

# Дискретный синтез цифрового гауссова фильтра

Владимир Бугров (bug@rf.unn.ru)

Рассматриваются вопросы цифровой фильтрации измерительного видеосигнала с применением селективных БИХ-фильтров с гауссовой амплитудно-частотной характеристикой. Приводится постановка задачи синтеза гауссова фильтра методами нелинейного математического программирования в дискретном пространстве квантованных коэффициентов. Рассмотрен пример решения задачи дискретного синтеза гауссова БИХ-фильтра нижних частот, отвечающего требованиям высокоточной фильтрации измерительного видеосигнала. Приведён анализ его характеристик в частотной и временной области, а также представлены данные экспериментальных измерений.

## Введение

Цифровые фильтры, амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) которых описывается гауссовой функцией, широко используются в современной радиоэлектронной и измерительной технике [1–4]. Кроме хороших избирательных свойств такие фильтры обеспечивают минимальное время обработки и практически линейную фазочастотную характеристику (ФЧХ), что необходимо для минимизации дисперсионных искажений при высокоточной обработке измерительных как видео-, так и радиосигналов. Фильтр с характеристикой, близкой к гауссовой, является идеальным фильтром защиты от наложения спектров с минимальной базой и обеспечивает максимальное качество фильтрации сигнала перед его семплированием и последующей цифровой обработкой [5].

Построение гауссова селективного фильтра возможно на основе как цифровых фильтров с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ-фильтров), так и на основе фильтров с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтров) в стандартных топологиях их построения (прямой, каскадной, волновой, структуре частотной выборки и др.). Однако рекурсивные цифровые фильтры, являясь дискретными линейными системами с обратной связью, обладают значительно большими селективными возможностями по сравнению с нерекурсивными, поэтому они позволяют реализовать требуемую форму гауссовой АЧХ значительно меньшим порядком фильтра.

Как известно, возможность проектирования гауссовых БИХ-фильтров

аналитическими подходами весьма ограничена. В настоящее время для их синтеза используются методы аппроксимации гауссовой АЧХ тем или иным аппроксимирующим полиномом достаточно высокого порядка для получения аналогового фильтра-прототипа с последующим билинейным его преобразованием в цифровой эквивалент. Обзор различных видов аппроксимаций гауссовой функции, используемых для проектирования гауссовых фильтров аналитическими методами, рассмотрен в [2, 6]. Для синтеза БИХ-фильтров малой сложности с характеристиками, близкими к гауссовой функции, в [3] применена аппроксимация Бесселя, однако указано, что рассмотренный подход никак не гарантирует нахождение оптимального решения, к тому же ошибка реализации гауссовой АЧХ фильтра весьма значительна. Таким образом, аналитическое проектирование гауссовых БИХ-фильтров реального времени на этапе синтеза технического решения характеризуется систематической ошибкой аналитического представления гауссовой характеристики фильтра тем или иным аппроксимирующим полиномом приемлемого порядка. Часто эта ошибка аппроксимации не позволяет реализовать высокочастотную АЧХ гауссова фильтра с необходимой точностью, особенно при реализации выборки с запасом по частоте [4, 7].

На стадии практической реализации аналитического решения необходима, как известно, процедура квантования коэффициентов фильтра. При этом систематическая ошибка квантования может существенно превосходить ошибку аппроксимации (особенно при

синтезе малоразрядных гауссовых фильтров), что не позволит практически реализовать гауссов закон изменения АЧХ с высокой точностью. Характерно, что в большинстве публикаций по аналитическому расчёту цифровых гауссовых фильтров вопросы практической реализации полученных решений не рассматриваются.

Однако ошибки аппроксимации и квантования могут быть устранены при проектировании цифрового БИХ-фильтра современными численными методами дискретного нелинейного программирования, позволяющими работать не с аналитическим, а с дискретным представлением как характеристик фильтра, так и параметрического пространства его коэффициентов.

В настоящей статье рассматривается возможность проектирования низкочастотного цифрового БИХ-фильтра с гауссовой АЧХ, отвечающего требованиям высокоточной фильтрации радиоизмерительных видеосигналов на фоне внешних помех. При этом нормированная резонансная характеристика для гауссовой низкочастотной функции (рис. 1) определяется следующим образом:

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

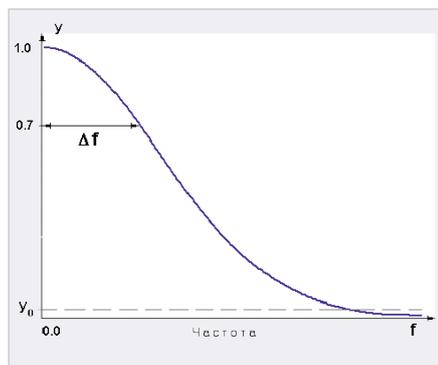
где  $f$  – расстройка от нулевой частоты, а параметр  $\alpha$  определяет нормированную полосу пропускания гауссовой кривой:

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

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

## Метод синтеза и постановка проектной задачи

Эффективный синтез цифровых гауссовых БИХ-фильтров, отвечающих совокупности требований, в настоящее время возможен только численными методами нелинейного математического программирования с заданной системой прямых и функциональных ограничений [8–10]. При этом прежде всего необходимо учитывать арифметику цифровых вычислений и приемлемую длину слова коэффициентов гауссова ФНЧ для их реализации заданным числом двоичных разрядов с использованием цифровых вычислений в фор-



**Рис. 1. Нормированная характеристика гауссова фильтра нижних частот**

мате с фиксированной точкой (ФТ), когда все переменные алгоритма гауссовой фильтрации являются дробными вещественными числами, принадлежащими диапазону от  $-1$  до  $1 \dots 2^{-(R-1)}$ , где  $R$  – число битов, используемых для двоичного представления числа. Таким образом, заданным числом двоичных разрядов можно реализовать только дискретный ряд определённых (квантованных) значений коэффициентов гауссова фильтра на заданном интервале их изменения. Для требуемой разрядности представления  $R$  целочисленный код (квант) вещественного неквантованного коэффициента  $c_i$  в варианте округления до ближайшего целого (round) равен целой части выражения в скобках:

$$c_i^{int} = \text{int}(c_i \cdot 2^{R-1} + 0,5), \quad (2)$$

тогда вещественный код данного коэффициента определяется:

$$c_i^{float} = c_i^{int} / 2^{R-1}, \quad (3)$$

а ошибка квантования коэффициента составляет

$$\varepsilon_i = c_i - c_i^{float}. \quad (4)$$

Для аналитических подходов ошибки квантования считаются неустраняемыми и приводят к искажению частотных характеристик гауссова фильтра, появлению динамических шумов квантования, а также к возможности появления малых предельных циклов в БИХ-структурах. Однако, как уже сказано выше, ошибку квантования коэффициентов можно устранить полностью, осуществив дискретизацию параметрического пространства коэффициентов гауссова БИХ-фильтра перед его синтезом только теми значениями, при которых ошиб-

ка квантования (4) равна нулю. При этом математическое задание квантованного параметрического пространства возможно как вещественным (3), так и целочисленным кодом (2), что позволяет проектировать гауссовы ФНЧ, использующие как вещественную, так и целочисленную арифметику вычислений и дискретизацию коэффициентов. Вариант целочисленного представления является более универсальным и практически значимым, так как целочисленные гауссовы фильтры имеют минимальную вычислительную сложность. Разрядность такого представления определяется интервалом изменения целочисленных коэффициентов фильтра, что практически удобно при реализации алгоритма динамического квантования коэффициентов [8]. При необходимости целочисленное решение легко преобразовать в вещественное квантованное решение формата ФТ, используя для этого их однозначную связь через соотношение (3). Формирование целочисленного кода часто называют нормализацией коэффициентов гауссова фильтра, когда в дискретном  $n$ -мерном пространстве формируется вектор целочисленных коэффициентов  $IX (ix_1, ix_2 \dots ix_r \dots ix_n)$ , квантованных с заданной разрядностью их представления.

Точное представление требуемой гауссовой характеристики на стадии синтеза технического решения может обеспечить её дискретное табулированное представление [9], что даёт возможность, с одной стороны, заменить процедуру аналитической аппроксимации простой оцифровкой требуемой характеристики фильтра, причём ошибка оцифровки характеристики может быть минимизирована соответствующим выбором шага частотной дискретизации. С другой стороны, каждая характеристика фильтра, определяемая совокупностью (вектором) скалярных частотных выборок, позволяет применять для синтеза гауссова БИХ-фильтра эффективные поисковые методы многокритериальной оптимизации на дискретном множестве квантованных параметров.

В общем виде задачу целочисленного нелинейного программирования (ЦНП) при машинном синтезе каскадного БИХ-фильтра нижних частот можно записать так:

$$F^o(IX^o) = \min F(IX) \quad IX \in I^{5m} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} -2^{R-1} < a_{di} < 2^{R-1} \quad d=1,2 \quad i=\overline{1,m}, \\ -2^{R-1} < b_{di} < 2^{R-1} \quad d=0,2 \quad i=\overline{1,m}, \end{aligned} \quad (6)$$

$$a_{0i} \in \{2^q\}, \quad q = \overline{0, R-1} \quad i = \overline{1, m}, \quad (7)$$

$$|Zp_i| < r_{pole}^{max} < 1 \quad i = \overline{1, m}, \quad (8)$$

$$K_i^{min} \leq |K_i(e^{j\omega T})| \leq K_i^{max} \quad i = \overline{1, m}, \quad (9)$$

где  $m$  – число звеньев (каскадов) второго порядка,  $d$  – индекс коэффициента передаточной функции звена,  $IX$  – вектор многомерного пространства целочисленных коэффициентов,  $F(IX)$  – целевая функция,  $K_i^{min}, K_i^{max}$  – допустимые границы изменения коэффициента усиления  $i$ -го звена фильтра.

Как видно, экстремальная задача (5) записана относительно целочисленного пространства  $I^{5m}$  параметров (квантованных коэффициентов гауссова фильтра) размерностью  $5m$ . Прямые ограничения (6) задают границы их изменения, а соотношение (7) определяет power-of-two значение нормирующих коэффициентов звеньев фильтра. Функциональные ограничения (8) контролируют в процессе синтеза условие устойчивости рекурсивного гауссова ФНЧ по всем полюсам коэффициента передачи с радиусами, не превышающими  $r_{pole}^{max}$ , а ограничения (9) масштабируют коэффициенты передачи звеньев в заданный интервал для обеспечения широкого динамического диапазона каскадного гауссова фильтра при обработке видеосигналов различного уровня. В алгоритме минимизации реализация функциональных ограничений осуществляется применением штрафных функций [10, 11].

Численное решение экстремальной задачи (5) в квантованном пространстве коэффициентов формата ФТ возможно только применением сеточных алгоритмов поисковой минимизации, когда дискретность сетки поиска задаётся числом двоичных разрядов  $R$ , которыми в кодовом пространстве отображается каждая  $i$ -я переменная. Этим требованиям вполне отвечает поисковый алгоритм глобальной минимизации полимодальных целевых функций на детерминированной сетке [11]. Построение минимизирующей последовательности на дискретной сетке формата ФТ в данном алгоритме осуществляется при помощи так называемых сфер поиска с изменяющимися радиусами. Таким образом, при последовательном автоматическом расшире-

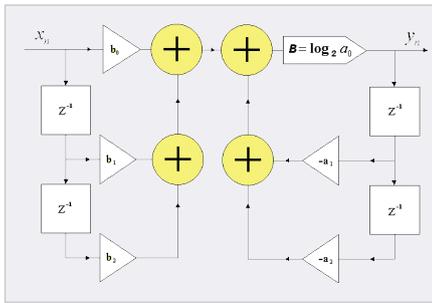


Рис. 2. Структура целочисленного БИХ-звена 2-го порядка

нии и сужении сфер поиска происходит направленное сканирование всей дискретной области поиска без полного её перебора. Характерными особенностями данного поискового алгоритма является высокая надёжность отделения глобального экстремума, малые потери на поиск, эффективная работа в дискретном пространстве высокой размерности, а также отсутствие априори настраиваемых параметров.

Многофункциональное задание целевой функции в проектных задачах обычно формируется в виде взвешенной суммы частных целевых функций  $f_i(\mathbf{IX})$ , которые определяют выполнение функциональных требований по той или иной частотной характеристике гауссова фильтра либо её фрагменту:

$$F(\mathbf{IX}) = \sum_i \beta_i \cdot f_i(\mathbf{IX}),$$

где коэффициенты  $\beta_i$  задают значимость (вес) характеристик.

Вектор  $\mathbf{IX}^0$ , минимизирующий полимодальную целевую функцию  $F(\mathbf{IX})$  на допустимом дискретном множестве (8), является Парето-эффективным решением задачи синтеза целочисленного гауссова БИХ-фильтра по совокупности противоречивых характеристик.

Таким образом, при проектировании гауссова БИХ-фильтра нижних частот численными методами дискретного программирования осуществляется дискретизация как характеристик, так и коэффициентов фильтра, что позволяет устранить как ошибки аналитической аппроксимации, так и ошибки квантования параметров при практической его реализации.

### Дискретное моделирование гауссова БИХ-фильтра

Построение гауссова БИХ-фильтра в форме каскадного соединения звеньев

второго порядка следует признать наиболее целесообразным, как это следует из сравнения каскадных, параллельных, прямых и волновых структур. Для рекурсивного целочисленного фильтра, состоящего из каскадного соединения  $m$ -звеньев второго порядка ( $m = N/2$ , где  $N$  – общий порядок фильтра), передаточная функция имеет следующий вид:

$$H(z) = \prod_{i=1}^m \frac{b_{0i} + b_{1i}z^{-1} + b_{2i}z^{-2}}{a_{0i} + a_{1i}z^{-1} + a_{2i}z^{-2}}, \quad (10)$$

где комплексная переменная  $z$  при переходе к описанию частотной характеристики  $K(e^{j\omega T}) = \left| K(e^{j\omega T}) \right| \cdot e^{j\varphi(\omega T)}$  принимает значение  $z = e^{j\omega T}$ , где  $T$  – период дискретизации.

Все коэффициенты передаточной функции квантованы целочисленным кодом (4), а их интервал изменения определяется заданной длиной битового слова (разрядностью) коэффициентов фильтра. Из соотношения (10) легко получается разностное уравнение для одного звена целочисленного фильтра:

$$y_n = (b_0x_n + b_1x_{n-1} + b_2x_{n-2} - a_1y_{n-1} - a_2y_{n-2})/a_0, \quad (11)$$

где  $x_n, y_n$  – целочисленные входная и выходная временные последовательности,  $a_0$  – нормирующий коэффициент power-of-two:

$$a_{0i} \in \{2^q\}, \quad q = \overline{0, R-1} \quad i = \overline{1, m}. \quad (12)$$

На рис. 2 приведена структура звеньев рекурсивного целочисленного гауссова фильтра, соответствующая разностному уравнению (11). Как видно, при вычислении отклика фильтра, кроме традиционных операций сложения, умножения и задержки на такт, присутствует операция сдвига на  $B = \log_2 a_0$  бит, с помощью которой реализуется целочисленное деление на нормирующий коэффициент power-of-two.

Для каскадного рекурсивного фильтра с вещественной арифметикой цифровых вычислений передаточная функция выглядит так:

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

а разностное уравнение звена имеет следующий вид:

$$y_n = b_0x_n + b_1x_{n-1} + b_2x_{n-2} - a_1y_{n-1} - a_2y_{n-2}.$$

Здесь все дискретные значения коэффициентов задаются на интервале их изменения вещественным квантованным значением (3).

Устойчивость проектируемого рекурсивного гауссова фильтра определяются условием (8), при этом синтез методами дискретного нелинейного программирования позволяет реализовать любые значения максимальных радиусов как полюсов, так и нулей коэффициента передачи гауссова БИХ-фильтра. Как показала практика, при синтезе с меньшим значением максимального радиуса полюсов практически всегда удаётся получить проектное решение без предельных циклов того или иного рода, хотя селективная способность гауссова фильтра при этом, естественно, снижается.

### Дискретный синтез гауссова БИХ-фильтра нижних частот

Пример синтеза рекурсивного гауссова ФНЧ десятого порядка в целочисленном пространстве квантованных параметров осуществлялся согласно следующим спецификационным требованиям.

1. Полоса пропускания:  $150 \pm 2$  Гц.
2. Коэффициент передачи:  $1 \pm 0,1$ .
3. Фазовая нелинейность в полосе:  $2^\circ$ .
4. Порядок рекурсивного фильтра: 8.
5. Максимальный радиус полюсов: 0,97.
6. Частота дискретизации: 2 кГц.
7. Масштабирование коэффициентов передачи звеньев в интервал:  $\{0,8-1,5\}$ .

В ходе синтеза необходимо было найти решение с минимальной разрядностью представления коэффициентов фильтра, для чего применялась техника динамического квантования его коэффициентов [8].

Дискретный синтез гауссова ФНЧ осуществлялся с учётом как селективных, так и фазовых требований, когда общая целевая функция формировалась в виде взвешенной суммы частных целевых функций  $f_{\text{АЧХ}}(X)$  и  $f_{\text{ФЧХ}}(X)$ , обеспечивающих выполнение требований как амплитудной селекции фильтра (3), так и линейности его ФЧХ:

$$F(\mathbf{IX}) = \beta_1 f_{\text{АЧХ}}(\mathbf{IX}) + \beta_2 f_{\text{ФЧХ}}(\mathbf{IX}). \quad (13)$$

При этом частная целевая функция  $f_{\text{АЧХ}}(X)$  формировалась по критерию минимума среднеквадратичного отклонения:

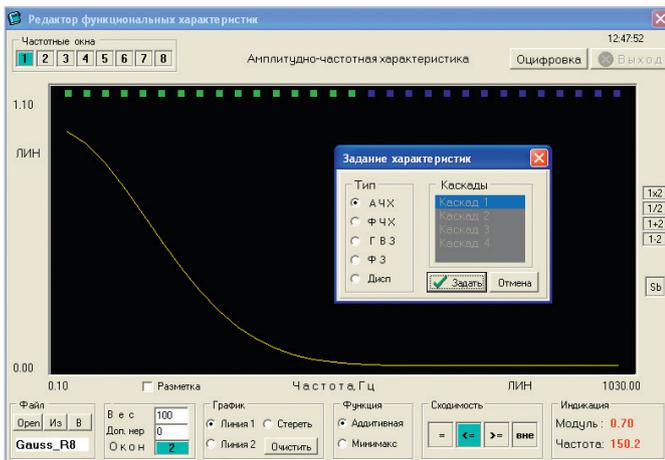


Рис. 3. Ввод требуемой АЧХ гауссова фильтра

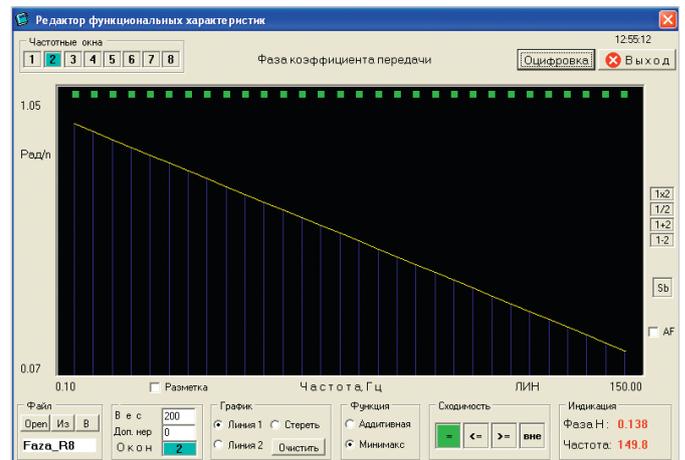


Рис. 4. Ввод требуемой ФЧХ в полосе пропускания ФНЧ

$$f_{АЧХ}(IX) = \frac{1}{p} \cdot \sum_{n=1}^p [H_n(IХ) - H_n^T]^2, \quad (14)$$

где  $H_n(IХ)$  – текущее значение АЧХ гауссова фильтра на  $n$ -й дискретной частоте диапазона определения, а  $H_n^T$  – требуемое значение гауссовой характеристики (3).

А целевая функция  $f_{ФЧХ}(IX)$  определялась максимальным отклонением текущей фазы от линейной в полосе пропускания фильтра:

$$\Delta\varphi(\omega) = \max_i |\varphi_i(IХ) - \varphi_i^L|, \quad (15)$$

где  $\varphi_i^L$  – требуемая линейная ФЧХ гауссова фильтра.

Примеры ввода и оцифровки требуемых характеристик фильтра в модуле функционального редактора пакета дискретного синтеза представлены на рис. 3 и рис. 4.

Весовые коэффициенты частных целевых функций (13) определялись практически в ходе решения следующей экстремальной задачи ЦНП для синтеза гауссова БИХ-фильтра в форме каскадного соединения 4 звеньев прямой формы второго порядка:

$$F^0(IХ^0) = \min F(IХ) \quad IХ \in J^{20} \quad (16)$$

$$-128 < a_i, b_i < 128 \quad i = \overline{1,4}, \quad (17)$$

$$a_{0i} = 128 \quad i = \overline{1,4}, \quad |z_{pi}| < 0,97, \quad (18)$$

$$0,8 \leq |K_i(e^{j\omega T})| \leq 4,0 \quad i = \overline{1,4} \quad (19)$$

Таким образом, минимизация целевого функционала осуществлялась на 25-мерном целочисленном пространстве 8-битовых по динамическому

Оптимальные коэффициенты 8-битового гауссова фильтра

Звено фильтра $m$	Коэффициенты передаточной функции фильтра					Усиление звена $K_{max}$
	$a_1$	$a_2$	$b_0$	$b_1$	$b_2$	
1	-18	1	115	52	-20	1,3
2	3	-21	40	18	62	1,1
3	17	-47	-30	-34	-18	0,8
4	-104	39	-12	20	44	0,9

квантованию параметров в допустимой области (17) при выполнении функциональных ограничений устойчивости фильтра (18) по всем полюсам передаточной функции с радиусами, не превышающими 0,97 в  $z$ -плоскости. Двусторонние ограничения (19) определяли масштабирование коэффициентов усиления звеньев гауссова фильтра в заданный интервал.

Для ввода структуры проектируемого гауссова фильтра используем встроенный топологический редактор пакета синтеза [9], позволяющий сформировать файл исходных данных к решению конкретной задачи с указанием порядка фильтра, числа варьируемых коэффициентов, их начальных значений и границ изменения, а также возможно дублирование коэффициентов в случае необходимости.

В ходе синтеза технического решения алгоритмический комплекс пакета реализует прямой поиск глобального минимума многомерной функции цели (13) из заданной начальной точки, осуществляя последовательные итеративные шаги к точке глобального минимума  $F^0(IХ^0)$ , обеспечивающей совпадение текущих характеристик гауссова БИХ-фильтра с требуемыми его характеристиками. Графики характеристик на каждом итеративном шаге синтеза отображаются на экране. Время синтеза на стандартном персональ-

ном компьютере при этом не превышало 5 мин.

В табл. 1 приведены оптимальные значения целочисленных 8-битовых коэффициентов звеньев передаточной функции гауссова БИХ-фильтра нижних частот восьмого порядка, а графики его частотных характеристик представлены на рис. 5.

Как видно, среднеквадратичная ошибка реализации гауссовой формы АЧХ фильтра была минимальной и не превышала 0,0001, а нелинейность ФЧХ в полосе пропускания 8-битового гауссова фильтра составляла 1,2°, что полностью соответствует требованиям высокоточной гауссовой фильтрации.

Исследуем профиль целевого функционала в точке целочисленного оптимума путём построения его координатных разрезов. График разреза по коэффициенту  $a_2$  первого каскада (рис. 6) подтверждает, что целевые функции в задачах дискретного синтеза гауссовых БИХ-фильтров имеют сложный, полимодальный характер.

Для контрольного анализа синтезированного гауссова ФНЧ квантованные 8-битовые вещественные коэффициенты формата 8.7, полученные из целочисленных по соотношению (5), с помощью  $m$ -файла загружались в пакет MATLAB для расчёта характеристик фильтра во временной и частотной области (рис. 7). Как вид-

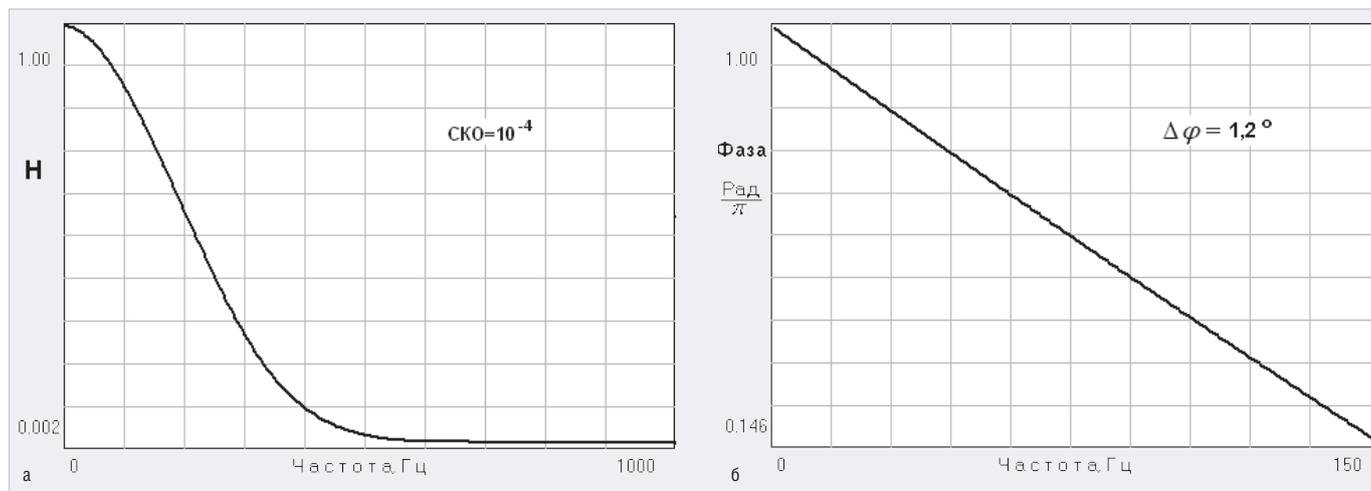


Рис. 5. Частотные характеристики гауссова ФНЧ: а) АЧХ на интервале Найквиста, б) ФЧХ в полосе пропускания

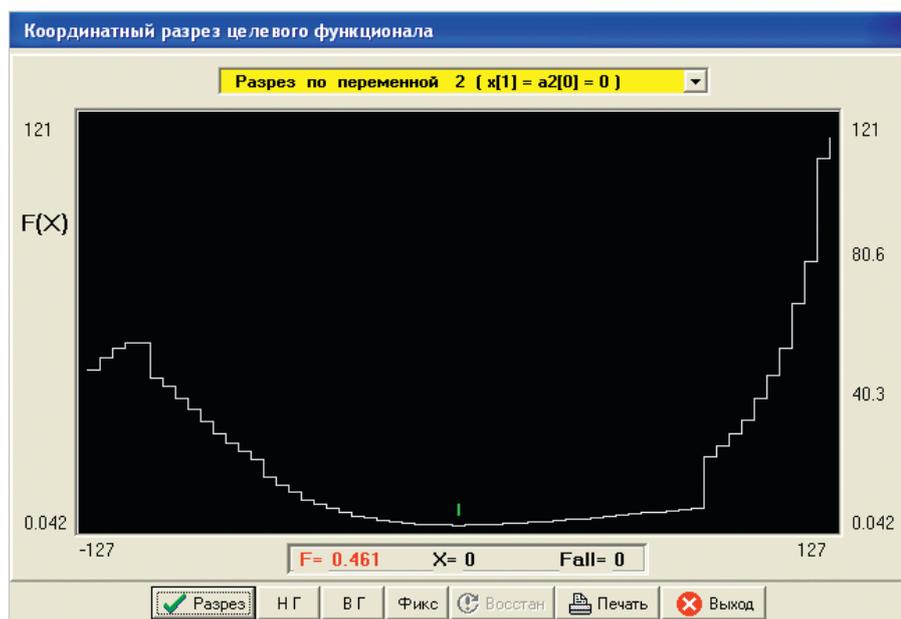


Рис. 6. Разрез целевой функции по коэффициенту  $a_2$  первого каскада

но из приведённых графиков, АЧХ фильтра с высокой степенью точности соответствовало гауссову закону (3), при этом в полосе пропускания фильтра фазовая нелинейность не превышала  $1,5^\circ$ . Инерционность фильтра по задержке его импульсного отклика минимальна и составляет всего 5 семплов (рис. 7г) при длительности самого импульсного отклика 15 семплов. Полюса передаточной функции в  $z$ -плоскости (рис. 7в) не выходят за границы допустимого по синтезу максимального радиуса, однако синтезированный фильтр не является минимально-фазовой цифровой системой, так как некоторые нули передаточной функции лежат вне единичной окружности.

Таким образом, анализ в пакете MATLAB полностью подтверждает синтезированные характеристики 8-бито-

вого гауссова БИХ-фильтра нижних частот.

Проведём модельное тестирование работоспособности фильтра в пакете MATLAB. Для этого на временном интервале 2 с конструируем ЛЧМ-сигнал и пропускаем его через квантованный фильтр при частоте семплирования  $f_s = 2$  кГц. Результаты модельной фильтрации ЛЧМ-сигнала (рис. 8) подтверждают полную работоспособность синтезированного гауссова фильтра.

Практическая реализация квантованного гауссова фильтра осуществлялась на многофункциональном микроконтроллере MSP430 фирмы Texas Instruments с целочисленным RISC-ядром. Измерение частотных характеристик фильтра на реальном сигнале осуществлялось с помощью автоматизированной панорамной измерительной системы, разработанной в среде

виртуальных приборов LabVIEW. Экспериментальные графики частотных характеристик фильтра для частоты дискретизации  $f_s = 2$  кГц приведены на рис. 9.

Как видно, экспериментальные характеристики 8-разрядного гауссова ФНЧ вполне соответствуют данным моделирования и синтеза, а фазовая нелинейность в полосе до 150 Гц не превышает двух градусов. Анализ выходного сигнала при нулевом входе показал, что предельные циклы того или иного рода при максимальном радиусе полюсов 0,68 в синтезированном фильтре отсутствуют. Таким образом, все спецификационные требования по функциональным показателям узкополосного гауссова БИХ-фильтра цифрового измерительного тракта были полностью выполнены.

### Заключение

Из приведённого в статье материала следует, что наилучшим образом требования высокоточной цифровой фильтрации измерительных видеосигналов могут быть выполнены БИХ-фильтрами с амплитудно-частотной характеристикой, описываемой гауссовой функцией. При проектировании таких селективных систем требуется максимально адекватное представление совокупности требуемых характеристик как на стадии синтеза технического решения, так и на стадии его практической реализации на конкретной цифровой платформе. В настоящее время эффективный синтез гауссовых фильтров, отвечающих таким требованиям, возможен только численными методами нелинейного математического программирования с заданной системой прямых и функциональных ограни-

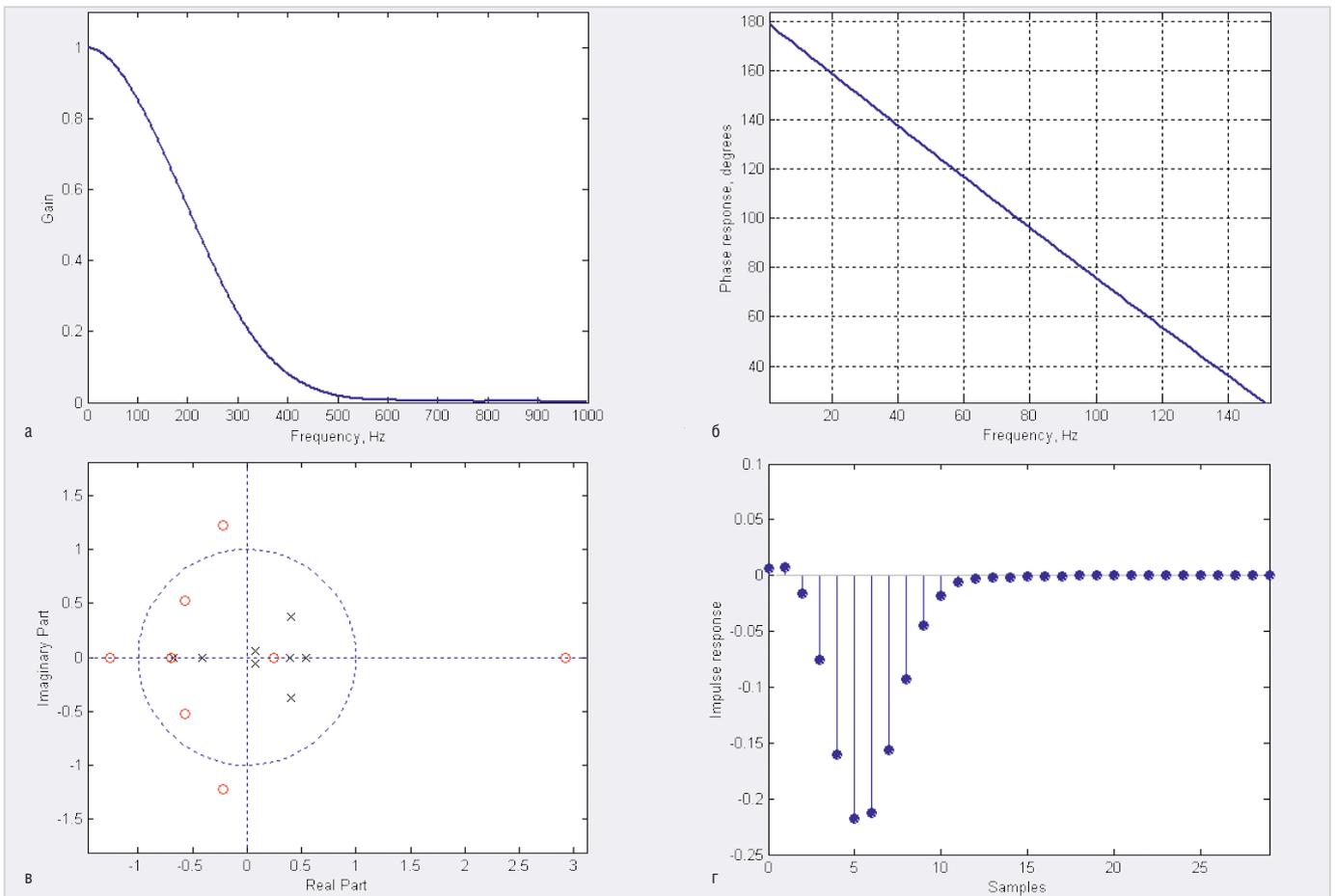


Рис. 7. Характеристики фильтра: а) АЧХ; б) ФЧХ в полосе пропускания; в) диаграмма нулей и полюсов в z-плоскости; г) импульсная характеристика

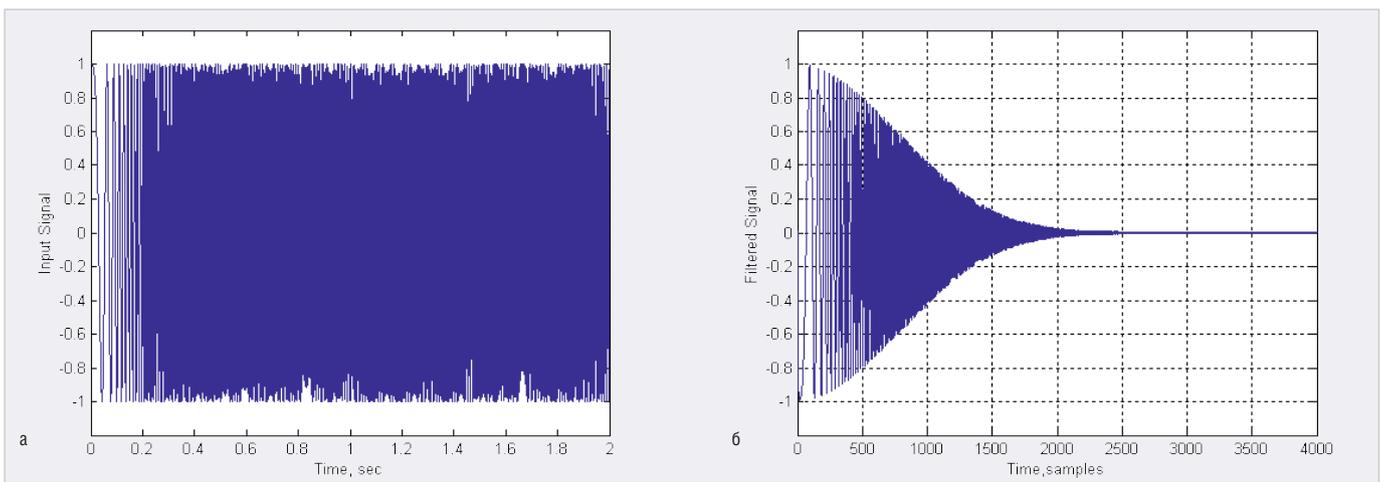


Рис. 8. Входной ЛЧМ-сигнал (а) и его фильтрация гауссовым ФНЧ (б)

чений. Применение алгоритма поиска на дискретной сетке квантованных параметров позволяет получать технические решения с нулевой ошибкой практической реализации. Современные алгоритмические комплексы дискретной минимизации позволяют решать такие проектные задачи надёжно и эффективно при выполнении всех внешних требований и ограничений к работе гауссова фильтра, что даёт возможность существенно повысить качество таких селективных фильтров.

### Литература

1. Vilet L.J. van, Young I.T., Verbeek P.W. Recursive Gaussian Derivative Filters. Proc. of the 14th International Conf on Pattern Recognition, ICPR'98, Brisbane, Australia, 16–20 Aug. 1998, IE.
2. Klapper J., Harris C.M. On the Response and Approximation of Gaussian Filter // IRE Transactions on Audio, 1959, 3. Pp. 80–87.
3. Мингазин А.Т. Синтез БИХ-фильтров малой сложности с характеристиками, близкими к гауссовой функции //

Компоненты и технологии. 2013. № 11. С. 58–62.

4. Сатаев В.В., Аникин М.А. Сравнительный анализ характеристик цифровых фильтров в задачах приема акустического сигнала // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2022. № 1. С. 46–54.
5. Guo Jian, Zhu Jie. Design of Analog Gaussian Filter Used in Roughness Measuring Instrument // Second International Conference on Information Technology and Computer Science, 2010.

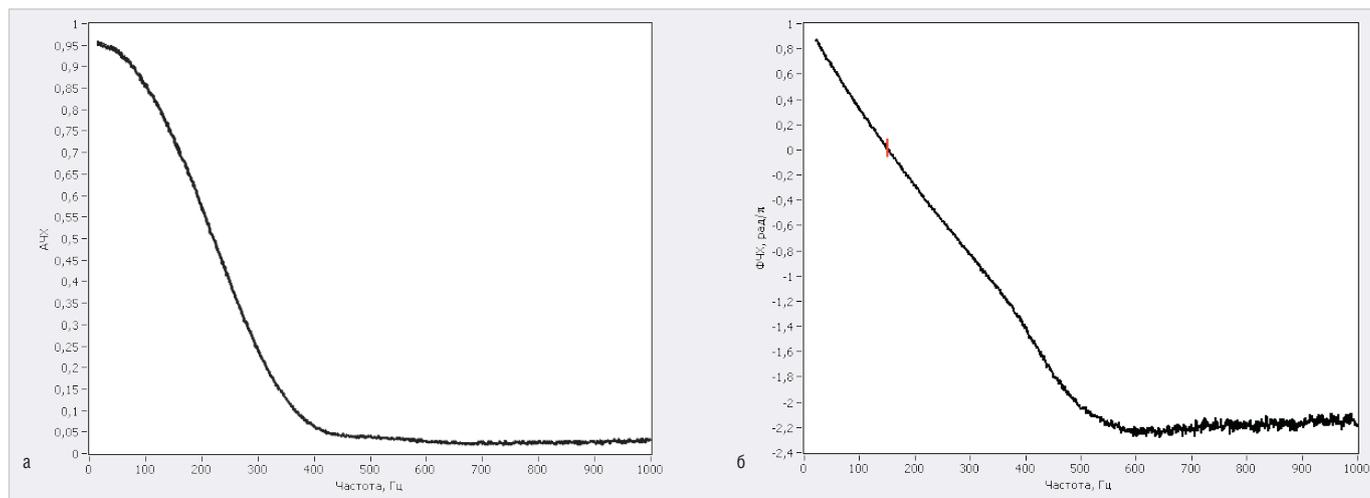


Рис. 9. Экспериментальные измерения АЧХ (а) и ФЧХ (б) фильтра

6. Xu Jingbo. Study on Approximation Theory and Application of Gaussian Filter // Harbin Institute of Technology, 2007. Pp. 24–30.  
 7. Emmanuel Ifeachor, Barrie Jervis. Digital Signal Processing: A Practical Approach (2nd Edition). Harlow: Pearson Education, 2002.  
 8. Бугров В.Н. Динамическое квантование

коэффициентов цифрового фильтра // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 2. С. 8–17.  
 9. Бугров В.Н. Дискретный синтез минимально-фазовых и линейно-фазовых цифровых БИХ-фильтров // Компоненты и технологии. 2019. № 10. С. 92–103.

10. Zangwill, Willard I. Non-linear programming via penalty functions. Management Science. Jan 1967. Vol. 13. Issue 5.  
 11. Воинов Б.С., Бугров В.Н., Воинов Б.Б. Информационные технологии и системы: поиск оптимальных, оригинальных и рациональных решений. М.: Наука, 2007. 730 с.

НОВОСТИ МИРА

**Россия вбухает миллиарды в серийный выпуск компьютеров, смартфонов и планшетов**

Правительство прорабатывает новый механизм поддержки российской электроники. Так, власти хотят субсидировать серийное производство российских ноутбуков, смартфонов и компьютеров. В 2023 г. на поддержку отрасли Минпромторг планирует выделить 210 млрд руб.

Правительство планирует предоставить российским производителям электроники субсидию для серийного выпуска ноутбуков, смартфонов, компьютеров и планшетов. Об этом пишет «Коммерсант» со ссылкой на два источника, присутствовавших на встрече с замглавой Минпромторга Василием Шпаком. Встреча проходила в рамках пленарной сессии форума «Микроэлектроника 2022» 3 октября 2022 г.

По словам источника, субсидии смогут получить компании, ориентированные на потребительский сегмент рынка. При этом министерство планирует увеличить объём бюджетных средств, которые будут направлены на поддержку отрасли в 2023 г., с 144 млрд руб. до 210 млрд руб.

Мера сейчас прорабатывается и будет запущена после согласования со всеми заинтересованными ведомствами и Правительством, рассказали изданию в Минпромторге.

Сейчас Правительство предоставляет субсидии производителям электрони-

ки на разработку компонентов или запуск производства. При этом серийный выпуск коммерческих партий электронной продукции – это капиталоемкий процесс, который необходимо сопровождать субсидиями, рассказали «Коммерсанту» в одном из крупных производителей электроники. По его словам, параметры субсидии пока не определены.

Об этом же говорит и директор компании «Промобит» Максим Копосов: субсидии предоставляются на выпуск опытной, а не коммерческой серии электроники. Эксперт отмечает, что сейчас даже не льготный кредит на выпуск коммерческих партий электроники получить невозможно. По его словам, банки не готовы выдавать кредиты на такие проекты, в первую очередь потому, что спрос на продукцию не гарантирован.

Собеседник издания, близкий к Минпромторгу, поясняет, что министерство рассчитывает новым механизмом субсидий на серийное производство помочь российским производителям электроники попасть в магазины и составить конкуренцию иностранной технике. Новая субсидия Минпромторга также поможет снизить себестоимость продукции и занять те ниши на рынке, которые опустели из-за ухода иностранных вендоров. По его словам, одним из главных условий получения такой субсидий может стать локализация производства продукции в России.

Консорциум «Вычислительная техника»

(входят Yadro, «Аквариус», «Депо компьютерс» и пр.) заявил о живом интересе отрасли к новой инициативе Минпромторга. «Уверена, что благодаря организованному через отраслевые консорциумы взаимодействию регулятора с отраслью будет выработан своевременный и эффективный механизм поддержки», – отметила Светлана Легостаева, генеральный директор консорциума.

По её мнению, российским производителям электроники необходимо выходить на объёмы, которые бы обеспечили наличие их устройств в магазинах.

Правительство пытается спасти российскую электронику параллельно с усиливающимся давлением Запада и США на отрасль. Помимо того, что многие иностранные производители покинули российский рынок, а вендоры перестали сотрудничать с отечественными компаниями, США пытается душить одну из важнейших отраслей страны санкциями.

Так, в сентябре 2022 г. США ввели санкции против всей российской электроники. В «чёрном списке» оказались «Аквариус», «Ядро фаб Дубна», «Байкал электроникс», МЦСТ и НПЦ «Элвис».

Из-за санкций компании теперь не смогут получить доступ не только к американским процессорным архитектурам, но и к зарубежным заводам. Попадание в список также чревато сложностями с компонентами и оборудованием.

russianelectronics.ru