

**СИНТЕЗ ДИСКРЕТНЫХ ПОЛОСОВЫХ И РЕЖЕКТОРНЫХ ФИЛЬТРОВ
С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИНВАРИАНТНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ И ПЕРЕХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК**

С. И. ЗИАТДИНОВ

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения
Санкт-Петербург, Россия
ziat.53@mail.ru*

Аннотация. Рассмотрен вопрос построения дискретных полосовых и режекторных фильтров с использованием импульсных и переходных характеристик непрерывных фильтров-аналогов нижних и верхних частот. Разработана методика синтеза перестраиваемых полосовых и режекторных фильтров с неизменной шириной амплитудно-частотных характеристик независимо от частоты настройки фильтров. Найдены весовые коэффициенты разностных уравнений, определяющих работу дискретных полосовых и режекторных фильтров, обладающих неизменной шириной амплитудно-частотных характеристик в условиях переменной частоты настройки фильтров. В основу синтеза положено представление математической частотной передаточной функции фильтра отдельно в области положительных и отрицательных частот, для каждой из которых применяется смещенное на частоту настройки выделенной области билинейное z -преобразование. Получены передаточные функции в z -плоскости дискретных фильтров отдельно для областей положительных и отрицательных частот. Путем суммирования и перемножения передаточных функций получены итоговые передаточные функции в z -плоскости для дискретных полосовых и режекторных фильтров. Переходом от z -параметра к параметру $j\omega$ получены выражения для частотных передаточных функций синтезированных полосовых и режекторных фильтров. Произведен расчет амплитудно-частотных характеристик синтезированных фильтров и показано, что их ширина остается постоянной при изменении частоты настройки фильтров. Разработанная методика полезна при построении адаптивных систем и устройств обработки сигналов, таких как системы обнаружения и фильтрации сигналов, доплеровские измерители скорости, системы селекции движущихся целей.

Ключевые слова: дискретные фильтры, частотные характеристики, импульсные и переходные характеристики, z -преобразование, весовые коэффициенты

Ссылка для цитирования: Зиятдинов С. И. Синтез дискретных полосовых и режекторных фильтров с использованием инвариантных импульсных и переходных характеристик // Изв. вузов. Приборостроение. 2022. Т. 65, № 1. С. 19—27. DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-1-19-27.

**SYNTHESIS OF DISCRETE BANDPASS AND NOTCH FILTERS
USING INVARIANT IMPULSE AND TRANSIENT CHARACTERISTICS**

S. I. Ziatdinov

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, St. Petersburg, Russia
ziat.53@mail.ru*

Abstract. The problem of constructing discrete bandpass and notch filters using impulse and transient characteristics of continuous analog filters of low and high frequencies is considered. A technique for the synthesis of tunable bandpass and notch filters with a constant width of the amplitude-frequency characteristics, regardless of the filter tuning frequency, is developed. The weight coefficients of the difference equations that determine the operation of discrete bandpass and notch filters with a constant width of the amplitude-frequency characteristics under conditions of a variable filter tuning frequency are found. The synthesis is based on the presentation of the mathematical frequency transfer function of the filter separately in the region of positive and negative frequencies, for each of which a bilinear z -transform is applied shifted to the tuning frequency of the selected region. The transfer functions in the z -plane of discrete filters are obtained separately for the regions of positive and negative frequencies. By summing and multiplying the transfer functions, the final transfer functions in the z -plane for discrete band pass and notch filters are obtained. By passing from the z -parameter to the $j\omega$ parameter, expressions are obtained for the frequency transfer functions of the synthesized bandpass and notch filters. The amplitude-frequency characteristics of the synthesized filters are evaluated, and their width is shown to remain constant when the filter tuning frequency is changed. The developed technique is reported to be of use in building adaptive systems and signal processing devices, such as signal detection and filtering systems, Doppler velocity meters, and moving target selection systems.

Keywords: discrete filters, frequency characteristics, impulse and transient characteristics, z-transform, weight coefficients

For citation: Ziatdinov S. I. Synthesis of discrete bandpass and notch filters using invariant impulse and transient characteristics. *Journal of Instrument Engineering*. 2022. Vol. 65, N 1. P. 19—27 (in Russian). DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-1-19-27.

Введение. При разработке различных радиоэлектронных систем и устройств обнаружения и оценки параметров сигналов, систем селекции движущихся целей, систем автоматического сопровождения объектов по таким параметрам, как дальность, угловые координаты и скорость, широко используются разнообразные фильтры нижних и верхних частот, полосовые и режекторные фильтры [1—4].

В общем виде фильтры исчерпывающе описываются их частотными передаточными функциями. В то же время в зависимости от тактических задач фильтры могут быть заданы однозначно взаимосвязанными импульсными и переходными характеристиками, дифференциальными, интегральными и разностными уравнениями. В зависимости от того, какими параметрами определен конкретный фильтр, существуют разнообразные методы синтеза, которые достаточно широко и подробно изложены в отечественной и иностранной литературе.

При построении дискретных фильтров задача синтеза сводится к нахождению весовых коэффициентов разностного уравнения, определяющего алгоритм работы. Так, в [5—7] представлена методика вычисления весовых коэффициентов нерекурсивных и рекурсивных дискретных фильтров нижних и верхних частот по отсчетам их импульсной характеристики. Методика синтеза дискретного фильтра по отсчетам переходной характеристики изложена в [8, 9]. В [10, 11] рассмотрен синтез дискретного фильтра на основе использования дифференциального и интегрального уравнений, определяющих работу фильтра.

Синтез дискретных фильтров в большинстве случаев осуществляется по заданной частотной передаточной функции непрерывного фильтра-аналога с использованием билинейного z -преобразования [12—15]. Метод билинейного z -преобразования наиболее эффективен при разработке фильтров нижних и верхних частот. Однако при синтезе полосовых и режекторных фильтров возникают значительные трудности.

Постановка задачи. Полосовые и режекторные фильтры, как правило, являются узкополосными и характеризуются частотой настройки. Применение данного типа фильтров, например, в адаптивных системах, где частота настройки изменяется, может привести к нежелательным явлениям, связанным с изменением полосы пропускания или зоны режекции фильтров. В аналоговом варианте полосовые и режекторные фильтры выполняются обычно на основе реактивных элементов в виде катушек индуктивности и конденсаторов. Анализ показывает, что изменение в два раза резонансной частоты (частоты настройки) последовательного или параллельного колебательного контура приводит к практически двойному изменению полосы пропускания резонансной системы. Представляется актуальной разработка методики синтеза полосовых и режекторных перестраиваемых дискретных фильтров на базе заданных непрерывных фильтров-аналогов с неизменной шириной полосы пропускания или зоны режекции. Решение данной задачи составляет основное содержание настоящей статьи.

Синтез дискретных полосовых фильтров с использованием инвариантных импульсных характеристик. При известной импульсной характеристике непрерывного фильтра-аналога весовые коэффициенты дискретного фильтра определяются на основе следующих соотношений [5]:

$$A_0 = Th_0;$$

$$A_i = T \left(h_i + \sum_{j=1}^i B_j h_{i-j} \right), \quad i=1, 2, \dots, n; \quad (1)$$

$$-\sum_{j=1}^n B_j h_{n+i-j} = h_{n+i}, \quad i=1, 2, \dots, \quad (2)$$

где T — период следования отсчетов входного сигнала; $h_i = h(iT)$ — отсчеты импульсной характеристики непрерывного фильтра-аналога; A_i, B_j — весовые коэффициенты нерекурсивной и рекурсивной частей передаточной функции дискретного фильтра-аналога; n — порядок фильтра.

По системе n линейных уравнений (2) определяются коэффициенты B_i , коэффициенты A_i рассчитываются последовательно по формуле (1). В результате передаточная функция дискретного фильтра-аналога в z -плоскости записывается следующим образом:

$$W(z) = \frac{\sum_{i=0}^n A_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n B_i z^{-i}}, \quad (3)$$

где $z^{-i} = e^{-ij\omega T}$.

Известно [12,15], что частотная передаточная функция действительных фильтров включает в себя две ветви, расположенные симметрично в области положительных и отрицательных частот. Для полосового непрерывного фильтра с постоянной шириной полосы пропускания частотную передаточную функцию запишем как

$$W(j\omega) = \frac{a_m [j(\omega \pm \omega_0)]^m + a_{m-1} [j(\omega \pm \omega_0)]^{m-1} + \dots + a_1 j(\omega \pm \omega_0) + a_0}{b_n [j(\omega \pm \omega_0)]^n + b_{n-1} [j(\omega \pm \omega_0)]^{n-1} + \dots + b_1 j(\omega \pm \omega_0) + b_0}, \quad m < n, \quad (4)$$

где ω_0 — частота настройки фильтра; a_i, b_i — коэффициенты, определяющие вид амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик фильтра.

Для синтеза дискретного полосового фильтра частотную передаточную функцию (4) представим в виде

$$W_{\Pi}(j\omega) = W_1(j\omega) + W_2(j\omega),$$

где

$$W_1(j\omega) = \frac{a_m [j(\omega - \omega_0)]^m + a_{m-1} [j(\omega - \omega_0)]^{m-1} + \dots + a_1 j(\omega - \omega_0) + a_0}{b_n [j(\omega - \omega_0)]^n + b_{n-1} [j(\omega - \omega_0)]^{n-1} + \dots + b_1 j(\omega - \omega_0) + b_0}, \quad (5)$$

$$W_2(j\omega) = \frac{a_m [j(\omega + \omega_0)]^m + a_{m-1} [j(\omega + \omega_0)]^{m-1} + \dots + a_1 j(\omega + \omega_0) + a_0}{b_n [j(\omega + \omega_0)]^n + b_{n-1} [j(\omega + \omega_0)]^{n-1} + \dots + b_1 j(\omega + \omega_0) + b_0}. \quad (6)$$

Соотношение (5) определяет частотную передаточную функцию полосового фильтра в области положительных частот, а соотношение (6) — в области отрицательных частот. Частотные передаточные функции (5) и (6) соответствуют двум комплексным фильтрам с частотами настройки ω_0 и $-\omega_0$ соответственно. Передаточные функции данных фильтров в z -плоскости определяются следующими выражениями:

— для фильтра с частотной передаточной функцией (5) и частотой настройки ω_0

$$W_1(z) = \frac{\sum_{i=0}^m A_i z_0^i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n B_i z_0^i z^{-i}}; \quad (7)$$

— для фильтра с частотной передаточной функцией (6) и частотой настройки $-\omega_0$

$$W_2(z) = \frac{\sum_{i=0}^m A_i z_0^{-i} z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n B_i z_0^{-i} z^{-i}}. \quad (8)$$

В выражениях (7) и (8) $z_0^i = e^{ij\omega_0 T}$; весовые коэффициенты A_i, B_i определяются соотношениями (1) и (2).

В результате передаточная функция синтезируемого дискретного полосового фильтра в z -плоскости принимает вид

$$W_{\Pi}(z) = W_1(z) + W_2(z). \quad (9)$$

Пример. Синтез дискретного полосового фильтра с постоянной полосой пропускания. В качестве непрерывного фильтра-аналога возьмем фильтр нижних частот Баттерворта второго порядка с частотной передаточной функцией [6, 7]

$$W(j\omega) = \frac{\omega_{\text{ср}}^2}{(j\omega)^2 + j\sqrt{2} \cdot \omega_{\text{ср}} \omega + \omega_{\text{ср}}^2}, \quad (10)$$

где $\omega_{\text{ср}}$ — частота среза фильтра.

Импульсная характеристика данного фильтра имеет вид

$$h(t) = \sqrt{2} \cdot \omega_{\text{ср}} e^{-\omega_{\text{ср}} t / \sqrt{2}} \sin \frac{\omega_{\text{ср}} t}{\sqrt{2}}. \quad (11)$$

Система уравнений (2) для нахождения весовых коэффициентов B_i записывается следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} B_1 h_2 + B_2 h_1 &= -h_3; \\ B_1 h_3 + B_2 h_2 &= -h_4, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где h_1, h_2, h_3, h_4 — отсчеты импульсной характеристики (11) в моменты времени t , равные $T, 2T, 3T, 4T$ соответственно.

Решение системы уравнений (12) имеет вид

$$B_2 = \frac{h_3^2 - h_2 h_4}{h_2^2 - h_3 h_1}, \quad B_1 = \frac{h_3 + B_2 h_1}{h_2}. \quad (13)$$

Выражения для весовых коэффициентов A_i , определяемых из уравнения (1), с учетом (13) записываются следующим образом:

$$A_0 = Th_0, \quad A_1 = T(h_1 + B_1 h_0), \quad A_2 = T(h_2 + B_1 h_1 + B_2 h_0). \quad (14)$$

После подстановки (13) и (14) в (9) результирующая передаточная функция синтезируемого полосового фильтра второго порядка в z -плоскости будет определяться выражением

$$W_{\Pi}(z) = \frac{\sum_{i=0}^4 C_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^4 D_i z^{-i}}, \quad (15)$$

где

$$\begin{aligned} C_0 &= 2A_0, \quad C_1 = 2(A_1 + A_0 B_1) \cos(\omega_0 T), \\ C_2 &= A_1 B_1 + 2(A_2 + A_0 A_2) \cos(2\omega_0 T), \quad C_3 = 2(A_2 B_1 + A_1 B_2) \cos(\omega_0 T), \quad C_4 = 2A_2 B_2, \\ D_1 &= 2B_1 \cos(\omega_0 T), \quad D_2 = 2B_2 \cos(2\omega_0 T) + B_1^2, \quad D_3 = 2B_1 B_2 \cos(\omega_0 T), \quad D_4 = B_2^2. \end{aligned}$$

После подстановки в выражение (15) соотношений $z^{-1} = e^{-j\omega T}$, $z^{-2} = e^{-j2\omega T}$, $z^{-3} = e^{-j3\omega T}$ и $z^{-4} = e^{-j4\omega T}$ получим частотную передаточную функцию синтезированного дискретного полосового фильтра ($W_{\Pi}(f)$) в непрерывном варианте, модуль которой для трех частот настройки $f_0 = \omega_0/2\pi$, равных 100, 200 и 300 Гц (кривые 1—3 соответственно), в области положительных частот показан на рис. 1. При расчетах были приняты следующие значения: частота среза $f_{cp} = \omega_{cp}/2\pi = 8$ Гц, период повторения $T = 10^{-3}$ с. Как видно из графиков, полоса пропускания и форма амплитудно-частотной характеристики фильтра не зависят от частоты настройки.

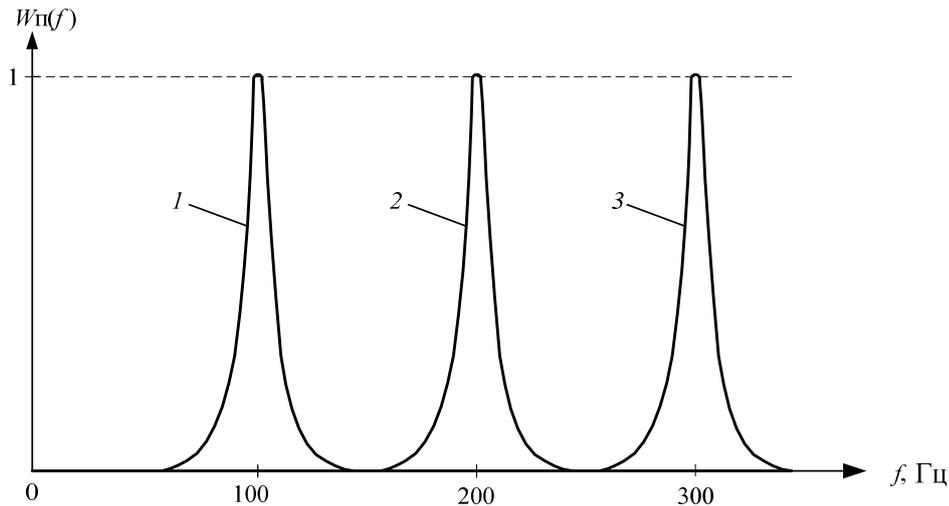


Рис. 1

Синтез дискретных полосовых фильтров с использованием инвариантных переходных характеристик. В случае когда непрерывный фильтр-аналог задан не импульсной, а переходной характеристикой, необходимо воспользоваться методикой, изложенной в [8].

Известно [15], что импульсная характеристика фильтра является производной от его переходной характеристики

$$h(t) = \frac{dg(t)}{dt} = \lim_{\tau \rightarrow 0} \frac{g(t) - g(t - \tau)}{\tau}.$$

С учетом дискретности синтезируемого фильтра данное соотношение запишем в виде конечной разности

$$h(t) = \frac{1}{T} [g(t) - g(t - T)] = \frac{1}{T} \Delta g(t), \quad (16)$$

где $\Delta g(t) = g(t) - g(t - T)$.

Тогда с учетом соотношения (16) выражения (1) и (2) для весовых коэффициентов дискретного фильтра примут следующий вид:

$$\begin{aligned} A_0 &= g[0]; \\ A_i &= \Delta g[i] + \sum_{j=1}^i B_j \Delta g[i - j], \quad i=1, 2, \dots, n; \\ -\sum_{j=1}^n B_j \Delta g[n + i - j] &= \Delta g[i + i], \quad i=1, 2, \dots, \end{aligned}$$

где $\Delta g[i] = g[i] - g[i - 1]$.

Пример. Синтез дискретного полосового фильтра. В качестве непрерывного фильтра-аналога возьмем фильтр нижних частот Баттерворта второго порядка, частотная передаточная

функция которого определяется выражением (10). Данный фильтр имеет переходную характеристику [8]

$$g(t) = 1 - e^{-\omega_{cp}t/\sqrt{2}} \left(\sin \frac{\omega_{cp}t}{\sqrt{2}} + \cos \frac{\omega_{cp}t}{\sqrt{2}} \right).$$

Тогда система уравнений (12) примет вид

$$\left. \begin{aligned} B_1 \Delta g[2] + B_2 \Delta g[1] &= -\Delta g[3]; \\ B_1 \Delta g[3] + B_2 \Delta g[2] &= -\Delta g[2]; \end{aligned} \right\}$$

а решение данной системы уравнений — следующий вид:

$$B_2 = \frac{\Delta g^2[3] - \Delta g[2]\Delta g[1]}{\Delta g^2[2] - \Delta g[3]\Delta g[1]}, \quad B_1 = \frac{\Delta g[3] + B_2 \Delta g[1]}{\Delta g[2]}. \quad (17)$$

Выражения для весовых коэффициентов A_i , определяемых из соотношения (1), с учетом (17) записываются следующим образом:

$$A_0 = g[0], \quad A_1 = \Delta g[1] + B_1 g[0], \quad A_2 = \Delta g[2] + B_1 \Delta g[1] + B_2 g[0]. \quad (18)$$

Синтезированный дискретный полосовой фильтр будет иметь передаточную функцию в z -плоскости, определяемую соотношением (15), с весовыми коэффициентами

$$C_0 = 2A_0, \quad C_1 = 2(A_1 + A_0 B_1) \cos(\omega_0 T), \quad C_2 = A_1 B_1 + 2(A_2 + A_0 A_2) \cos(2\omega_0 T), \\ C_3 = 2(A_2 B_1 + A_1 B_2) \cos(\omega_0 T), \quad C_4 = 2A_2 B_2,$$

$$D_1 = 2B_1 \cos(\omega_0 T), \quad D_2 = 2B_2 \cos(2\omega_0 T) + B_1^2, \quad D_3 = 2B_1 B_2 \cos(\omega_0 T), \quad D_4 = B_2^2.$$

Частотная передаточная функция данного фильтра совпадает с частотной передаточной функцией ранее рассмотренного полосового фильтра (см. рис. 1).

Метод синтеза с использованием импульсной характеристики непрерывного фильтра-аналога неприемлем для синтеза режекторных фильтров, так как импульсная характеристика режекторного фильтра содержит дельта-функцию. Поэтому для синтеза дискретных режекторных фильтров используются инвариантные переходные характеристики [8].

Синтез дискретных режекторных фильтров с использованием инвариантных переходных характеристик. Для синтеза дискретных режекторных фильтров частотную передаточную функцию (4) запишем в виде

$$W_p(j\omega) = W_1(j\omega) \cdot W_2(j\omega),$$

где, как и ранее,

$$W_1(j\omega) = \frac{a_m [j(\omega - \omega_0)]^m + a_{m-1} [j(\omega - \omega_0)]^{m-1} + \dots + a_1 j(\omega - \omega_0) + a_0}{b_n [j(\omega - \omega_0)]^n + b_{n-1} [j(\omega - \omega_0)]^{n-1} + \dots + b_1 j(\omega - \omega_0) + b_0}, \quad (19)$$

$$W_2(j\omega) = \frac{a_m [j(\omega + \omega_0)]^m + a_{m-1} [j(\omega + \omega_0)]^{m-1} + \dots + a_1 j(\omega + \omega_0) + a_0}{b_n [j(\omega + \omega_0)]^n + b_{n-1} [j(\omega + \omega_0)]^{n-1} + \dots + b_1 j(\omega + \omega_0) + b_0}. \quad (20)$$

Соотношение (19) определяет частотную передаточную функцию режекторного фильтра в области положительных частот, а соотношение (20) — в области отрицательных частот.

Тогда на основании вышеизложенной методики результирующая передаточная функция синтезируемого дискретного режекторного фильтра в z -плоскости записывается следующим образом:

$$W_p(z) = W_1(z) \cdot W_2(z). \quad (21)$$

Пример. Синтез дискретного режекторного фильтра с постоянной шириной зоны режекции. В качестве непрерывного фильтра-аналога возьмем фильтр верхних частот второго порядка с частотной передаточной функцией

$$W(j\omega) = \frac{(j\omega)^2}{(j\omega)^2 + j\sqrt{2} \cdot \omega_{\text{cp}}\omega + \omega_{\text{cp}}^2}.$$

Данный фильтр имеет переходную характеристику

$$g(t) = \omega_{\text{cp}}^2 e^{-\omega_{\text{cp}}t/\sqrt{2}} \left(\sin \frac{\omega_{\text{cp}}t}{\sqrt{2}} + \cos \frac{\omega_{\text{cp}}t}{\sqrt{2}} \right).$$

Весовые коэффициенты B_i, A_i синтезируемого дискретного режекторного фильтра определяются из соотношений (17) и (18).

С учетом выражения (21) результирующая передаточная функция рассматриваемого фильтра в z -плоскости будет определяться выражением (15), где весовые коэффициенты имеют вид

$$C_0 = A_0^2, \quad C_1 = 2A_0A_1 \cos(\omega_0T), \quad C_2 = A_1^2 + 2A_0A_2 \cos(2\omega_0T), \\ C_3 = 2A_1A_2 \cos(\omega_0T), \quad C_4 = 2A_2^2,$$

$$D_1 = 2B_1 \cos(\omega_0T), \quad D_2 = 2B_2 \cos(2\omega_0T) + B_1^2, \quad D_3 = 2B_1B_2 \cos(\omega_0T), \quad D_4 = B_2^2.$$

После подстановки в выражение (15) соотношений $z^{-1} = e^{-j\omega T}$, $z^{-2} = e^{-j2\omega T}$, $z^{-3} = e^{-j3\omega T}$ и $z^{-4} = e^{-j4\omega T}$ получим частотную передаточную функцию синтезированного дискретного режекторного фильтра ($W_p(f)$) в непрерывном варианте, модуль которой для трех частот настройки $f_0 = \omega_0/2\pi$, равных 100, 200 и 300 Гц (кривые 1—3 соответственно), в области положительных частот показан на рис. 2. При расчетах, как и ранее, принято: $f_{\text{cp}} = \omega_{\text{cp}}/2\pi = 8$ Гц, $T = 10^{-3}$ с. Анализ графиков показывает, что ширина зоны режекции и форма амплитудно-частотной характеристики фильтра не зависят от частоты настройки.

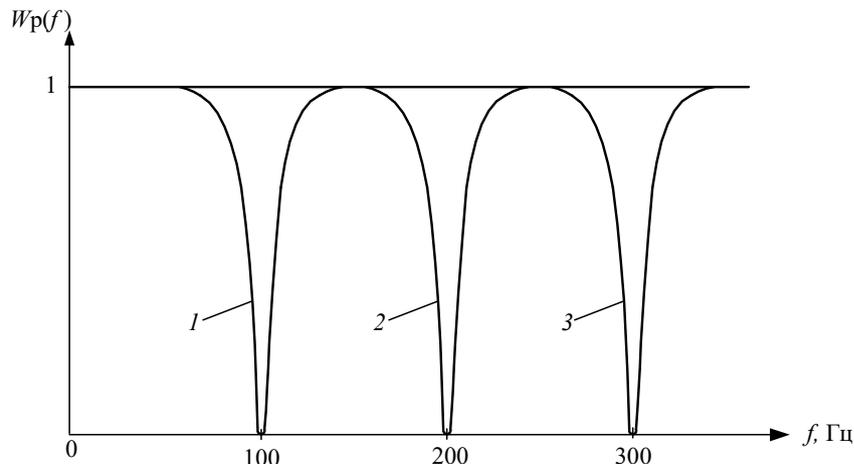


Рис. 2

Обсуждение результатов. Представленные на рис. 1 и 2 амплитудно-частотные характеристики действительных дискретных полосовых и режекторных фильтров имеют постоянную ширину при различных значениях частоты настройки фильтров. Данный результат является следствием того, что в основу синтеза положено представление действительных фильтров в виде двух самостоятельных узкополосных комплексных фильтров, частотные передаточные функции которых расположены симметрично относительно нуля частот как в области положительных, так и в области отрицательных частот с последующим применением для каждой частотной передаточной функции билинейного z -преобразования, смещенного на частоту настройки. Сложение частотных передаточных функций комплексных фильтров для синтеза полосовых фильтров или их перемножение для синтеза режекторных фильтров приводит к увеличению в два раза порядка результирующих полосовых и режекторных фильтров.

Заключение. Представленная методика разбиения частотной передаточной функции действительного непрерывного фильтра-аналога на две составляющие позволяет синтезировать перестраиваемые по частоте действительные полосовые и режекторные фильтры с постоянной шириной амплитудно-частотной характеристики независимо от частоты настройки фильтров.

Предложенная методика синтеза действительных дискретных полосовых и режекторных фильтров, рассмотренные конкретные примеры построения подобных фильтров будут полезны при создании адаптивных и когерентных систем обработки информации, таких как устройства селекции движущихся целей, доплеровские измерители скорости движения разнообразных объектов, обнаружители, устройства оценки параметров, местоположения объектов и т. д.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бакулев П. А., Стенин В. М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь, 1986. 286 с.
2. Бакулев П. А. Радиолокационные системы. М.: Радиотехника, 2004. 319 с.
3. Попов Д. И. Адаптивное подавление пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. 2014. № 4. С. 32—37.
4. Котоусов А. С., Морозов А. К. Оптимальная фильтрация и компенсация помех. М.: Горячая линия-Телеком, 2008. 166 с.
5. Воробьев С. Н. Цифровая обработка сигналов. СПб: Изд. дом „Академия“, 2013. 318 с.
6. Зиятдинов С. И. Синтез рекурсивных дискретных фильтров во временной области // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2016. № 3. С. 3—6.
7. Зиятдинов С. И. Синтез нерекурсивных дискретных фильтров во временной области // Информационно-управляющие системы. 2016. № 5. С. 98—101.
8. Зиятдинов С. И. Анализ линейных систем на основе переходных характеристик // Информационно-управляющие системы. 2016. № 2. С. 104—106.
9. Хемминг Р. В. Цифровые фильтры. М.: Недра, 1987. 217 с.
10. Зиятдинов С. И. Синтез дискретных фильтров методами инвариантных дифференциальных и интегральных уравнений // Изв. вузов. Приборостроение. 2019. Т. 62, № 5. С. 424—432.
11. Микропроцессорные системы автоматического управления / Под общ. ред. В. А. Бесекерского. Л.: Машиностроение, 1988. 355 с.
12. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: URSS, 2016. 915 с.
13. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. М.: Техносфера, 2006. 855 с.
14. Куприянов М. С., Матюшкин Б. Д. Цифровая обработка сигналов. СПб: Политехника, 2000. 592 с.
15. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1969. 512 с.

Сведения об авторе

Сергей Ильич Зиятдинов

— д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра информационно-сетевых технологий; профессор; E-mail: ziat.53@mail.ru

Поступила в редакцию 07.06.2021; одобрена после рецензирования 02.07.2021; принята к публикации 02.12.2021.

REFERENCES

1. Bakulev P.A., Stenin V.M. *Metody i ustroystva seleksii dvizhushchikhsya tseley* (Methods and Devices for Selection of Moving Targets), Moscow, 1986, 286 p. (in Russ.)
2. Bakulev P.A. *Radiolokatsionnyye sistemy* (Radar Systems), Moscow, 2004, 319 p. (in Russ.)
3. Popov D.I. *Digital signal processing*, 2014, no. 4, pp. 32–37. (in Russ.)
4. Kotousov A.S., Morozov A.K. *Optimal'naya fil'tratsiya i kompensatsiya pomekh* (Optimal Filtering and Noise Compensation), Moscow, 2008, 166 p. (in Russ.)

5. Vorobiev S.N. *Tsifrovaya obrabotka signalov* (Digital Signal Processing), St. Petersburg, 2013, 318 p. (in Russ.)
6. Ziatdinov S.I. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics* (Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika), 2016, no. 3, pp. 3–6. (in Russ.)
7. Ziatdinov S.I. *Information and Control Systems*, 2016, no. 5, pp. 98–101. (in Russ.)
8. Ziatdinov S.I. *Information and Control Systems*, 2016, no. 2. pp. 104–106. (in Russ.)
9. Hamming R.W. *Digital Filters, Englewood Cliffs*, N J, 1977.
10. Ziatdinov S.I. *Journal of Instrument Engineering*, 2019, no. 5(62), pp. 424–432. (in Russ.)
11. Besekersky V.A., ed., *Mikroprotsessornyye sistemy avtomaticheskogo upravleniya* (Microprocessor-Based Automatic Control Systems), Leningrad, 1988, 355 p. (in Russ.)
12. Baskakov S.I. *Radiotekhnicheskiye tsepi i signaly* (Radio Engineering Circuits and Signals), Moscow, 2016, 915 p. (in Russ.)
13. Oppenheim A.V., Schafer R.W. *Discrete-Time Signal Processing, Georgia Institute of Technology, Pearson*, 2010.
14. Kupriyanov M.S., Matyushkin B.D. *Tsifrovaya obrabotka signalov* (Digital Signal Processing), St. Petersburg, 2000, 592 p. (in Russ.)
15. Gonorovsky I.S. *Radiotekhnicheskiye tsepi i signaly* (Radio Engineering Circuits and Signals), Moscow, 1969, 512 p. (in Russ.)

Data on author

Sergey I. Ziatdinov — Dr. Sci., Professor; St. Petersburg University of Aerospace Instrumentation, Department of Information and Network Technologies; Professor; E-mail: ziat.53@mail.ru

Received 07.06.2021; approved after reviewing 02.07.2021; accepted for publication 02.12.2021.