналов проведите цифровую фильтрацию зашумлённого ЭКГ сигнала.
3. Сравните эффективность фильтрации ЭКГ сигнала на основе методов согласованной обработки с аналогичными результатами, полученными с использованием фильтрации во временной области и частотной полосовой фильтрации.
4. Загрузите файл `eegX.txt`, где X – номер Вашего варианта. Частота дискретизации ЭЭГ сигнала составляет 250 Гц. Сформируйте эталонный образец комплекса спайк-волна.
5. Используя метод корреляционной обработки сигналов реализуйте обнаружение комплексов спайк-волна в исходном ЭЭГ сигнале.

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЁТА

1. Цель работы.
2. Листинги написанных программ (М-файлов) в среде MATLAB для каждого задания.
3. Сводная таблица результатов, содержащая полученные в результате проведённых исследований графики зависимостей изменения фрагментов биосигналов от времени до и после фильтрации.
4. Выводы о полученных результатах, сопоставление с теорией.

Лабораторная работа № 4. Обнаружение QRS-комплексов ЭКГ сигнала

В настоящее время было проведено достаточно большое количество исследований, посвящённых построению эффективных схем обнаружения QRS-комплексов сигнала биоэлектрической активности сердца. С целью обеспечения эффективного обнаружения R-зубца было разработано множество различных алгоритмов, основанных на применении первой и второй производной, методов цифровой фильтрации, применении вейвлет-преобразований, согласованных фильтров и нейронных сетей. Одним из наиболее эффективных методов обнаружения QRS-комплексов является метод Пана-Томпкинса [2].

В данной работе предлагается рассмотреть упрощённый вариант построения обнаружителя QRS-комплексов ЭКГ сигнала, на основе модифицированного метода Пана-Томпкинса, включающего в себя стадии полосовой фильтрации, предварительной обработки и последующего сглаживания сигнала биоэлектрической активности сердца с помощью фильтра скользящего среднего.

На рисунке 1 изображена структурная схема обнаружителя R-зубцов сигнала биоэлектрической активности сердца (1 – блок полосовой фильтрации, 2 – блок нелинейной обработки, 3 – фильтр скользящего среднего, 4 – блок формирования скользящего окна, 5 – блок формирования порогового уровня, 6 – пороговое устройство, 7 – детектор максимума).

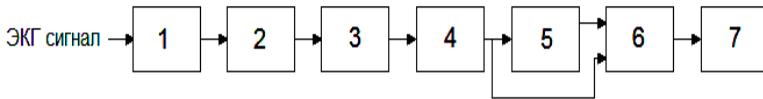


Рисунок 1 – Структурная схема обнаружителя QRS-комплексов ЭКГ сигнала

Полосовая фильтрация сигнала биоэлектрической активности сердца позволяет улучшить соотношение сигнал/шум и повысить достоверность обнаружения QRS-комплексов. Оптимальной полосой пропускания для полосового фильтра при цифровой обра-

ботке сигнала биоэлектрической активности сердца в системах мониторинной диагностики состояния сердечно-сосудистой системы на основе определения параметров сердечного ритма является полоса 2 – 20 Гц. В качестве полосового фильтра наиболее целесообразно использовать фильтр Баттерворта высокого порядка (8-12), к преимуществам фильтров данного типа относится плоская частотная характеристика в полосе пропускания и невысокие требования к вычислительной мощности, а к недостаткам – нелинейная фазовая характеристика и невысокая крутизна частотной характеристики.

Первый недостаток компенсируется на стадии разработки фильтра: сигнал после прохождения фильтра пропускается через него повторно, но в обратном по времени направлении. Вторым недостатком нивелируется выбором порядка фильтра, как правило, фильтры Баттерворта 8-12 порядка обладают достаточной крутизной частотной характеристики, что позволяет эффективно подавлять сигнал помехи и не искажать характеристики полезного сигнала.

Сигнал после применения процедур нелинейной обработки определяется следующим образом:

$$g(k) = \sum_{i=1}^N [x(k-i+1) - x(k-i)]^2 (N-i+1)$$

где: $x(k)$ – сигнала биоэлектрической активности сердца после прохождения полосового фильтра, N – ширина окна, $g(k)$ – сигнал на выходе блока 2.

На стадии нелинейной обработки происходит подавление низкочастотных компонентов сигнала биоэлектрической активности сердца, обеспечивается достаточный коэффициент усиления для высокочастотных компонент, появляющихся из-за крутых склонов QRS-комплекса. Операция возведения в квадрат делает результат положительным и дополнительно усиливает большие разности, возникающие из-за QRS-комплекса, а меньшие разности, обусловленные низкочастотными компонентами сигнала биоэлектрической активности сердца, подавляются.

Дальнейшее сглаживание сигнала выполняется с использованием фильтра скользящего среднего по M точкам:

$$Y(k) = \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} g(k-j)$$

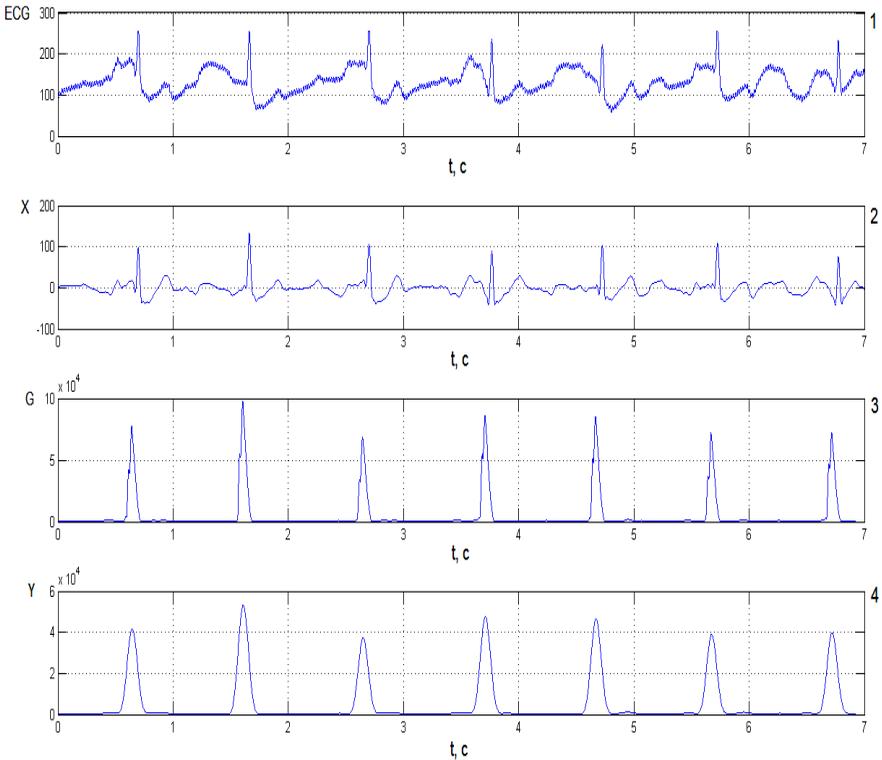


Рисунок 2 – Зависимости изменения сигнала от времени на различных этапах работы обнаружителя R-зубца (1 – исходный ЭКГ сигнал, 2 – сигнал после обработки полосовым фильтром, 3 – сигнал после процедур нелинейной обработки, 4 – сигнал после сглаживания)

Выбор ширины окон N и M определяется частотой дискретизации и влияет на величину задержки выходного сигнала относительно исходного сигнала биоэлектрической активности сердца. При выборе слишком большой ширины окна выходные сигналы, связанные с QRS-комплексом и низкочастотными компонентами сигнала биоэлектрической активности сердца будут сливаться, в то время как слишком маленькая ширина окна приведёт к появлению не-

скольких максимумов для единственного QRS-комплекса, что ухудшит эффективность детектирования пороговым устройством.

На рисунке 2 приведены зависимости изменения сигнала биоэлектрической активности сердца от времени на различных этапах работы обнаружителя QRS-комплексов.

На последующих этапах происходит определение временного положения максимумов сигнала Y . Для этого целесообразно использовать адаптивные алгоритмы поиска, в частности, с использованием скользящего окна, в пределах которого формируется величина адаптивного порога. На выход порогового устройства проходят только те отсчёты, амплитуда которых превышает величину порога.

Максимум сигнала Y далее фиксируется детектором максимума на основе трёхточечной схемы обнаружения при одновременном выполнении следующих условий:

$$Y(k) > Y(k+1) \ \& \ Y(k) > Y(k-1)$$

В случае выполнения указанных условий номер отсчёта k определяет временное положение QRS-комплекса с учётом внесённой временной задержки операциями предварительной обработки ЭКГ сигнала.

ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. Загрузите файл `ecgX.txt`, где X – номер Вашего варианта. Частота дискретизации ЭКГ сигнала составляет 500 Гц.
2. Реализуйте описанный выше алгоритм детектирования QRS-комплексов ЭКГ сигнала. Разработайте собственный адаптивный алгоритм поиска максимумов на основе критерия минимизации ошибок ложного обнаружения и ложного пропуска QRS-комплексов.
3. Реализуйте классический вариант построения обнаружителя QRS-комплексов на основе метода Пана-Томпкинса.
4. Сравните полученные результаты в пп 2 и 3.
5. Реализуйте методику обнаружений QRS-комплексов ЭКГ сигнала на основе применения корреляционного фильтра.
6. Сравните полученные результаты в пп 2, 3 и 5.

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЁТА

1. Цель работы.
2. Листинги написанных программ (М-файлов) в среде MATLAB для каждого задания.
3. Сводная таблица результатов, содержащая полученные в результате проведённых исследований графики зависимостей изменения фрагментов биосигналов на каждом этапе обработки.
4. Выводы о полученных результатах, сопоставление с теорией.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В рамках данного методического комплекса была осуществлена попытка ознакомить читателя с основными особенностями прикладного анализа биомедицинских сигналов в современной среде компьютерных вычислений MATLAB.

Комплекс методических указаний содержит теоретическую информацию об основных методах регистрации биомедицинских сигналов, общие сведения о компьютерной обработке биосигналов, включает в себя подробный анализ существующих методик линейной фильтрации биосигналов во временной и частотной областях, вейвлет-фильтрации, адаптивной и согласованной фильтрации, методов обнаружения характерных эпох и событий в биомедицинских сигналах, а также подходов к математическому анализу параметров сердечного ритма. Основное внимание было уделено вопросам практической реализации методов цифровой обработки биомедицинских сигналов в среде компьютерных вычислений MATLAB.

Материалы данного комплекса методических указаний могут рассматриваться как первая ступень в изучении проблемы создания современных программных комплексов автоматизированного анализа и обработки биомедицинских сигналов и данных в составе современных клинических систем медицинской диагностики.

Несомненно, дальнейшие исследования в области компьютерного анализа биомедицинских сигналов и данных принесут новые результаты, важные как для решения задач построения более совершенных аппаратно-программных средств медицинской диагностики, так и для решения актуальных клинических проблем своевременной и эффективной оценки состояния организма человека.

СОДЕРЖАНИЕ

Библиографический список

1. Калакутский, Л. И. Аппаратура и методы клинического мониторинга: Учебное пособие [Текст] / Л. И. Калакутский, Э. С. Манелис. – М.: Высшая школа, 2004 – 256 с.
2. Рангайян, Р. М. Анализ биомедицинских сигналов. Практический подход [Текст] / Пер. с англ. Под ред. А. П. Немирко – М.: Физматлит, 2007. – 440 с.
3. Сергиенко, А.Б. Цифровая обработка сигналов: Учебное пособие для ВУЗов. [Текст] / А.Б. Сергиенко. – М.: Питер, 2003. – 603 с.
4. Солонина, А.И. Основы цифровой обработки сигналов: учебник для ВУЗов [Текст] / А.И. Солонина.– М.: БХВ, 2005. – 768 с.
5. Гусев, В. Г. Получение информации о параметрах и характеристиках организма и физические методы воздействия на него [Текст] / В. Г. Гусев – М: Машиностроение, 2004. – 597 с.
6. Theis, F.J. Biomedical signal analysis. Contemporary methods and applications [Текст] / F.J. Theis, A. Meyer-Base – The MIT Press, 2010 – 423 p.
7. Федотов, А.А. Измерительные преобразователи биомедицинских сигналов систем клинического мониторинга [Текст] / А.А. Федотов, С.А. Акулов. – М.: Радио и связь, 2013. – 250 с.
8. Webster, J.G. Medical instrumentation. Application and design [Текст] / Edited by J.G. Webster – John Wiley & Sons, 2009. – 675 p.
9. Moore, J. Biomedical technology and devises. Handbook [Текст] / Edited by J. Moore – CRC Press LLC, 2004. – 750 p.
10. Ройтберг, Г. Е. Лабораторная и инструментальная диагностика заболеваний внутренних органов [Текст] / Г. Е. Ройтберг, А. В. Струтынский – М.: Бином, 2003 – 622 с.
11. Баевский, Р.М. Вариабельность сердечного ритма: теоретические аспекты и возможности клинического применения [Текст] / Р.М. Баевский, Г.Г. Иванов – М.: Медицина, 2000. – 295с.
12. Федотов, А.А. Математическое моделирование и анализ погрешностей измерительных преобразователей биомедицинских сигналов

- [Текст] / А.А. Федотов, С.А. Акулов. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2013. – 282 с.
13. Алексеев, Е.Р. MATLAB 7 [Текст] / Алексеев Е.Р., Чеснокова О.В. – М.: NT Press, 2006. – 464 с.
14. Мэтьюз, Д.Г. Численные методы. Использование MATLAB: перевод с английского под редакцией Ю.В. Козаченко [Текст] / Д.Г. Мэтьюз. – М.: Вильям, 2001. – 713 с.
15. Потемкин, В.Г. Система MATLAB: справочное пособие [Текст] / В.Г. Потемкин. – М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 1997. – 350 с.
16. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся ВУЗов. – М.: Наука, 1981. – 720 с.
17. Вержбицкий В.М. Основы численных методов. – М.: Высшая школа, 2002. – 840 с.

Учебное издание

Прикладной анализ биомедицинских сигналов

Методические указания

Составитель: Федотов Александр Александрович

Самарский национальный исследовательский университет
имени академика С.П. Королева
443086 Самара, Московское шоссе, 34