

## МЕТОД СИНТЕЗА АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ ЗАМКНУТОГО ВИДА С ЛИНЕЙНОЙ ФАЗОЙ И ФИНИТНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ВЕСОВОЙ ФУНКЦИЕЙ ДЛЯ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Б. В. Чувькин<sup>1</sup>, И. А. Долгова<sup>2</sup>

<sup>1,2</sup> Пензенский государственный университет, Пенза, Россия

<sup>1</sup> chuvukin\_bv@mail.ru, <sup>2</sup> dolgovair@mail.ru

**Аннотация.** *Актуальность цели.* Рассматривается метод синтеза аналого-цифровых фильтров замкнутого вида с линейной фазой и финитной импульсной весовой функцией. Их применение в многоканальных информационно-измерительных системах обеспечивает минимальные фазовые искажения и высокую точность межканальной синхронизации измерительных сигналов. *Материалы и методы.* Рассмотрены вопросы синтеза передаточных функций аналого-цифровых фильтров замкнутого вида, имеющих линейную фазочастотную характеристику и финитную импульсную весовую функцию. Новизна метода синтеза заключается в использовании элементов теории финитных функций для формализации необходимых и достаточных математических условий достижения этих характеристик. Рассмотрены варианты типовых звеньев, входящих в структуру аналого-цифровых фильтров замкнутого вида и математические формулы, необходимые для расчета их передаточных функций. *Результаты.* Описаны этапы проектирования аналого-цифровых фильтров с многопетлевой структурой замкнутого вида, финитной импульсной весовой функцией и линейной фазочастотной характеристикой. Приведены примеры проектирования аналого-цифровых фильтров замкнутого вида, относящихся к классу интегрирующих дискретизаторов. Приведены аналитические формулы и пример расчета коэффициентов передаточных функций интегрирующих дискретизаторов до четвертого порядка. *Выводы.* Теоретически доказано и проиллюстрировано, что при выполнении необходимых и достаточных математических условий аналого-цифровые фильтры замкнутого вида могут иметь линейную фазочастотную характеристику и финитную импульсную весовую функцию. Предложенный метод синтеза аналого-цифровых фильтров может быть использован в качестве дополнения к существующим алгоритмам автоматизированного проектирования аналоговых и цифровых фильтров. Практическая реализация фильтров перспективна на базе программируемых аналого-цифровых интегральных схем.

**Ключевые слова:** аналого-цифровой фильтр, линейная фаза, финитная функция, интегрирующий дискретизатор

**Для цитирования:** Чувькин Б. В., Долгова И. А. Метод синтеза аналого-цифровых фильтров замкнутого вида с линейной фазой и финитной импульсной весовой функцией для многоканальных информационно-измерительных систем // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. 2024. № 2. С. 32–39. doi: 10.21685/2307-5538-2024-2-4

## METHOD OF SYNTHESIS OF ANALOG-DIGITAL CLOSED-FORM FILTERS WITH LINEAR PHASE AND FINISHED PULSE WEIGHTING FUNCTION FOR MULTI-CHANNEL INFORMATION-MEASURING SYSTEMS

B.V. Chuvykin<sup>1</sup>, I.A. Dolgova<sup>2</sup>

<sup>1,2</sup> Penza State University, Penza, Russia

<sup>1</sup> chuvukin\_bv@mail.ru, <sup>2</sup> dolgovair@mail.ru

**Abstract.** *Background.* The article discusses a method for synthesizing closed-form analog-to-digital filters with linear phase and finite pulse weighting function. Their use in multichannel information-measuring systems ensures minimal phase distortion and high accuracy of interchannel synchronization of measuring signals. *Materials and methods.* The issues of synthesizing transfer functions of closed-form analog-digital filters having a linear phase-frequency response and a finite pulse weighting function are considered. The novelty of the synthesis method lies in the use of elements of the theory of finite functions to formalize the necessary and sufficient mathematical conditions for achieving these characteristics. Variants of typical links included in the structure of closed-type analog-digital filters and the mathematical formulas

necessary for calculating their transfer functions are considered. *Results.* The stages of designing analog-digital filters with a closed-loop multi-loop structure, a finite pulse weight function and a linear phase-frequency response are described. Examples are given of the design of closed-type analog-to-digital filters belonging to the class of integrating samplers. Analytical formulas and an example of calculating the coefficients of transfer functions of integrating discretizers up to the fourth order are given. *Conclusions.* It has been theoretically proven and illustrated that, if necessary and sufficient mathematical conditions are met, closed-form analog-to-digital filters can have a linear phase-frequency response and a finite pulse weighting function. The proposed method for synthesizing analog-digital filters can be used as a complement to existing algorithms for computer-aided design of analog and digital filters. The practical implementation of filters is promising on the basis of programmable analog-digital integrated circuits.

**Keywords:** analog-to-digital filter, linear phase, finite function, integrating sampler

**For citation:** Chuvykin B.V., Dolgova I.A. Method of synthesis of analog-digital closed-form filters with linear phase and finished pulse weighting function for multi-channel information-measuring systems. *Izmerenie. Monitoring. Upravlenie. Kontrol' = Measuring. Monitoring. Management. Control.* 2024;(2):32–39. (In Russ.). doi: 10.21685/2307-5538-2024-2-4

В настоящее время для решения задачи контроля и наблюдения за множеством однотипных объектов широко используются многоканальные информационно-измерительные системы. В многоканальных информационно-измерительных системах, на этапе аналого-цифровой фильтрации измерительных сигналов, необходимо обеспечивать высокую точность межканальной синхронизации измерительных сигналов и минимальные амплитудно-частотные и фазочастотные искажения. Однако построение аналого-цифровых фильтров (АЦФ), вносящих в заданной полосе частот минимальные амплитудно-частотные и фазочастотные искажения, – достаточно сложная задача [1].

Минимизация канальных фазовых искажений обеспечивается путем использования цифровых фильтров (ЦФ) с конечной (финитной) импульсной характеристикой (КИХ-фильтры), импульсная весовая функция которых обладает свойством центральной симметрии. Такие фильтры имеют линейную фазочастотную характеристику и не вносят фазовые искажения [2].

Основную долю фазовых искажений в измерительные сигналы вносят аналоговые фильтры (АФ) в силу наличия полюсов в их передаточных функциях. Они имеют нелинейную фазочастотную характеристику и неограниченную по времени экспоненциально затухающую импульсную весовую функцию. Для снижения фазовых искажений АФ применяют специальные фильтры высоких порядков, например фильтры Бесселя, что, однако, существенно усложняет техническую реализацию и вносит дополнительные инструментальные погрешности [3].

Фазовые искажения, которые вносят рекурсивные АФ, частично могут быть уменьшены за счет введения в измерительный канал дополнительных корректирующих цифровых фильтров, что, однако, увеличивает групповое временное запаздывание измерительного сигнала [4].

Идеальным техническим решением задачи синтеза аналого-цифровых фильтров с линейной фазочастотной характеристикой может быть получено за счет использования сложных АЦФ или аналого-дискретных фильтров (без промежуточного аналого-цифрового преобразования) со структурой замкнутого вида. Такие фильтры имеют замкнутую структуру и включают прямой канал аналого-цифрового (аналого-дискретного) преобразования и (дискретно-аналогового) цифроаналоговый канал обратной связи [5]. Особенностью данного класса АЦФ является то, что при выполнении определенных математических условий они могут иметь симметричную финитную импульсную весовую функцию, которая обеспечивает линейность фазы. Данный класс АЦФ не получил широкого применения на практике в силу сложности адекватного математического описания процессов аналого-цифрового (аналого-дискретного) и цифро-аналогового (дискретно-аналогового) преобразования измерительного сигнала в замкнутой структуре. Эти процессы описываются интегрально-разностными уравнениями, для которых нет общих аналитических решений. В отличие от АФ и ЦФ передаточная функция данного класса АЦФ  $H(p, e^p)$  имеет двойной аргумент: оператор дифференцирования  $p$  и оператор временного сдвига  $e^p$ . Передаточная функция  $H(p, e^p)$  определяется преобразованием Лапласа импульсной весовой функцией  $g(t)$  АЦФ:

$$H(p, e^p) = \mathbf{L}\{g(t)\}, \quad (1)$$

где  $\mathbf{L}\{\cdot\}$  – оператор преобразования Лапласа.

Согласно теории аналитических финитных функций, для данного класса интегрально-разностных уравнений существуют математические условия, при выполнении которых импульсная весовая функция  $g(t)$  АЦФ будет финитна и центрально-симметрична [6].

1. Условие финитности импульсной весовой функции  $g(t)$  передаточной функцией общего вида  $H(p, e^p)$ :

– каждому полюсу передаточной функции  $H(p)$  сопоставлен ноль передаточной функции  $H(e^p)$ :

$$H_n(p, e^p) = H(p)H(e^p) = \prod_n \frac{1}{p - p_n} \cdot \prod_n (e^p - e^{p_n}), \quad (2)$$

где  $p_n$  – координаты  $n$ -го полюса;  $e^{p_n}$  – координаты  $n$ -го нуля на комплексной плоскости.

2. Условие центральной симметрии импульсной весовой функции  $g_n(t)$  АЦФ с передаточной функцией  $H_n(p, e^p)$ :

– все полюса  $p_n$  передаточной функции  $H_n(p, e^p)$  дуально симметричны в комплексной плоскости по отношению к мнимой оси координат:

$$p_n^+ = x_n + jy_n; \quad p_n^- = -x_n + jy_n,$$

где  $x_n, jy_n$  – числовые значения координат полюсов.

При выполнении этих двух условий передаточная функция общего вида (2) в мультипликативной форме запишется как

$$H_n(p, e^p) = e^{-2np} \prod_n \frac{(e^p - e^{p_n^+})(e^p - e^{p_n^-})}{(p - p_n^+)(p - p_n^-)}. \quad (3)$$

В формулу (3) введен элемент задержки  $e^{-2np}$ , поскольку импульсная весовая функция  $g_n(t)$  должна начинаться с нулевого момента времени.

Рассмотрим варианты типовых звеньев, входящих в структуру многопетлевых аналого-цифровых фильтров.

#### ***Апериодические звенья***

Полюса передаточной функции аperiодических звеньев расположены симметрично на действительной оси координат:  $p_n^+ = x_n; p_n^- = -x_n$ :

$$H_n(p, e^p) = e^{-2np} \prod_n \frac{(e^{2p} - e^p(e^{x_n} + e^{-x_n}) + 1)}{p^2 - x_n^2}. \quad (4)$$

Сделав замену в формуле (4) оператора  $p$  на комплексную частоту  $j\omega$ , получим фазочастотную характеристику аperiодических звеньев в общем виде:

$$H_n(j\omega) = e^{-j2\omega n} \prod_n \frac{(e^{j2\omega} - e^{j\omega}(e^{x_n} + e^{-x_n}) + 1)}{\omega^2 + x_n^2} = e^{-j\omega n} \prod_n \left| \frac{2 \cos(\omega) - (e^{x_n} + e^{-x_n})}{\omega^2 + x_n^2} \right|. \quad (5)$$

#### ***Колебательные звенья без потерь***

Полюса передаточной функции колебательных звеньев без потерь расположены симметрично на мнимой оси координат  $p_n^+ = jy_n; p_n^- = -jy_n$ :

$$H_n(p, e^p) = e^{-2np} \prod_n \frac{e^{2p} - 2e^p \cos(y) + 1}{p^2 + y_n^2}. \quad (6)$$

Фазочастотная характеристика  $H_n(j\omega)$ :

$$H_n(j\omega) = e^{-j\omega n} \prod_n \left| \frac{2 \cos(\omega) - 2 \cos(y)}{y_n^2 - \omega^2} \right|. \quad (7)$$

#### ***Интегрирующие звенья***

Полюса передаточной функции интегрирующих звеньев расположены на комплексной плоскости в нулевой точке осей координат  $p_n = 0$ :

$$H_n(p, e^p) = e^{-n} \prod_n \frac{e^p - 1}{p} = \frac{(1 - e^{-1})^n}{p^n}; \tag{8}$$

$$H_n(j\omega) = e^{-j\omega n/2} \left| \frac{\sin(\omega/2)}{\omega/2} \right|^n. \tag{9}$$

Если спектр входного сигнала ограничен частотой, не превышающей половину частоты дискретизации, то эффектом переноса частот можно пренебречь, что дает возможность оператора аналогового сдвига  $e^p$  формально заменить оператором цифрового сдвига  $z$ . После этой замены корректна следующая цепочка преобразований:

$$\mathbf{L}\{g(t)\} \Rightarrow H(p, e^p) \Rightarrow H(p, z) \Rightarrow H(p)H(z). \tag{10}$$

Из формулы (10) следует, что передаточную функцию общего вида  $H(p, e^p)$  может иметь АЦФ разомкнутого вида с передаточной функцией  $H(p, z) = H(p) \cdot H(z)$ . Его структура представлена на рис. 1 и состоит из АФ с передаточной функцией  $H(p)$ , АЦП и ЦФ с передаточной функцией  $H(z)$ .

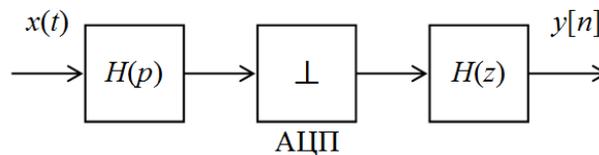


Рис. 1. Структуры АЦФ разомкнутого вида

При выполнении условия (2) импульсная весовая функция АЦФ (рис. 1) будет иметь конечную длительность по времени. Линейность фазочастотной характеристики будет иметь место при выполнении второго условия (3) – полюса передаточной функции  $H(p)$  должны быть дуально симметричны в комплексной плоскости по отношению к мнимой оси координат. Из условия симметрии следует, что часть полюсов должна быть расположена в правой полуплоскости или на комплексной оси координат. Но из этого следует, что для части звеньев АЦФ не будут выполняться условия устойчивости. В качестве примера рассмотрим имитационную модель АЦФ интегрирующего дискретизатора (ИД) второго порядка, полюса которого расположены в начале оси координат. Его передаточная функция согласно формуле (8):

$$H_2(p, z) = H(p)H(z) = p^{-2} \cdot (1 - z^{-1})^2. \tag{11}$$

На рис. 2 приведена модель ИД второго порядка, реализованная в системе Matlab Simulink, и временные диаграммы ее работы. Здесь и далее по тексту в моделях, реализованных в системе Matlab Simulink, оператор интегрирования  $p^{-1}$  имеет обозначение  $s^{-1}$ .

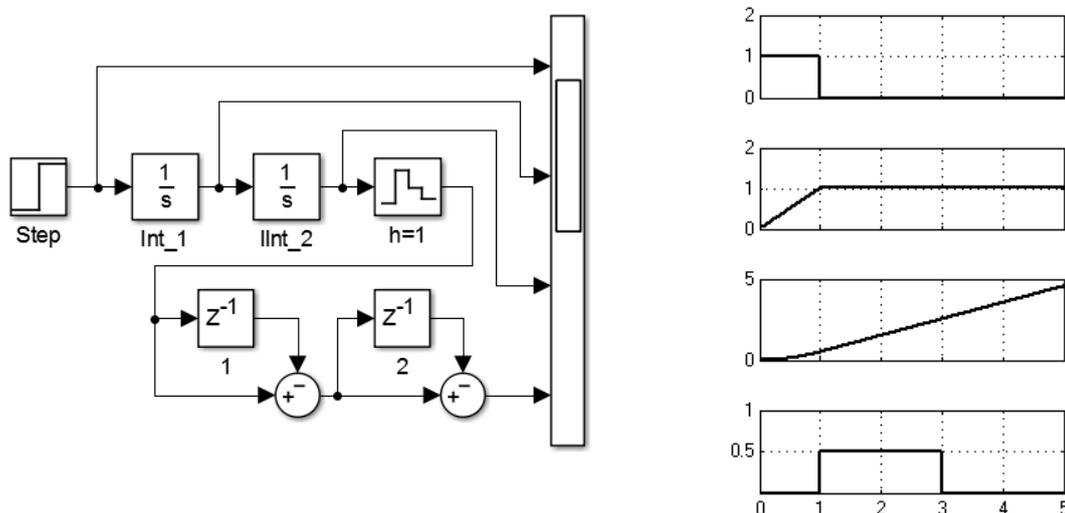


Рис. 2. Модель интегрирующего дискретизатора второго порядка и временные диаграммы его работы

Из временных диаграмм видно, что переходной процесс на выходе ИД конечен и заканчивается за два такта, в то время как выходные сигналы интеграторов имеют неограниченную длительность.

Таким образом, возникает задача обеспечения финитности импульсных весовых функций на уровне элементарных звеньев (в данном примере это интеграторы). Ее решением является переход от АЦФ со структурой разомкнутого вида к АЦФ с многопетлевой структурой замкнутого вида. При топологическом преобразовании структуры АЦФ разомкнутого вида к структуре АЦФ замкнутого вида должно выполняться условие, что передаточная функция АЦФ замкнутого вида, пересчитанная к эквивалентному разомкнутому виду, должна совпадать с передаточной функцией исходного АЦФ разомкнутого вида.

Рассмотрим основные этапы проектирования аналого-цифровых фильтров с многопетлевой структурой замкнутого вида с финитной импульсной весовой функцией и линейной фазо-частотной характеристикой.

На первом этапе задается передаточная функция  $H(p, z) = H(p) \cdot H(z)$  АЦФ разомкнутого вида (рис. 1), которая удовлетворяет заданным системным требованиям по фильтрации измерительных сигналов. На этом этапе выбираются типовые звенья и находятся численные значения полюсов и нулей передаточной функции.

На втором этапе по структуре АЦФ разомкнутого вида строится структура АЦФ замкнутого вида путем введения многопетлевой обратной связи. Модель АЦФ с многопетлевой структурой замкнутого вида в минимальном варианте (без ЦФ в прямом канале преобразования и в контуре обратной связи) приведена на рис. 3.

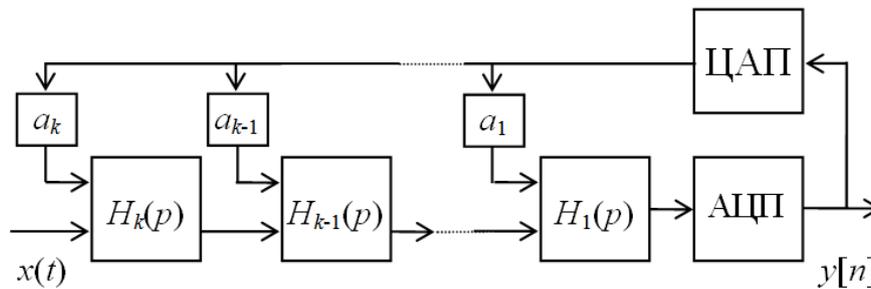


Рис. 3. Модель АЦФ с многопетлевой структурой замкнутого вида

Общая передаточная функция общего вида по контуру обратной связи  $R_k(p, e^p)$  в аналого-дискретной форме находится как сумма передаточных функций по всем контурам обратной связи. Общим звеном в цепи обратной связи является ЦАП, который формирует ступенчатый аналоговый сигнал обратной связи. Его передаточная функция  $D(p, e^p) = (1 - e^{-p})/p$ . С учетом этого получаем

$$R_k(p, e^p) = \sum_{i=1}^k \{ a_i \cdot D(p, e^p) \cdot G_i(p) \}, \quad (13)$$

где  $G_i(p) = H_1(p) \cdot H_2(p) \cdot \dots \cdot H_i(p)$ ,  $D(p, e^p) = (1 - e^{-p})/p$ .

По контуру обратной связи происходит последовательное преобразование сигнала «цифра–аналог–цифра», следовательно, передаточную функцию по контуру обратной связи  $R_k(p, e^p)$  необходимо привести к цифровому виду  $R_k(z)$ . Для этого находим передаточную функцию  $R_k(z)$  путем прямого  $\mathbf{Z}$  преобразования от дискретной импульсной весовой функции  $g_k^*[n]$  по каналу обратной связи:  $R_k(z) = \mathbf{Z}\{g_k^*[n]\}$ . Дискретная импульсная весовая функция  $g_k^*[n]$  определяется обратным преобразованием Лапласа от  $R_k(p, e^p)$ :  $g_k^*[n] = \mathbf{L}^{-1}\{R_k(p, e^p)\}|_{t=n}$ . Окончательно получаем

$$R_k(z) = \mathbf{Z}\{\mathbf{L}^{-1}\{R_k(p, e^p)\}|_{t=n}\}. \quad (14)$$

Для расчета численных значений коэффициентов  $a_1, a_2, \dots, a_k$  в модели АЦФ с многопетлевой структурой замкнутого вида необходимо, используя правило топологического преобразования замкнутой структуры в эквивалентную разомкнутую структуру, использовать формулу и найти его передаточную функцию  $H^*(p, z)$  в соответствие с рис. 1:

$$H_k^*(p, z) = \frac{H_k(p)}{1 - R_k(z)} = H_k(p)H^*(z) = H_k(p) \left( \frac{\mu_0 + \mu_1 z^{-1} + \mu_2 z^{-2} + \dots + \mu_k z^{-k}}{1 + \beta_1 z^{-1} + \beta_2 z^{-2} + \dots + \beta_k z^{-k}} \right). \quad (15)$$

Из условия того, что цифровая часть  $H^*(z)$  передаточной функции АЦФ не должна содержать полюса, следует, что все коэффициенты  $\beta$  должны быть равны нулю. Это условие позволяет найти численные значения коэффициентов  $a_1, a_2, \dots, a_k$  в модели АЦФ с многопетлевой структурой замкнутого вида (см. рис. 3). Необходимо составить и решить систему из  $k$  уравнений, которые функционально связывают коэффициенты  $\beta$  передаточной функции  $H^*(p, z)$  с коэффициентами  $a_1, a_2, \dots, a_k$  модели АЦФ с многопетлевой структурой замкнутого вида рис. 3.

Рассмотрим пример расчета АЦФ с многопетлевой структурой замкнутого вида относящегося к классу интегрирующих дискретизаторов с передаточной функцией (8).

Ниже, в табл. 1, приведены формулы передаточных функций по контуру обратной связи  $R_k(z)$ , полученные по формуле (14) до четвертого порядка ( $k = 1, 2, \dots, 4$ ). Для более компактной записи формулы передаточных функций  $R_k(z)$  приведены в рекурсивном виде.

Таблица 1

Передаточная функции контура обратной связи общего вида  $R_k(p, e^p)$  и ее эквивалентная цифровая форма  $R_k(z)$

$k$	$R_k(p, e^p)$	$R_k(z)$
1	$\left( \frac{1 - e^{-1}}{p} \right) \frac{a_1}{p}$	$R_1(z) = \frac{a_1 z^{-1}}{(1 - z^{-1})}$
2	$\left( \frac{1 - e^{-1}}{p} \right) \left\{ \frac{a_2}{p^2} + \frac{a_1}{p} \right\}$	$R_2(z) = \frac{a_2 z^{-1}(1 + z^{-1})}{2!(1 - z^{-1})^2} + R_1$
3	$\left( \frac{1 - e^{-1}}{p} \right) \left\{ \frac{a_3}{p^3} + \frac{a_2}{p^2} + \frac{a_1}{p} \right\}$	$R_3(z) = \frac{a_3 z^{-1}(1 + 4z^{-1} + z^{-2})}{3!(1 - z^{-1})^3} + R_2$
4	$\left( \frac{1 - e^{-1}}{p} \right) \left\{ \frac{a_4}{p^4} + \frac{a_3}{p^3} + \frac{a_2}{p^2} + \frac{a_1}{p} \right\}$	$R_4(z) = \frac{a_4 z^{-1}(1 + 11z^{-1} + 11z^{-2} + z^{-3})}{4!(1 - z^{-1})^4} + R_3$

На следующем шаге после подстановки  $R_k(z)$  в формулу (15) рассчитывается передаточная функция  $H_k^*(z)$ , находятся функции  $\beta(a_1, \dots, a_k) = c_0 + c_1 a_1 + \dots + c_k a_k$  в виде систем из  $k$  уравнений и их решения из условия  $\beta_1 = \beta_2 = \dots = \beta_k = 0$  (табл. 2).

Таблица 2

Системы  $k$  уравнений  $\beta(a_1, \dots, a_k) = c_0 + c_1 a_1 + \dots + c_k a_k$  и их решения из условия  $\beta_1 = \beta_2 = \dots = \beta_k = 0$

$k$	$\beta(a_1, \dots, a_k) = c_0 + c_1 a_1 + \dots + c_k a_k$	$a_1, a_2, \dots, a_k$ $\beta_1 = \beta_2 = \dots = \beta_k = 0$
1	$\beta_1 = 1 + a_1$	$a_1 = -1$
2	$\begin{cases} \beta_1 = -2 - (1/2)a_2 - a_1 \\ \beta_2 = 1 - (1/2)a_2 + a_1 \end{cases}$	$\begin{cases} a_1 = -3/2 \\ a_2 = -1 \end{cases}$
3	$\begin{cases} \beta_1 = -3 - (1/6)a_3 - (3/6)a_2 - a_1 \\ \beta_2 = 3 - (4/6)a_3 - 2a_1 \\ \beta_3 = -1 - (1/6)a_3 + (3/6)a_2 - a_1 \end{cases}$	$\begin{cases} a_1 = -11/6 \\ a_2 = -12/6 \\ a_3 = -1 \end{cases}$
4	$\begin{cases} \beta_1 = -4 - (1/24)a_4 - (4/24)a_3 - (12/24)a_2 - a_1 \\ \beta_2 = 6 - (11/24)a_4 - (12/24)a_3 + (12/24)a_2 + a_1 \\ \beta_3 = -4 - (11/24)a_4 - (12/24)a_3 + (12/24)a_2 - 3a_1 \\ \beta_4 = 1 - (1/24)a_4 + (4/24)a_3 - (12/24)a_2 + a_1 \end{cases}$	$\begin{cases} a_1 = -25/12 \\ a_2 = -35/12 \\ a_3 = -30/12 \\ a_4 = -1 \end{cases}$

В качестве примера моделирования на рис. 4 приведена модель ИД замкнутой многопетлевой структуры ИД второго порядка и временные диаграммы ее работы. Значения коэффициентов  $a_1$  и  $a_2$  взяты из табл. 2.

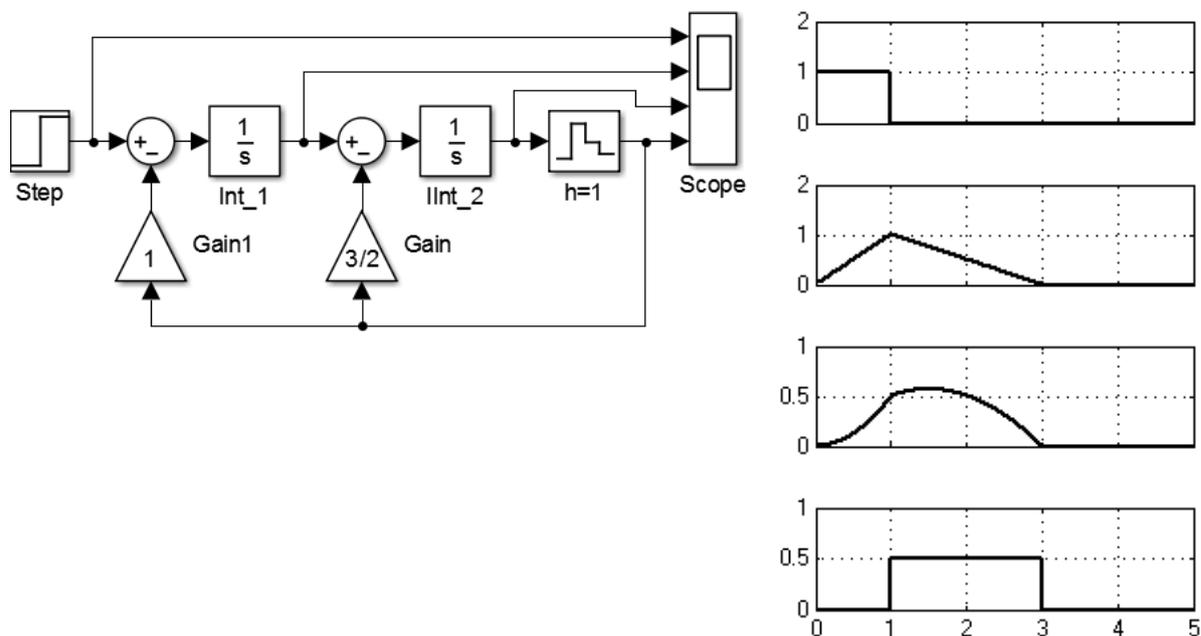


Рис. 4. Модель ИД замкнутой многопетлевой структуры второго порядка и временные диаграммы ее работы

Из сопоставления временных диаграмм рис. 2 и 4 очевидно, что, сохраняя свойство финитности и симметрии импульсной весовой функции «вход-выход», в варианте ИД с замкнутой многопетлевой структурой выходной сигнал каждого звена интегрирования финитен и заканчивается за два такта преобразования.

Описанные выше этапы проектирования и основные математические формулы, положенные в основу метода синтеза аналого-цифровых фильтров замкнутого вида с линейной фазой и финитной импульсной весовой функцией, носят достаточно общий характер. Они могут быть использованы в качестве дополнения к существующим алгоритмам автоматизированного проектирования аналоговых и цифровых фильтров на базе современных программируемых аналого-цифровых интегральных схем, которые имеют в своем составе весь набор аналого-цифровых элементов и элементов программного управления, необходимых для реализации сложных аналого-цифровых фильтров со структурой замкнутого вида [7]. Это дает возможность широкого применения данного класса АЦФ в современных многоканальных информационно-измерительных системах.

#### Список литературы

1. Козырев Г. И., Кравцов А. Н., Усиков В. Д. Расчет частоты опроса в многоканальных информационно-измерительных системах с единых энергетических и точностных позиций // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. 2020. № 2. С. 14–21.
2. Турулин И. И. Основы теории КИХ-фильтров. Таганрог : Изд-во Южного федер. ун-та, 2016. 264 с.
3. Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры : пер. с англ. / под ред. В. Л. Левина, М. Н. Микшиса, И. Н. Теплока. М. : Мир, 1982. 594 с.
4. Гребенко Ю. А., Поляк Р. И., Стариковский А. И., Куликов Г. В. Цифровые методы линеаризации фазочастотных характеристик аналоговых фильтров // Радиотехника и электроника. 2019. Т. 64, № 2. С. 144–151.
5. Грибань М. Е., Адаев Н. В. Синтез замкнутых структур непрерывно-дискретных преобразователей сигналов сложной формы // Современные информационные технологии. 2007. № 5. С. 77–85.
6. Хургин Я. И., Яковлев В. П. Прогресс в Советском Союзе в области теории финитных функций и ее применений в физике и технике // Труды Института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике. 1977. Т. 65, № 7. С. 16–45.

7. Строгонов А. В., Быстрицкий А. Д. Проектирование КИХ-фильтров с учетом архитектурных особенностей ПЛИС // Компоненты и технологии. 2014. № 8. С. 122–127.

### References

1. Kozyrev G.I., Kravtsov A.N., Usikov V.D. Calculation of the polling frequency in multichannel information and measurement systems from unified energy and precision positions. *Izmerenie. Monitoring. Upravlenie. Kontrol' = Measurement. Monitoring. Management. Control.* 2020;(2):14–21. (In Russ.)
2. Turulin I.I. *Osnovy teorii KIKh-fil'trov = Fundamentals of the theory of FIR filters.* Taganrog: Izd-vo Yuzhnogo feder. un-ta, 2016:264. (In Russ.)
3. Lem G. *Analogovye i tsifrovye fil'try: per. s angl. = Analog and digital filters : translated from English.* Moscow: Mir, 1982:594. (In Russ.)
4. Grebenko Yu.A., Polyak R.I., Starikovskiy A.I., Kulikov G.V. Digital methods of linearization of phase-frequency characteristics of analog filters. *Radiotekhnika i elektronika = Radio engineering and Electronics.* 2019;64(2):144–151. (In Russ.)
5. Griban' M.E., Adaev N.V. Synthesis of closed structures of continuously discrete converters of complex shape signals. *Sovremennye informatsionnye tekhnologii = Modern information technologies.* 2007;(5):77–85. (In Russ.)
6. Khurgin Ya.I., Yakovlev V.P. Progress in the Soviet Union in the field of the theory of finite functions and its applications in physics and technology. *Trudy Instituta inzhenerov po elektrotekhnike i radioelektronike = Proceedings of the Institute of Electrical and Radio Electronics Engineers.* 1977;65(7):16–45. (In Russ.)
7. Strogonov A.V., Bystritskiy A.D. Design of key filters taking into account the architectural features of FPGAs. *Komponenty i tekhnologii = Components and technologies.* 2014;(8):122–127. (In Russ.)

### Информация об авторах / Information about the authors

#### Борис Викторович Чувькин

доктор технических наук, профессор,  
профессор кафедры информационно-  
вычислительных систем,  
Пензенский государственный университет  
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)  
E-mail: chuvukin\_bv@mail.ru

#### Boris V. Chuvykin

Doctor of technical sciences, professor,  
professor of the sub-department  
of information and computing systems,  
Penza State University  
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

#### Ирина Анатольевна Долгова

кандидат технических наук, доцент,  
доцент кафедры информационно-  
вычислительных систем,  
Пензенский государственный университет  
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)  
E-mail: dolgovair@mail.ru

#### Irina A. Dolgova

Candidate of technical sciences, associate professor,  
associate professor of the sub-department  
of information and computing systems,  
Penza State University  
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

**Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов /  
The authors declare no conflicts of interests.**

**Поступила в редакцию / Received 20.02.2024**

**Поступила после рецензирования / Revised 18.03.2024**

**Принята к публикации / Accepted 12.04.2024**