

ОПТИМАЛЬНОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ФИЛЬТРА АНАЛИЗА ВАРИАбельНОСТИ СЕРДЕЧНОГО РИТМА

Витязева Т.А., ассистент кафедры АСУ Рязанского государственного радиотехнического университета (РГРТУ) e-mail: vsv630@yandex.ru;

Витязев С.В., к.т.н., доцент кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники РГРТУ;

Мухеев А.А., д.т.н., профессор кафедры АСУ РГРТУ.

HRV ANALYSIS FILTER OPTIMAL DESIGN

Vityazeva T.A., assistant Ryazan State Radio Engineering University, e-mail: vsv630@yandex.ru;

Vityazev S.V., candidate of science, docent Ryazan State Radio Engineering University, e-mail: vityazev.s.v@tor.rsreu.ru;

Mikheev A.A., doctor of science, professor Ryazan State Radio Engineering University.

The problem of optimal design of a multistage structure of digital narrowband filters for heart rate variability analysis is considered and solved in this paper. An estimation of a computational complexity measured in a number of multiply operations and the required memory size is accomplished. Modeling results are demonstrated.

Key words: multirate signal processing, optimal design, narrowband filtering, ECG, heart rate variability.

Ключевые слова: многоскоростная обработка сигналов, оптимальное проектирование, узкополосная фильтрация, переменность сердечного ритма, электрокардиосигнал.

Введение

Для современного общества обостряются проблемы, связанные с омоложением заболеваний сердечно-сосудистой системы (ССС). Чтобы не допустить серьёзных миокардиальных нарушений требуется более раннее диагностирование для своевременного определения путей лечения. С технологическим прорывом связано применение нового оборудования для обследования различных групп населения. Для более точной и ранней диагностики сердечно-сосудистых заболеваний требуются новые методы, новые технологии. Отметим, что наиболее доступным, неинвазивным, безопасным, простым в использовании, информативным техническим методом исследования состояния сердечно-сосудистой системы остаётся электрокардиография. Одним из направлений более точного прогностического обнаружения различных патологий ССС является метод анализа переменности сердечного ритма (ВСР). Анализ ВСР применяется для оценки состояния механизмов регуляции физиологических процессов в организме, определения общей активности нейрогуморальной регуляции сердца [1, 2]. Активность симпатического и парасимпатического отделов вегетативной нервной системы являются результатом многоконтурной и многоуровневой реакции системы кровообращения, которая позволяет судить о степени нарушений в работе сердечно-сосудистой системы, а так же и о состоянии всего организма в целом [3, 4]. Можно отметить, что с каждым годом методы математического анализа ВСР находят всё более широкое применение в разных областях медици-

Ставится и решается задача оптимального проектирования многоступенчатой структуры набора узкополосных цифровых фильтров для анализа ЭКГ на предмет выявления медленноволновых составляющих ритма сердца. Проводится оценка вычислительной эффективности с позиции требуемого числа операций умножения и ячеек памяти данных и коэффициентов. Приводятся результаты моделирования в среде MATLAB+Simulink.

ны, о чём свидетельствуют симпозиумы медицинских и инженерных работников, а также широкий круг публикаций [5, 6]. В 1996 г. эксперты Европейского Кардиологического Общества и Северо-Американского общества стимуляции и электрофизиологии разработали методические рекомендации по измерению, физиологической интерпретации и клиническому использованию ВСР, приняли стандарты частотных диапазонов. Всё это получило развитие и в нашей стране [7].

Важную роль среди диагностируемых параметров сердечного ритма занимают длинно-волновые периодические составляющие сердечного ритма. Они характеризуют степень централизации управления сердечным ритмом и соответственно степень напряжения регуляторных систем организма [2-4].

В ранее изложенных работах [8, 9] подробно рассматривалась возможность применения методов многоскоростной обработки сигналов (МОС) для анализа переменности сердечного ритма. Использование набора цифровых узкополосных фильтров и методов МОС позволяет производить выделение и разделение длинноволновых составляющих электрокардиосигнала (ЭКГ-сигнала) при значительном уменьшении приведенных вычислительных затрат и памяти данных и коэффициентов, что создает условия для их эффективной реализации в рамках встраиваемых вычислительных систем.

Работы [8, 9] посвящены теме применения МОС в задачах анализа переменности сердечного ритма. По-

сколькx для наиболее распространённого в настоящее время спектрального метода анализа ВСР характерны временные задержки, требующиеся для накопления информации о работе сердечной мышцы, то сам анализ в режиме реального времени проводить нет возможности. Поэтому в соответствии с предложенной методикой [10] ЭКГ-сигнал описывается математическими выражениями, соответствующими сигналам с частотно-импульсной модуляцией (ЧИМ), частота следования которых соответствует изменениям сердечного ритма. Для анализа ВСР в работах [8, 9] предложено использовать набор узкополосных фильтров, частотные характеристики которых выбраны в соответствии с принятым стандартом Европейского Кардиологического Общества и Северо-Американского общества стимуляции и электрофизиологии [7].

Для большей наглядности на рис. 1 представлены типовые частотные характеристики набора узкополосных фильтров анализа ВСР. Предполагается, что весь диапазон анализа лежит в пределах от 0 до 0,4 Гц. Для выделения высокочастотной составляющей сердечного ритма (HF) требуется фильтр верхних частот (ФВЧ), для выделения низкочастотной составляющей (LF) – полосовой фильтр (ПФ) и для выделения сверхнизкочастотной составляющей (VLF) – фильтр нижних частот (ФНЧ). Реализация путем прямой цифровой фильтрации в классе цифровых цепей с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтров) наталкивается на проблему больших порядков узкополосных фильтров и, как следствие, большого объема вычислительных затрат, требуемой памяти данных и коэффициентов, а также значительного уровня собственных шумов [11]. Для снижения объема вычислительных операций при фильтрации ЭКС в работах [8, 9] было предложено применить многоскоростную обработку сигнала с переходом на пониженную частоту дискретизации. Была спроектирована многоступенчатая структура понижения частоты дискретизации. Проведена оценка вычислительных затрат на обработку ЭКГ-сигнала, необходимых для структуры с использованием МОС и для непосредственной цифровой фильтрации. Показано, что применение МОС способно в тысячи и десятки тысяч раз повысить вычислительную эффективность проектируемых устройств. Кроме того, отмечено, что предложенный подход к реализации набора фильтров анализа ВСР приводит к многократному уменьшению затрат памяти данных и коэффициентов и снижению уровня собственных шумов.

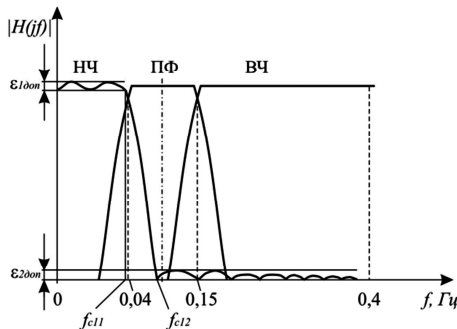


Рис. 1. АЧХ набора узкополосных цифровых фильтров

В данной работе ставится задача оптимизации параметров многоступенчатой структуры набора узкополос-

ных цифровых фильтров, предложенной в [8, 9] для выделения волновых периодических составляющих в ритме сердца в режиме реального времени с использованием методов многоскоростной обработки сигналов.

Постановка задачи

С целью выделения волновых периодических составляющих сердечного ритма требуется разработать оптимальную, по критерию приведенных вычислительных затрат, многоступенчатую структуру узкополосных цифровых фильтров, отвечающих следующим требованиям частотной избирательности:

- для низкочастотного фильтра (НЧ) полоса пропускания сигнала f_{LF} от нуля до 0,04 Гц;
- для полосового фильтра (ПФ) полоса пропускания сигнала f_{LF} лежит в интервале 0,04 - 0,15 Гц;
- для высокочастотного фильтра (ВЧ) полоса пропускания сигнала f_{HF} лежит в интервале 0,15-0,4 Гц;
- частота дискретизации входного сигнала $f_{кв1} = 1000$ Гц;
- вторичная частота дискретизации $f_{кв2} = 2$ Гц (обоснование выбора в работе [9]).

На рис. 1 представлены АЧХ набора узкополосных фильтров, а на примере НЧ фильтра показаны основные параметры: f_{c11} и f_{c12} – частоты среза полосы пропускания и зоны подавления, ϵ_{1don} и ϵ_{2don} – допустимая неравномерность АЧХ фильтра в полосе пропускания и допустимый уровень боковых лепестков в зоне подавления (затухание в полосе непропускания).

Для оценки порядка КИХ-фильтра воспользуемся формулой [11]:

$$N = \alpha \cdot \beta \cdot L(\epsilon_{1don}, \epsilon_{2don}) = \frac{f_{кв1}}{f_{c12} - f_{c11}} L(\epsilon_{1don}, \epsilon_{2don}), \tag{1}$$

где $\alpha = f_{c11} / (f_{c12} - f_{c11})$ – показатель прямоугольности АЧХ, $\beta = 2p / f_{c11} \alpha = f_{c11} / (f_{c12} - f_{c11})$ – показатель узкополосности фильтра, $(f_{c12} - f_{c11})$ – ширина переходной зоны АЧХ фильтра, $L(\epsilon_{1don}, \epsilon_{2don})$ – логарифмический показатель частотной избирательности, который оценивается с использованием аппроксимации вида

$$L(\epsilon_{1don}, \epsilon_{2don}) = -\frac{2}{3} \lg 10 \cdot \epsilon_{1don} \cdot \epsilon_{2don}.$$

Неравномерность АЧХ в полосе пропускания ϵ_{1don} и уровень боковых лепестков ϵ_{2don} задаются разработчиком, далее принимаются равными $\epsilon_{1don} = 0,1$ дБ, $\epsilon_{2don} = 80$ дБ, и, как следствие, логарифмический показатель частотной избирательности принимает значение $L(\epsilon_{1don}, \epsilon_{2don}) = 3,33$.

Важным показателем является допустимая степень перекрытия АЧХ соседних фильтров анализа ВСР. С увеличением показателя прямоугольности АЧХ α уменьшается степень перекрытия, но увеличиваются длительность переходного процесса и затраты на реализацию фильтров. В дальнейшем предполагается, что степень перекрытия не должна превышать 20% и, соответственно, показатель прямоугольности АЧХ $\alpha \geq 5$.

Из выражения (1) становится понятно, что затраты на

реализацию узкополосного КИХ-фильтра, пропорциональные его порядку N , главным образом определяются произведением показателей узкополосности β и прямоугольности АЧХ α , а фактически – относительной шириной переходной зоны АЧХ фильтра. Поэтому, если принять условие равенства ширины переходной зоны АЧХ для всех фильтров анализа ВСР, что обеспечивает зеркальную симметричность частотной характеристики полосового фильтра относительно его центральной частоты и одинаковый характер перекрытия АЧХ соседних частотных каналов, то при $\alpha = 5$, ширина переходной зоны АЧХ каждого из фильтров анализа ВСР $\Delta f_C = f_{c11} / \alpha = 0,008$ Гц.

Тогда порядки НЧ, ПФ и ВЧ фильтров оказываются одинаковыми и равными $N_{НЧ} = N_{ПФ} = N_{ВЧ} = N = 416250$!

В качестве оценки вычислительных затрат примем требуемое число операций умножения и накопления на аккумуляторе, выполняемых за 1 секунду. При прямой форме реализации трех фильтров анализа ВСР в классе КИХ-цепей N -го порядка, работающих в реальном времени на частоте дискретизации $f_{кв1}$, приведенные вычислительные затраты, составят [11]:

$$R_T = 3Nf_{кв1} = 3\alpha * \beta * L(\varepsilon_{1дон}, \varepsilon_{2дон}) * f_{кв1} = 12,5 * 10^8 \text{ умн. в сек.} \quad (2)$$

При этом память данных $S = N = 416250$ и память коэффициентов $Q = 3N = 1248750$!

Таким образом, требуются сверхвысокие порядки КИХ-фильтров, что ведёт к большим аппаратным и вычислительным затратам. С целью значительного уменьшения вычислительных затрат, памяти данных и коэффициентов в [9] было предложено использовать вторичную дискретизацию (децимацию) и последующую интерполяцию по общей структурной схеме, представленной на рис. 2

На вход фильтра-дециматора (ФД) поступает ЭКГ-сигнал с частотой дискретизации 1000 Гц. Он понижает частоту дискретизации в $\nu = 1000/2 = 500$ раз, предварительно отфильтровав все высокочастотные составляющие, расположенные выше половины вторичной частоты дискретизации. Набор узкополосных фильтров анализа ВСР работает на частоте дискретизации 2 Гц, что обеспечивает сравнительно невысокие порядки фильтров, а, следовательно, и небольшие вычислительные

затраты. Для восстановления и дальнейшего анализа полученных волновых периодических составляющих в ЭКГ-сигнале, фильтр-интерpolator с такой же функцией передачи, как и у ФД, восстанавливает промежуточные отсчёты, повышая частоту дискретизации выходного сигнала набора фильтров с 2 Гц до исходной частоты 1000 Гц. В данной работе интерполяция выходных сигналов набора ЦФ не рассматривается, поскольку для анализа ВСР восстановление частоты дискретизации не является обязательным.

При **одноступенчатой реализации** ФД за один раз понижает частоту дискретизации ЭКГ-сигнала с 1000 Гц до требуемой вторичной частоты дискретизации 2 Гц, т.е. в 500 раз. АЧХ ФД на фоне АЧХ фильтров анализа ВСР показаны на рис. 3.

Порядок ФД (для принятого значения коэффициента прямоугольности $\alpha_{ФД} = 5$ в соответствии с (1):

$$N_{ФД} = \alpha_{ФД} \cdot \beta_{ФД} \cdot L(\varepsilon_{1дон}, \varepsilon_{2дон}) \geq 18315 \text{ (принят равным } 18500, \text{ из условия кратности } \nu = 500);$$

при этом частоты среза полосы пропускания и зоны непрозрачности принимают значения: $f_{c1ФД} = 0,91$ Гц, $f_{c2ФД} = 1,09$ Гц, и показатель узкополосности $\alpha_{ФД} = 1100$.

Минимально достаточные порядки набора фильтров анализа ВСР уменьшаются пропорционально коэффициенту децимации $\alpha = 500$: $N_{ОНЧ} = N_{ОПФ} = N_{ОВЧ} = N_0 = 833$, а следовательно, пропорционально $\nu = 500$ уменьшается память данных и память коэффициентов!

Для оценки выигрыша от применения МОС с позиции требований к вычислительным затратам необходимо определить число операций умножения с накоплением, которые потребуются для реализации одноступенчатой структуры. Число операций умножения с накоплением, выполняемых за 1 секунду, при одноступенчатой реализации ФД и набора фильтров анализа ВСР, может быть рассчитано в соответствии с [11] следующим образом:

$$R_T = \left(\frac{N_{ФД}}{\nu} + \frac{3N_0}{\nu} \right) \cdot f_{кв1} = \left(\frac{18500}{500} + \frac{3 \cdot 833}{500} \right) \cdot 1000 = 42000 \text{ умн. в сек.} \quad (3)$$

При этом требуемая суммарная память данных $S = N_{ФД} + N_0 = 19333$ ячейки и память коэффициентов $Q = N_{ФД} + 3N_0 = 20999$ ячеек.

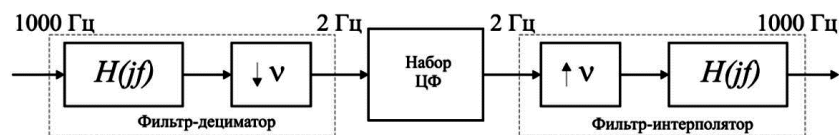


Рис. 2. Построение набора фильтров на основе вторичной дискретизации

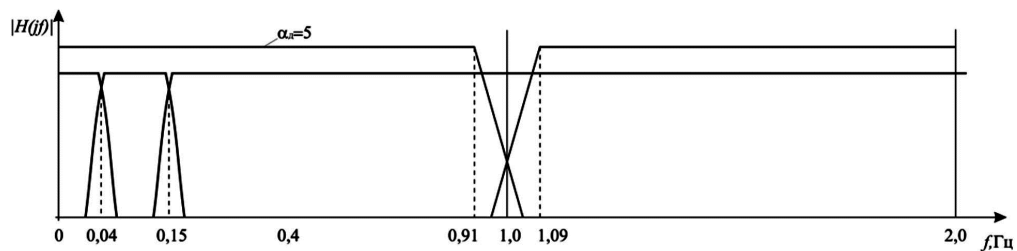


Рис. 3. АЧХ фильтра-дециматора при одноступенчатой реализации

Таким образом, применение одноступенчатой реализации ФД предварительной обработки позволяет уменьшить вычислительные затраты приблизительно в 30 тысяч раз (!) и память данных и программ в 20 раз.

Сравнительная оценка вычислительных затрат на реализацию ФД и последующего набора фильтров анализа ВРС показала, что наибольшие затраты связаны с реализацией ФД (на порядок больше затрат на реализацию набора фильтров анализа). Поэтому ставится задача минимизации затрат на реализацию ФД путем перехода к многоступенчатой реализации [11].

В многоступенчатой структуре ФД содержит две и более ступеней преобразования. Частота дискретизации на выходе i -й ступени $f_{квi} = f_{квi-1} / v_i = f_{кв1} / v_i \prod_{j=1}^i v_j$. Если число ступеней m и значения коэффициентов прореживания v_i , где $i = \overline{1, m}$, на каждой i -й ступени заданы, то порядки ФД могут быть рассчитаны по формуле [11]:

$$N_i = \alpha_i \cdot \beta_i \cdot L\left(\frac{\varepsilon_{100n}}{2^{m+1}}, \varepsilon_{200n}\right) = \frac{\beta \cdot v_i}{\beta - 2 \prod_{j=1}^i v_j} L\left(\frac{\varepsilon_{100n}}{m+1}, \varepsilon_{200n}\right), \quad (4)$$

при этом $\prod_{j=1}^m v_j = v = 500$.

Порядок фильтров анализа ВРС, работающих на пониженной в $v = 500$ частоте дискретизации $f_{квm} = f_{кв1} / v$, рассчитывается по формуле:

$$N_0 = N_{НЧ} = N_{ПФ} = N_{ВЧ} = \alpha \cdot \frac{\beta}{v} \cdot L\left(\frac{\varepsilon_{100n}}{m+1}, \varepsilon_{200n}\right). \quad (5)$$

Выражение для оценки общих вычислительных затрат в единицу времени (в секунду) для m -ступенчатой структуры узкополосного фильтра принимает вид:

$$R_T = \left(\sum_{i=1}^m \frac{N_i}{i} + \frac{3N_0}{v} \right) \cdot f_{кв1}. \quad (6)$$

Коэффициенты прореживания m -ступенчатого оптимизированного ФД, согласно [11], удовлетворяют условию:

$$v_j > v_{j+1} > \dots > v_m. \quad (7)$$

При этом требуемая емкость памяти данных и коэффициентов может быть рассчитана по формулам:

$$S = \sum_{j=1}^m N_j + N_0; \quad Q = \sum_{j=1}^m N_j + 3N_0. \quad (8)$$

Из [11] известно, что при оптимизированных вычислениях наибольший «прирост» выигрыша по эффективности достигается в двухступенчатой структуре ($m = 1$) и чуть меньший – при переходе от двухступенчатой к трёх- и четырёхступенчатой структурам. Это справедливо для достаточно больших значений коэффициента прореживания v . Учитывая, что коэффициенты прореживания v_i на каждой i -й ступени принимают целочисленные значения, а также отвечают условию (7), поиск оптимального распределения коэффициентов можно выполнить, используя перебор всех допустимых сочетаний коэффициентов.

Вычисления произведены при помощи программы Mathcad и для наглядности сведены в табл. 1 (число ступеней $m = 2$) и табл. 2 (число ступеней $m = 3$).

При расчете суммарных вычислительных затрат R_T и емкости памяти данных S , в соответствии с (6) и (8), учитывалось, что $N_0 = 914$ ячеек при $m = 2$ и $N_0 = 984$ при $m = 3$.

Для сравнения, приведенные вычислительные затраты на двухступенчатую реализацию набора фильтров ($m = 1$) составляют: $R_T = 42000$ умн. в сек. и требуют $S = 19333$ ячейки памяти данных.

Принятые оптимальные значения коэффициентов прореживания $v_1 = 50$ и $v_2 = 10$, полученные для трёхступенчатой структуры ($m = 2$), выделены в табл. 1 звездочкой. Таким образом, методом перебора всех сочетаний коэффициентов было определено, что переход к трёхступенчатой структуре даёт заметный выигрыш по минимизации вычислительных затрат и памяти данных для проектируемой структуры (более 4-х раз по числу операций умножения и 12,8 раз по числу ячеек памяти данных). В тоже время использование трех ступеней ФД ($m = 3$) не дает заметного выигрыша по отношению к его оптимальной двухступенчатой структуре ($m = 2$).

Таблица 1.

v_1	v_2	N_1	N_2	$R_T(v_1, v_2)$ умн. в сек.	$S(v_1, v_2)$ ячеек памяти
250	2	1750	80	12640	2744
125	4	600	160	10600	1674
100	5	500	200	10480	1614
50*	10*	200	400	10280*	1514*
25	20	100	800	11080	1814
20	25	80	1000	11480	1994

Таблица 2.

v_1	v_2	v_3	N_1	N_2	N_3	$R_T(v_1, v_2, v_3)$ умн. в сек.	$S(v_1, v_2, v_3)$ ячеек памяти
125	2	2	625	14	86	10708	1709
50	5	2	200	35	86	9792*	1305
25	5	4	100	25	172	10024	1281*
20	5	5	80	25	215	10160	1304
10	10	5	40	50	215	10410	1289
10	5	10	40	20	430	10740	1474

Моделирование в среде MATLAB

На рис. 4 представлена оптимальная трехступенчатая структура набора фильтров анализа ВСР с предварительной децимацией. Моделирование предполагает построение АЧХ фильтров-дециматоров ФД₁ (рис. 5) и ФД₂ (рис. 6), а также фильтров анализа ВСР, работающих в реальном времени на частоте дискретизации, равной 2 Гц (рис. 7-9).

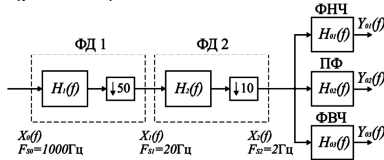


Рис. 4. Оптимальная трехступенчатая структура набора фильтров анализа ВСР с предварительной децимацией

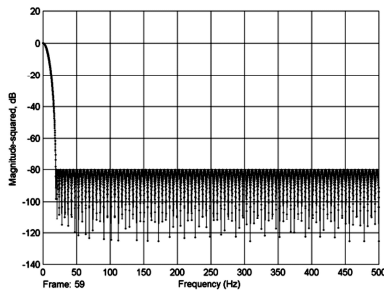


Рис. 5. АЧХ первого фильтра-дециматора

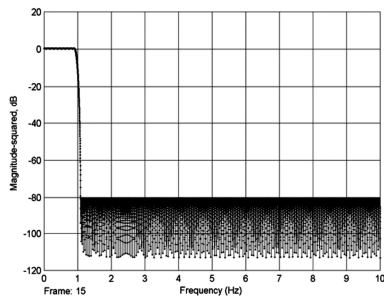


Рис. 6. АЧХ второго фильтра-дециматора

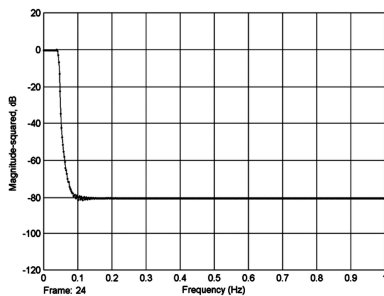


Рис. 7. АЧХ низкочастотного фильтра анализа ВСР

Заключение

В статье проведена оптимизация параметров разработанной в работах [8, 9] многоступенчатой структуры понижения частоты дискретизации с применением многоскоростной обработки сигналов на предмет выделения волновых периодических составляющих сердечного ритма. На основе методики оптимального проектирования многоступенчатых структур расчетным путём определено, что переход к трёхступенчатой структуре понижения частоты дискретизации даёт максимальный выигрыш по критерию минимума вычислительных затрат и емкости памяти данных и коэффициентов.

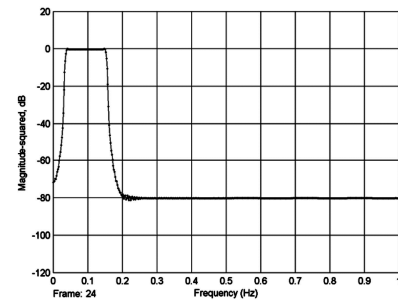


Рис. 8. АЧХ полосового фильтра анализа ВСР

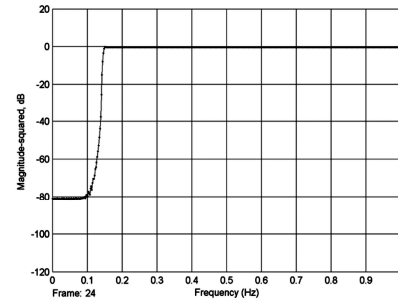


Рис. 9. АЧХ высокочастотного фильтра анализа ВСР

Литература

1. Баевский Р.М., Иванов Г.Г. Вариабельность сердечного ритма: теического применения. М.: Медицина. 2000. 295 с.
2. Жемайтие Д., Воронцак Г., Соколов Е.И. Взаимодействие парасимпатического и симпатического отделов ВНС в регуляции сердечного ритма // Физиология человека. 1985. Т. 11. №3. С. 448 – 450.
3. Баевский Р.М., Берсенева А.П. Оценка адапционных возможностей организма и риск заболеваний. М.: Медицина. 1997. 265 с.
4. Баевский Р.М., Кириллов О.И., Клецкин С.З. Математический анализ изменений сердечного ритма при стрессе. М.: Наука. 1984. 225-с.
5. Вариабельность сердечного ритма: Теоретические аспекты и практическое применение // Тез. докл. V всерос. симп. / отв. ред. Н.И. Шлык, Р.М. Баевский; Ижевск: «Удмуртский университет», 2011. - 597 с.
6. Вариабельность сердечного ритма: Теоретические аспекты и практическое применение // Тез. докл. IV всерос. симп. / отв. ред. Н.И. Шлык, Р.М. Баевский; УдГУ. Ижевск, 2008. - 344 с.
7. Task Force of the European Society of Cardiology and North American Society of Pacing and Electrophysiology. Heart rate variability. Standards of measurement, physio-logical interpretation and clinical use// Circulation. 1996. V. 93(5). P.1043-1065.
8. Vityazeva, T.A., Melnik, O.V., Mikheev, A.A. Multirate processing for the heart rate variability analysis. Embedded Computing (MECO), 2014 3rd Mediterranean Conference on, Publication Year: 2014, Page(s): 282 – 284.
9. Витязева Т.А., Михеев А.А. Применение многоскоростной обработки сигналов в задачах анализа вариабельности сердечного ритма // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2014. № 3 (выпуск 49). С. 14-21.
10. Патент РФ 2440023. Способ выявления периодических составляющих в ритме сердца. Л.В. Демина, О.В. Мельник, А.А. Михеев // Опубл. 20.01.2012. Бюллетень № 2.
11. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов. – М.: Радио и связь, 1993. – 240 с.: ил.