

DOI 10.24412/2221-2574-2022-1-46-54

УДК 621.396

## СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ В ЗАДАЧАХ ПРИЁМА АКУСТИЧЕСКОГО СИГНАЛА

**Аникин Максим Андреевич**

аспирант кафедры радиотехники радиофизического факультета ФГАОУ ВО «Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет имени Н.И. Лобачевского» (ННГУ)<sup>1</sup>, инженер 3 категории Филиала АО «Корпорация «Комета» - КБ «Квазар»<sup>2</sup>.

E-mail: [maxim.anikin1995@gmail.com](mailto:maxim.anikin1995@gmail.com)

**Сатаев Василий Валентинович**

директор Филиала АО «Корпорация «Комета» - КБ «Квазар»<sup>2</sup>.

E-mail: [sataev2004@mail.ru](mailto:sataev2004@mail.ru)

<sup>1</sup>Адрес: 603022, Российская Федерация, г. Нижний Новгород, пр. Гагарина, д. 23.

<sup>2</sup>Адрес: 603022, Российская Федерация, г. Нижний Новгород, Окский съезд, д. 2А.

*Аннотация:* В работе рассматривается методика синтеза полосовых фильтров методами дискретного программирования в задачах приёма гидроакустической команды. Приводится методика расчёта полосового фильтра со специальной АЧХ, рассматриваются её преимущества при приёме шумоподобных сигналов с фазовой манипуляцией. Приводится вариант решения многофункционального дискретного синтеза гауссова рекурсивного фильтра по целевой функции с вещественными квантованными коэффициентами. Дано сравнение метода дискретного со встроенными в пакет MATLAB возможностями проектирования фильтров и показано преимущества над последним в задачах приёма гидроакустической команды.

*Ключевые слова:* гидроакустический сигнал, цифровой фильтр, дискретный синтез, целевая функция, дискретное целочисленное программирование.

### Постановка задачи

В условиях сложной помеховой обстановки гидроакустические приёмные устройства должны обладать высокими избирательными свойствами. При синтезе данных устройств с цифровой обработкой фазоманипулированных сигналов (ФМС) задача избирательности приемного тракта может быть решена цифровым фильтром. Для фильтрации ФМС наиболее целесообразно использовать цифровые фильтры с амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ), близкой к гауссовой кривой. Кроме хороших избирательных свойств, такой цифровой фильтр должен иметь минимальную нелинейность фазочастотной характеристики (ФЧХ) для минимизации искажений при приёме шумоподобных сигналов.

Рассматривая современные тенденции проектирования БИХ-фильтров можно увидеть, что преобладает аналитическое проектирование методом билинейного преобразования [1–3] или же подходами на нём основанными [4–6]. Это обстоятельство обосновывается особенностями данного метода, когда решение может быть получено только в вещественном многомерном пространстве, когда все переменные состояния, вещественные величины и точность их представления сколь угодно большая.

Эффективный многофункциональный синтез, т.е. синтез цифровых фильтров по совокупности требуемых противоречивых характеристик в многомерном целочисленном пространстве состояний в настоящее время возможен только численными методами нелинейного математического программирования. Общая идея математического программирования [7, 8], как известно, состоит в привязке решения любой задачи к чёткому инвариантному математическому признаку — экстремуму функции качества (цели)  $f(x)$ , где вектор  $x$  определяет искомым параметры устройства. Для любой проектной задачи такую функцию всегда можно сформировать исходя из заданных требований к проектируемому устройству (в компьютерных пакетах синтеза целевую

функцию обычно формирует функциональный редактор). Имея такую функцию, решение задачи синтеза сводится к процедуре минимизации  $f(x)$ , то есть отысканию координат глобального экстремума (оптимальных параметров устройства  $x^0$ ), что обычно делается поисковыми методами [9–10].

### Целочисленные БИХ-фильтры с гауссовой характеристикой

Цифровые фильтры специальной формы частотных характеристик широко используются в современной радиоэлектронной аппаратуре. Возможность их проектирования классическими аналитическими подходами крайне ограничена. Однако численные методы дискретного программирования позволяют реализовывать весьма сложные формы частотных характеристик БИХ-фильтров в рамках заданных функциональных ограничений. К фильтрам специальной формы частотных характеристик в первую очередь можно отнести гауссовы БИХ-фильтры, амплитудно-частотная характеристика которых близка к гауссовой кривой [9, 10].

Нормированная резонансная характеристика для гауссовой кривой определяется следующим образом:

$$y(\xi) = e^{-\frac{\xi^2}{\alpha}}, \quad (1)$$

где  $\xi = f - f_0$  — абсолютная расстройка от резонансной частоты, а параметр  $\alpha$  определяет нормированную полосу пропускания гауссовой кривой:

$$\alpha = \frac{(2\Delta f)^2}{4 \ln \sqrt{2}},$$

здесь  $2\Delta f$  — абсолютная полоса пропускания по уровню 0,7.

Формально для оценки степени близости текущей АЧХ фильтра к гауссовой кривой удобно использовать среднеквадратичную погрешность  $\sigma$  в полосе пропускания фильтра по заданному уровню:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{p} \cdot \sum_{i=1}^p [y(\xi_i) - y^r(\xi_i)]^2}, \quad (2)$$

где  $y(\xi_i)$  — текущее значение характеристики в  $i$ -ой дискретной точке определения, а  $y^r(\xi_i)$  — значение идеальной гауссовой характеристики в этой точке.

При аналитическом расчёте коэффициентов фильтра в MATLAB расчёт происходит в непрерывном вещественном пространстве. Коэффициенты могут принимать любое значение на единичном интервале их определения. Поэтому при реализации фильтра необходимо квантовать его вещественные коэффициенты. Данная процедура для неквантованного коэффициента  $X$  осуществляется по формулам:

$$X_{\text{int}} = \text{int}(C \cdot 2^{W_k-1} + 0,5), \quad (3)$$

$$X_{\text{float}} = X_{\text{int}} / 2^{W_k-1}. \quad (4)$$

Цифровые фильтры можно разделить по арифметике цифровых вычислений. Вещественные цифровые фильтры (ВЦФ) в алгоритме цифровой фильтрации используют вещественную арифметику и дискретизацию коэффициентов (4), а целочисленные цифровые фильтры (ЦЦФ) используют целочисленную арифметику и дискретизацию коэффициентов по целочисленному коду (3). Целочисленный подход к расчёту коэффициентов цифрового фильтра имеет преимущества над вещественным ввиду минимальной вычислительной сложности и возможности реализации на любой цифровой платформе, не имея в структуре вычислителя FPU — сопроцессора (Floating Point Unit) [11]. Если требуется, то целочисленное решение можно перевести в дискретное вещественное формата фиксированной точки соотношением (4).

### Дискретный синтез рекурсивного гауссова фильтра

Задача дискретного целочисленного программирования для синтеза узкополосного гауссова фильтра с центральной частотой  $f_n$  и относительной полосой пропускания 10% в форме каскадного соединения шести звеньев второго порядка с разрядностью представления данных  $R = 14$  бит выглядит так:

$$f(x) \rightarrow \min_{x \in G^{30}}, \quad x \in G^{30}, \quad (5)$$

$$-8192 < x_i < 8192, \quad (6)$$

$$a_{0i} = 4096, \quad i = \overline{1,6},$$

$$|Zp_i| < 0,98,$$

$$0,9 \leq |K_i(e^{j\omega T})| \leq 5,0, \quad i = \overline{1,6}. \quad (7)$$

Число звеньев фильтра, позволяющее удовлетворить функциональные требования, определялось экспериментально, путём последовательного повышения общего порядка гауссова фильтра.

Вектор  $x^0$ , минимизирующий скалярную целевую функцию  $f(x)$  на 30-мерном целочисленном множестве  $G$  в допустимых границах изменения коэффициентов (6), является эффективным решением задачи параметрического синтеза гауссова фильтра. Особенностью задачи в данном случае являлась необходимость контроля всего главного интервала цифровых частот, т.к. при поисковом решении экстремальной задачи возможно появление боковых лепестков АЧХ фильтра, уровень которых должен быть минимален. Поэтому целевой функционал данной задачи формировался в аддитивной форме (8) из четырёх частных целевых функций  $f_i(x)$ , которые определяли ту или иную область АЧХ гауссова фильтра:

$$f(x) = \beta_1 f_1(x) + \beta_2 f_2(x) + \beta_3 f_3(x) + \beta_4 f_4(x). \quad (8)$$

Здесь:

- частная целевая функция  $f_1(x)$  с весом  $\beta_1=1$  определялась среднеквадратичной ошибкой (2) отклонения текущей АЧХ фильтра от идеальной гауссовой АЧХ. Таким образом, данное частотное окно контролировало основ-

ной гауссов лепесток в интервале уровня  $y_0 = 0,01$  (-40 дБ) подавления побочных лепестков;

- частная целевая функция  $f_2(x)$  с весом  $\beta_2=0,2$  определяла внеполосное (вне гауссова лепестка) подавление побочных лепестков по уровню -40 дБ на интервале цифровых частот ниже гауссова лепестка;

- частная целевая функция  $f_3(x)$  с весом  $\beta_3 = 0,2$  определяла внеполосное подавление побочных лепестков по уровню -40 дБ на интервале цифровых частот выше основного гауссова лепестка вплоть до частоты Найквиста;

- частная целевая функция  $f_4(x)$  с весом  $\beta_4 = 1$  определяла линейность фазочастотной характеристики гауссова фильтра и также формировалась по среднеквадратичному критерию (2);

На рис. 1 приведена типичная структура звеньев второго порядка рекурсивного целочисленного гауссова БИХ-фильтра, а передаточная функция ЦЦФ, состоящего из каскадного соединения  $m$ -звеньев второго порядка ( $m = N/2$ , где  $N$  — общий порядок фильтра), имеет следующий вид:

$$H(z) = \prod_{i=1}^m \frac{b_{0i} + b_{1i}z^{-1} + b_{2i}z^{-2}}{a_{0i} + a_{1i}z^{-1} + a_{2i}z^{-2}}, \quad (9)$$

а разностное уравнение для одного звена определяется так:

$$y_n = \frac{(b_0 x_n + b_1 x_{n-1} + b_2 x_{n-2} - a_1 y_{n-1} - a_2 y_{n-2})}{a_0},$$

где  $x_n, y_n$  — входная и выходная целочисленные временные последовательности,  $a_0$  — нормирующий множитель.

Таблица 1. Оптимальные 14-битовые коэффициенты гауссова фильтра

Звено	a0	a1	a2	b0	b1	b2
1	4096	-5481	3754	546	-683	-37
2	4096	-2911	968	1671	2051	-259
3	4096	-5622	3787	2421	-3957	2541
4	4096	-936	3737	-111	-84	-522
5	4096	-5953	3935	104	-590	43
6	4096	-5386	3934	-1217	1523	-1272

В таблице 1 приводится вариант решения задачи многофункционального синтеза (5) гауссова рекурсивного фильтра по аддитивной целевой функции (7) с целочисленными коэффициентами, квантованными до 14 бит. Для численного решения экстремальной задачи использовался эффективный алгоритм поиска на дискретной сетке, полностью соответствующий требованиям формата цифровых вычислений с фиксированной точкой [9].

Вариант вещественных коэффициентов формата ФТ по данной задаче приведён в таблице 2. Квантованные коэффициенты формата 14.13 получены из целочисленных коэффициентов с помощью соотношения (4), определяющее их однозначное соответствие. Анализ характеристик ВЦФ по их квантованным 14-битовым вещественным коэффициентам осуществлялся уже в пакете MATLAB.

Частотные характеристики гауссова рекурсивного фильтра по его дискретному синтезу приводятся на рис. 2–4. Среднеквадратичная ошибка реализации гауссовой формы АЧХ не превышала 0,0001 при нелинейности ФЧХ в полосе пропускания в 1,4°. Инерционность фильтра по задержке импульсного отклика составляла всего 40 семплов (рис. 4).

Анализ характеристик данного фильтра по модели MATLAB приводится на рис. 4 и 5.

Чтобы оценить преимущества использования дискретного синтеза для селективных систем приема гидроакустических сигналов, синтезированный фильтр был встроен в модель алгоритма приёма сигнала (рис. 6), реализо-

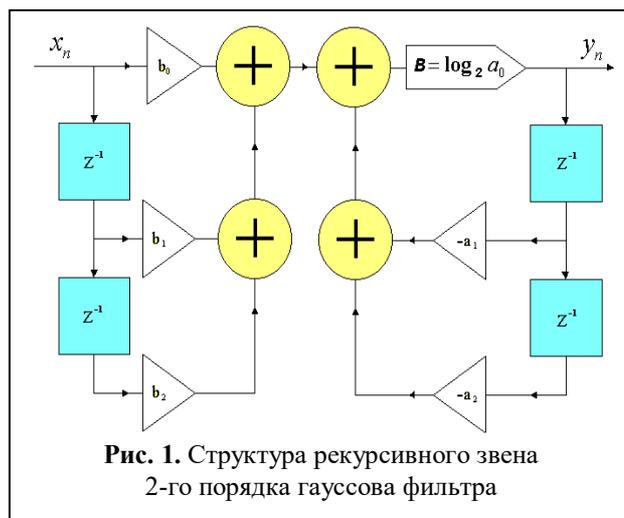


Рис. 1. Структура рекурсивного звена 2-го порядка гауссова фильтра

ванную в MATLAB.

Поступающий на вход слабый акустический сигнал с гидрофона усиливается, проходит через селективный активный полосовой фильтр (АПФ) и логарифмический усилитель, который предотвращает блокировку канала в случае прихода сигнала, превышающего допустимое значение. После прохождения через АЦП оцифрованный сигнал подаётся на цифровой полосовой БИХ фильтр, после чего из сигнала выделяют огибающую с прореживанием отсчётов. Отсчёты огибающей сигнала накапливаются в линии задержки, где происходит поиск символа команды в каждом новом поступающем отсчёте. Для обнаружения фазоманипулированного сигнала вычисляется функция неопределённости между комплексной амплитудой входного сигнала  $s(t)$  и эталонным искомым сигналом — двоичной псевдослучайной последовательностью  $h(t)$ . Функ-

Таблица 2. Оптимальные вещественные коэффициенты гауссова фильтра

Звено	A0	A1	A2	B0	B1	B2
1	1.00	-1,338134765625	0,91650390625	0,13330078125	-0,166748046875	-0,009033203125
2	1.00	-0,710693359375	0,234375	0,407958984375	0,500732421875	-0,063232421875
3	1.00	-1,37255859375	0,912353515625	0,591064453125	-0,966064453125	0,620361328125
4	1.00	-0,228515625	0,912353515625	-0,027099609375	-0,0205078125	-0,12744140625
5	1.00	-1,453369140625	0,960693359375	0,025390625	-0,14404296875	0,010498046875
6	1.00	-1,31494140625	0,96044921875	-0,297119140625	0,371826171875	-0,310546875

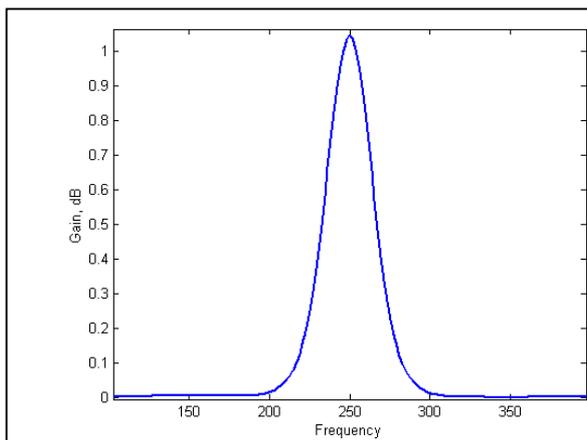


Рис. 2. Общая АЧХ фильтра

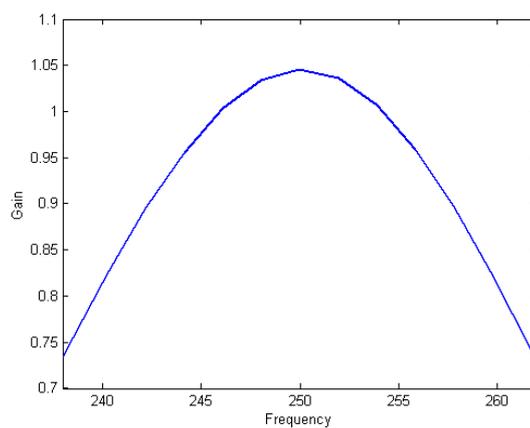


Рис. 3. АЧХ фильтра в полосе

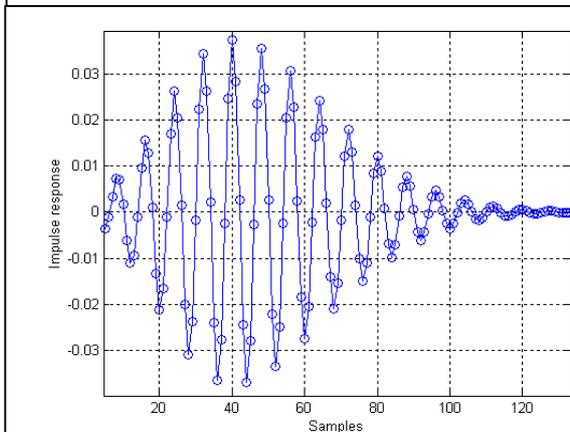


Рис. 4. Импульсная характеристика

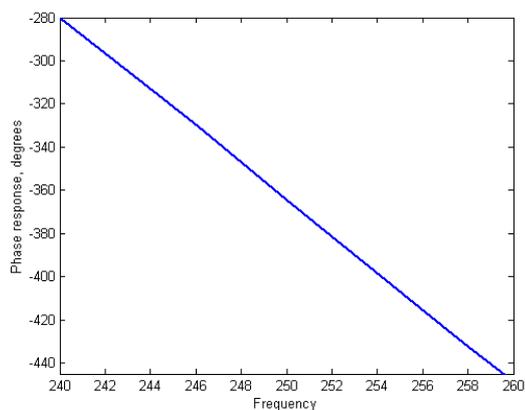


Рис. 5. ФЧХ фильтра в полосе

ция неопределённости между сигналами  $s(t)$  и  $h(t)$  представляет собой следующий интеграл [13]:

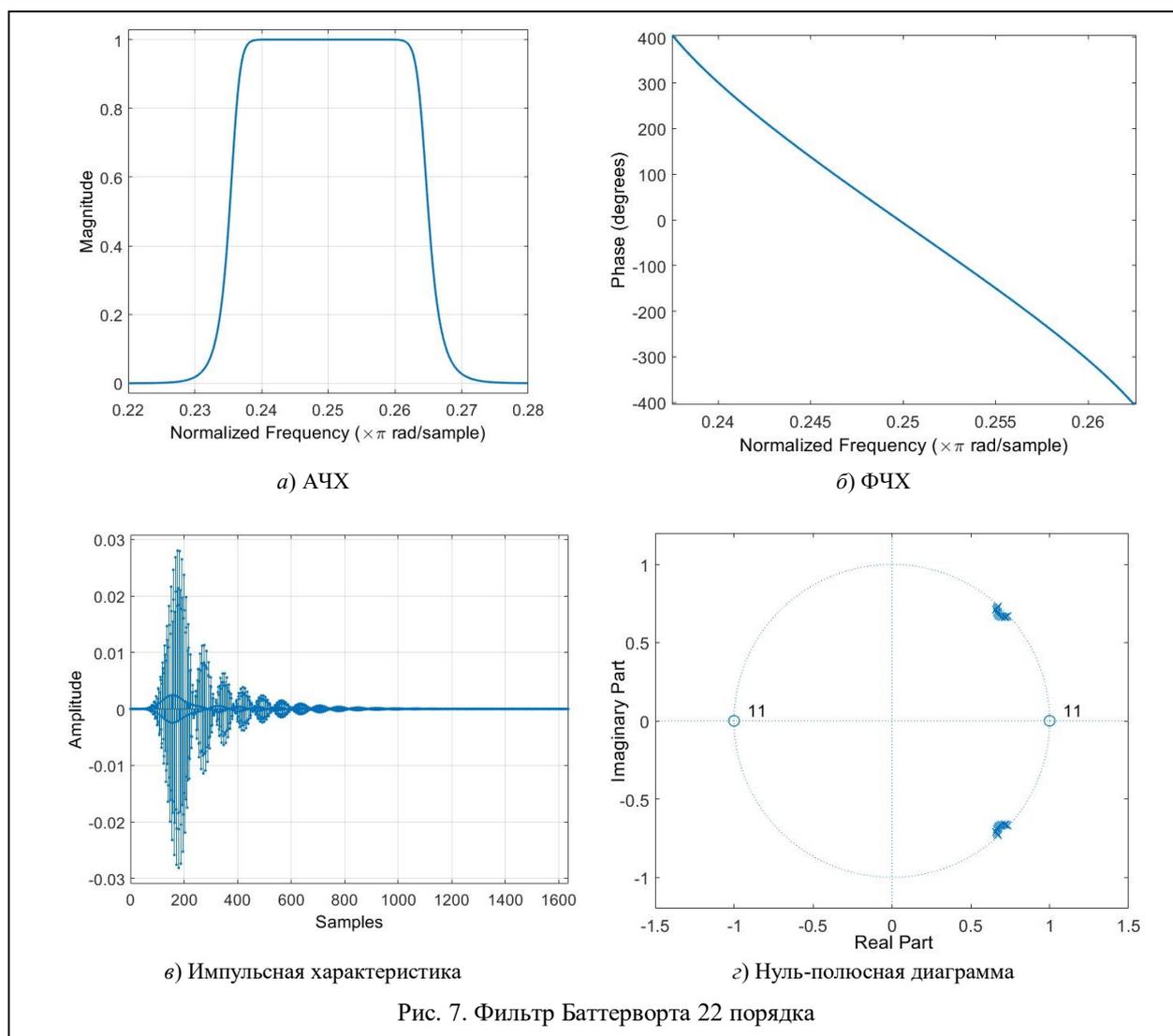
$$P(\tau, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) s^*(\tau - t) e^{i\omega t} dt. \quad (10)$$

Критерием оценки является значение максимума функции неопределённости, вычисляемое в ходе работы алгоритма, на основе которого принимается решение о наличии или отсутствии искомой последовательности (команды). Импульсная характеристика селективного фильтра с гауссовой АЧХ также описывается гауссовой функцией, что определяет минимальное из всех возможных значение базы гаус-

сова фильтра, как произведения полосы пропускания на длительность импульсного отклика. При минимальных фазовых искажениях это позволяет обеспечить максимальный уровень полезного сигнала, то есть и максимум функции неопределённости при регистрации полезного сообщения на фоне помех в сравнении с



Рис. 6. Структурная схема приёмника



альтернативными вариантами.

Сравним результат работы алгоритма с использованием фильтра, реализованного методами дискретного программирования и фильтров, реализованных собственными ресурсами пакета MATLAB.

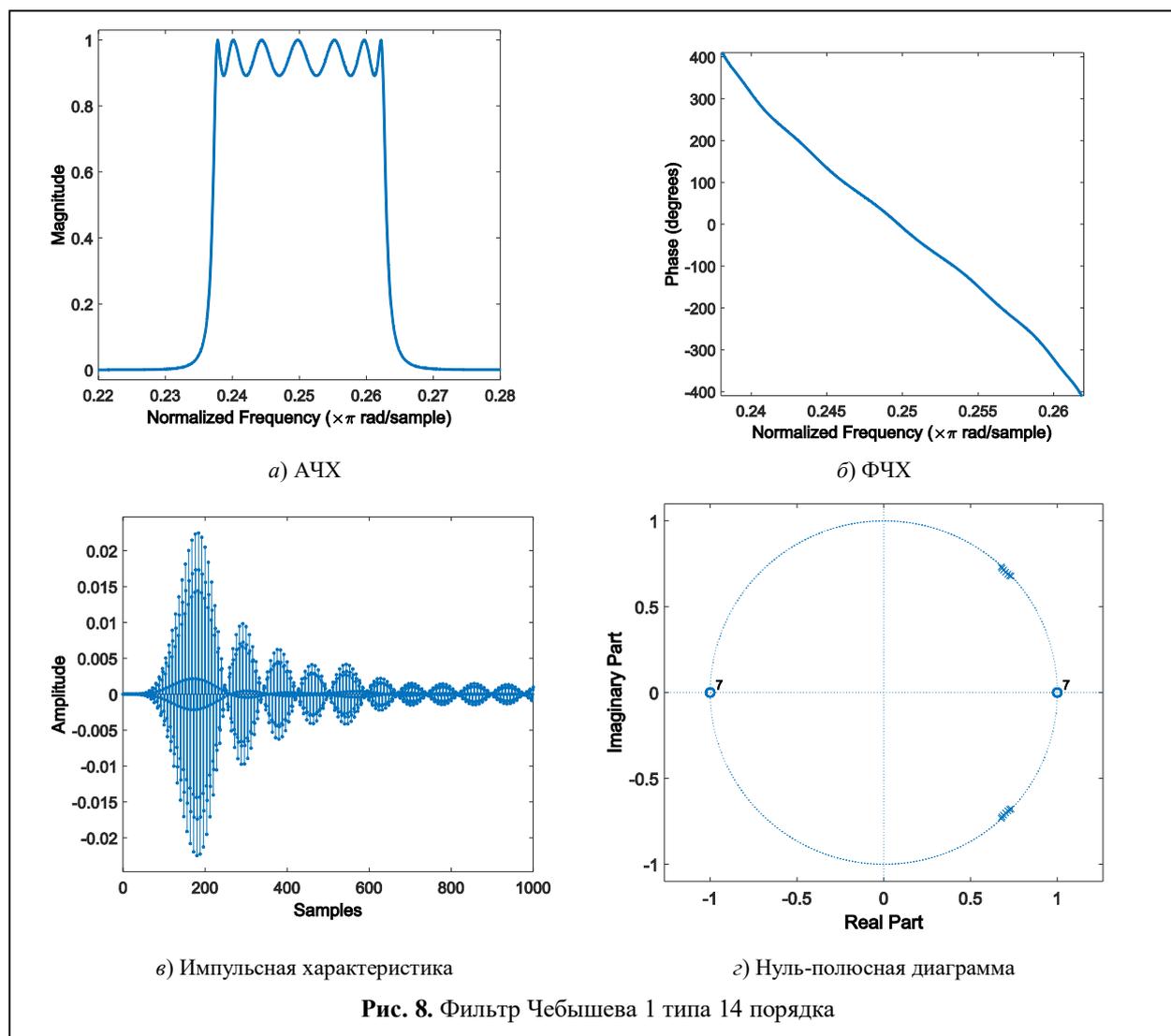
### Результаты моделирования

При проведении моделирования на вход алгоритма подавался тестовый акустический ФМ сигнал. В таблице 3 представлены аналогичные результаты с использованием различных цифровых фильтров.

На рис. 7 и 8 приведены примеры частотных и временных характеристик для полосовых фильтров Баттерворта и Чебышева, синтезированных в MATLAB.

### Заключение

Сравнивая полученные результаты с исследуемым гауссовым фильтром, синтезированным методами дискретного программирования, можно сделать вывод, что исследуемый фильтр, используемый в задачах приёма и обработки гидроакустических сигналов, показывает существенно более высокий максимум функции неопределённости, что видно из таблицы 2. Это позволяет осуществлять более точный приём при уровне помех, равном или выше уровня полезного сигнала. Кроме того, применение гауссова фильтра в рассматриваемой задаче обеспечивает такие преимущества, как:



- Минимальная нелинейность фазочастотной характеристики (рис. 5);

- Минимальную инерционность и длительность импульсного отклика (рис. 4), минимальное время обработки входного сигнала.

Фильтры, синтезированные средствами MATLAB, не имеют таких преимуществ в контексте рассматриваемой задачи. Также данные фильтры имеют большой порядок или не могут обеспечить достаточный уровень подавления боковых лепестков ФМ сигнала.

**Таблица 3.** Результаты моделирования

Тип фильтра	ГВЗ, мс	Максимум функции неопределённости
Баттерворт	90	95
Чебышев тип 1	100	49
Чебышев тип 2	45	56
Эллиптический	60	53
Фильтр с произвольной амплитудой (LeastPth-norm)	30	88
Фильтр с ограничением максимального радиуса полюсов фильтра (Constr. LeastPth-norm)	15	117
Гауссов фильтр	13	204

## Литература

1. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1978. 848 с.
2. Антонью А. Цифровые фильтры: анализ и проектирование. М.: Радио и Связь, 1983. 320 с.
3. Капеллини В., Константинодис А. Дж., Эмилиани П. Цифровые фильтры и их применение. М.: Энергоатомиздат, 1983. 380 с.
4. Мингазин А.Т. Синтез передаточных функций цифровых фильтров в области дискретных значений коэффициентов (обзор) // Электронная техника. Сер. 10. 1993. № 1,2. С. 3–35.
5. Dehner G. On the design Causer filters with coefficients of limited wordlength // 1975. V. 26. No. 4, Pp. 165–168.
6. Мингазин А.Т. Программа DIFID: эффективный синтез каскадных цифровых БИХ-фильтров // DSPA, 2002. Т. 1. С. 90–93.
7. Мину М. Математическое программирование. Теория и алгоритмы. М., Наука, 1990, 488 с.
8. Корбут А.А., Финкельштейн Ю.Ю. Дискретное программирование. М.: Наука, 1959, 370 с.
9. Бугров В.Н. Целочисленные цифровые фильтры. Монография. Saarbrücken: Lambert Academic Publishing, 2017. 156 с.
10. Бугров В.Н. Целочисленное проектирование гауссовых цифровых фильтров // Вестник ННГУ, 2012. № 3. С. 49–54.
11. Бугров В.Н. Динамическое квантование коэффициентов цифрового фильтра // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 2. С. 8–17.
12. Фитасов Е.С., Бугров В.Н., Морозов Н.С., Сатаев В.В. Коррекция фазовых искажений в сигнальном тракте гидроакустического датчика // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2021. №3. С. 57–66.
13. Логинов А.А., Марычев Д.С., Морозов О.А., Фидельман В.Р. Алгоритм вычисления функции неопределённости в задаче одновременной оценки частотно-временных характеристик сигналов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. 2013. №3. С. 62–74.

Поступила 20 декабря 2021 г.

English

## COMPARATIVE ANALYSIS OF THE CHARACTERISTICS OF DIGITAL FILTERS IN TASKS OF RECEIVE OF ACOUSTIC SIGNAL

**Maxim Andreevich Anikin** — Postgraduate student of Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education of the National Research Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod - National Research University (UNN)<sup>1</sup>, 3rd category engineer of the Branch of JSC "Corporation "Kometa"- KB "Kvazar"<sup>2</sup>.

E-mail: [maxim.anikin1995@gmail.com](mailto:maxim.anikin1995@gmail.com)

**Vasily Valentinovich Sataev** — the Head of the Branch of JSC "Corporation" Kometa "- KB" Kvazar"<sup>2</sup>.

E-mail: [sataev2004@mail.ru](mailto:sataev2004@mail.ru)

<sup>1</sup>Address: 603022, Russian Federation, Nizhny Novgorod, Gagarina Ave., 23.

<sup>2</sup>Address: 603022, Russian Federation, Nizhny Novgorod, Oksky St, 2A.

**Abstract:** The development of hydroacoustic receivers in a difficult jamming environment is becoming an increasingly urgent task, which in turn leads to an increase in selective requirements. At the moment, approaches to the design of digital filters are reduced to analytical design by the bilinear transformation method or approaches based on it. When calculating filter coefficients analytically in MATLAB, the calculation takes place in a continuous real space. The coefficients can take any value on the unit interval of their determination. Therefore, when implementing a filter, it is necessary to quantize its real coefficients. In digital processing of phase-shift keyed signals, it is most expedient to use filters with an amplitude-frequency characteristic close to Gaussian. The possibility of designing them using classical analytical approaches is extremely limited. However, numerical methods of discrete programming make it possible to implement very complex forms of frequency characteristics of IIR filters within the specified functional constraints. To assess the advantages of using discrete synthesis for selective hydroacoustic signal reception systems, the synthesized filter was built into the signal reception algorithm model implemented in MATLAB. The evaluation criterion is the value of the maximum of the uncertainty function, calculated during the operation of the algorithm, on the basis of which a decision is made on the presence or absence of the desired signal. Let us compare the result of the algorithm using a filter implemented by discrete programming methods and filters implemented by the own resources of the MATLAB package. According to the results of the operation of the reception algorithm, it can be seen that the investigated filter gives a higher level of the maximum of the uncertainty function in

comparison with the filters implemented by the resources of the MATLAB package. In addition, the use of a Gaussian filter in the problem under consideration provides such advantages as: lack of dispersion distortion; linearity of the phase-frequency response; minimum inertia (minimum processing time).

*Keywords:* hydroacoustic signal, digital filter, discrete synthesis, objective function, discrete integer programming.

### References

1. *Rabiner L., Gould B.* Theory and application of digital signal processing. Moscow: Mir, 1978. 848 p.
2. *Anton'ju A.* Digital filters: analysis and design. Moscow: Radio i Svjaz', 1983. 320 p.
3. *Kappellini V., Konstantinidis A. Dzh., Jemiliani P.* Digital filters and their application. Moscow: Jenergoatomizdat, 1983. 380 p.
4. *Mingazin A.T.* Synthesis of transfer functions of digital filters in the domain of discrete values of coefficients (review) *Elektronnaja tehnika*, 1993. Vol. 10. No. 1, 2. Pp. 3–35.
5. *Dehner G.* On the design Caue filters with coefficients of limited wordlength, 1975. Vol. 26, No. 4. Pp. 165–168.
6. *Mingazin A.T.* DIFIF program: Efficient synthesis of cascaded IIR digital filters. Moscow: DSPA, 2002. Vol. 1. Pp. 90–93.
7. *Minu M.* Mathematical programming. Theory and algorithms. Moscow: Nauka, 1990. 488 p.
8. *Korbut A.A., Finkel'shtejn Ju.Ju.* Discrete programming. Moscow: Nauka, 1959. 370 p.
9. *Bugrov V.N.* Integer digital filters. Monograph. Saarbrücken: Lambert Academic Publishing, 2017. 156 p.
10. *Bugrov V.N.* Integer Gaussian Digital Filter Design. *Vestnik NNGU*, 2012. No. 3. Pp 49–54.
11. *Bugrov V.N.* Dynamic quantization of digital filter coefficients. *Trudy uchebnyh zavedenij svjazi*, 2021. Vol. 7. No. 2. Pp. 8–17.
12. *Fitasov E.S., Bugrov V.N., Morozov N.S., Sataev V.V.* Correction of phase distortions in the signal path of the hydroacoustic sensor. *Radio and telecommunication systems*. 2021. No. 3. Pp. 57–66.
13. *Loginov A.A., Marychev D.S., Morozov O.A., Fidel'man V.R.* Algorithm of computing the ambiguity function in the task of simultaneous estimation of time-frequency parameters of signals. *Izvestija vysshih uchebnyh zavedenij. Povolzhskij region*, 2013. No. 3. Pp 62–74.