

СИНТЕЗ ДЕЙСТВИТЕЛЬНЫХ ДИСКРЕТНЫХ ПОЛОСОВЫХ И РЕЖЕКТОРНЫХ ФИЛЬТРОВ МЕТОДОМ БИЛИНЕЙНОГО Z – ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Зиаудинов С.И., д.т.н., профессор кафедры информационно-сетевых технологий Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, e-mail: ziat.53@mail.ru

SYNTHESIS OF REAL DISCRETE BANDPASS AND NOTCH FILTERS BY BILINEAR Z – TRANSFORM

Ziatdinov S.I.

The problem of constructing real discrete bandpass and notch filters based on given continuous filters-analogs of low and high frequencies using a bilinear z-transform is considered. The aim of this work is to create a method for synthesizing real tunable bandpass and notch filters with the same shape and width of the amplitude-frequency characteristics, regardless of the filter tuning frequency. By summing the transfer functions for the regions of positive and negative frequencies and multiplying the transfer functions data, the final transfer functions for real discrete bandpass and notch filters are obtained. Expressions for frequency transfer functions of synthesized real discrete bandpass and notch filters are given. Their amplitude-frequency characteristics are calculated. It is shown that the shape and width of the amplitude-frequency characteristics of synthesized filters remain constant when the filter tuning frequency changes. The developed method of synthesis of tunable discrete bandpass and notch filters with constant shape and width of the amplitude-frequency response will be very useful in the construction of adaptive systems and signal processing devices, such as systems for detecting and filtering signals with unknown frequency, Doppler speed meters in conditions of changing Doppler frequency, systems for selecting moving targets in the presence of reflections from the earth's surface and moving hydrometeors.

Key words: discrete-time filters, frequency response, z-transform, the weighting coefficients.

Ключевые слова: дискретные фильтры, частотные характеристики, z-преобразование, весовые коэффициенты.

Введение

При разработке разнообразных радиоэлектронных систем и устройств обнаружения и оценки параметров сигналов, систем селекции движущихся целей, систем автоматического сопровождения объектов по дальности, угловым координатам и скорости широко используются линейные системы в виде фильтров нижних и верхних частот, полосовых и режекторных фильтров [1-6].

В общем виде линейные системы (фильтры) исчерпывающе описываются их передаточными функциями. В то же время в зависимости от тактических задач линейные системы могут быть заданы однозначно взаимосвязанными импульсными и переходными характеристиками, дифференциальными, интегральными и разностными уравнениями. В зависимости от того, чем определена конкретная линейная система, 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 конкретного фильтра. Так в [7-9] представлена методика вычисления весовых коэффициентов нерекурсивного и рекурсивного дискретного фильтра по его отсчетам импульсной характеристики. В [10] изложена методика синтеза дискретного фильтра по отсчетам пере-

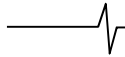
Рассмотрен вопрос построения действительных дискретных полосовых и режекторных фильтров на основе заданных непрерывных фильтров-аналогов нижних и верхних частот с использованием билинейного z-преобразования. Целью работы является создание методики синтеза действительных перестраиваемых полосовых и режекторных фильтров с неизменными формой и шириной амплитудно-частотных характеристик независимо от частоты настройки фильтров.

Приведены выражения для частотных передаточных функций синтезированных действительных дискретных полосовых и режекторных фильтров. Произведен расчет их амплитудно-частотных характеристик. Показано, что форма и ширина амплитудно-частотных характеристик синтезированных фильтров остается постоянной при изменении частоты настройки фильтров.

Разработанная методика синтеза перестраиваемых дискретных полосовых и режекторных фильтров с постоянными формой и шириной амплитудно-частотной характеристики будет весьма полезна при построении адаптивных систем и устройств обработки сигналов, таких как системы обнаружения и фильтрации сигналов с неизвестной частотой, доплеровских измерителей скорости в условиях меняющейся частоты Доплера, систем селекции движущихся целей при наличии отражений от земной поверхности и перемещающихся гидрометеоров.

ходной характеристики. В [11] показан синтез дискретного фильтра на основе использования дифференциального и интегрального уравнений, определяющих работу фильтра.

Наиболее часто синтез дискретных фильтров осуществляется по заданной передаточной функции непрерывного фильтра-аналога с использованием билинейного z-преобразования [12-15]. Метод билинейного z-преобразования наиболее эффективен при разработ-



ке фильтров нижних и верхних частот. Однако возникают значительные трудности при синтезе полосовых и режекторных фильтров.

Постановка задачи

Полосовые и режекторные фильтры, как правило, являются узкополосными и характеризуются полосой пропускания (режекции) и частотой настройки. Изменение формы и полосы пропускания (режекции) амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) в процессе перестройки фильтров может привести к ухудшению отношения сигнал/шум в системах обнаружения сигналов, росту динамических и флюктуационных ошибок в доплеровских системах измерения скорости, уменьшению коэффициента подавления пассивных помех в системах селекции движущихся целей. Представляет интерес разработка методики синтеза полосовых и режекторных перестраиваемых дискретных фильтров на базе заданных непрерывных фильтров-аналогов с неизменными формой и шириной полосы пропускания или режекции. Решение данной задачи составляет основное содержание статьи.

Частотные передаточные функции непрерывных фильтров

В общем виде частотные передаточные функции фильтров n -го порядка описываются отношением степенных полиномов [12-15]

$$W(j\omega) = \frac{a_m(j\omega)^m + a_{m-1}(j\omega)^{m-1} + \dots + a_1j\omega + a_0}{b_n(j\omega)^n + b_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \dots + b_1j\omega + b_0}, \quad m \leq n. \quad (1)$$

В выражении (1) a_i, b_i – весовые коэффициенты, определяющие конкретный вид амплитудно- и фазочастотных характеристик фильтров. Нахождение весовых коэффициентов разностных уравнений дискретных фильтров по частотным характеристикам непрерывных фильтров – аналогов осуществляется на основе билинейного z – преобразования вида [9, 11-14]

$$j\omega = \frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}},$$

где T – период следования отсчетов входных сигналов, $z = e^{j\omega T}$.

Ранее отмечалось, что полосовые и режекторные фильтры, как правило, являются узкополосными и имеют конкретную частоту настройки. Частотные передаточные функции разнообразных действительных фильтров являются двухсторонними относительно нуля частот. Поэтому для действительных непрерывных полосовых и режекторных фильтров n -го порядка с неизменной формой и шириной полосы пропускания или режекции АЧХ предлагается использовать следующую математическую частотную передаточную функцию

$$W(j\omega) = \frac{a_m[j(\omega \pm \omega_0)]^m + a_{m-1}[j(\omega \pm \omega_0)]^{m-1} + \dots + a_1j(\omega \pm \omega_0) + a_0}{b_n[j(\omega \pm \omega_0)]^n + b_{n-1}[j(\omega \pm \omega_0)]^{n-1} + \dots + b_1j(\omega \pm \omega_0) + b_0}, \quad m \leq n. \quad (2)$$

где ω_0 – частота настройки фильтра.

Частотная передаточная функция (2) является обобщающей и подходит для описания любых непре-

ривных фильтров. Если в соотношении (2) положить частоту настройки равной нулю ($\omega_0 = 0$), то получим частотную передаточную функцию действительных фильтров нижних или верхних частот.

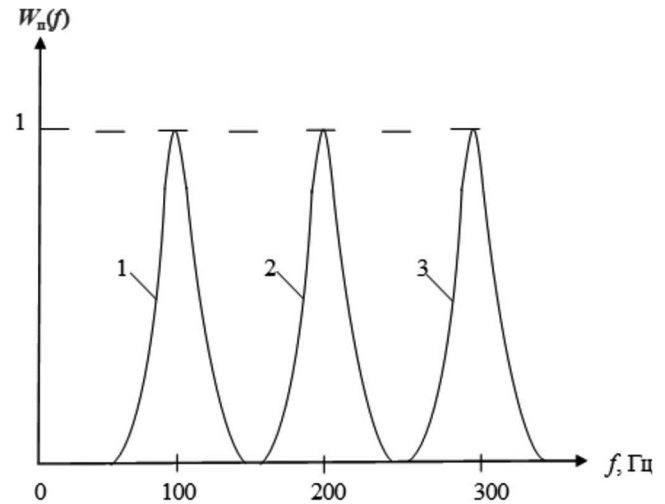


Рис. 1. Амплитудно-частотные характеристики полосовых фильтров:

1 – $f = 100$ Гц; 2 – $f = 200$ Гц; 3 – $f = 300$ Гц

Выражение (2) показывает, что математическая частотная передаточная функция действительных непрерывных фильтров симметрична относительно нуля частот, то есть расположена как в области положительных, так и отрицательных частот.

Синтез дискретных полосовых фильтров

В связи с тем, что полосовой фильтр имеет в полосе пропускания коэффициент передачи, близкий к единице, а за ее пределами – близкий к нулю, на основании (2) частотную передаточную функцию полосового фильтра представим в виде следующей суммы

$$W_n(j\omega) = W_1(j\omega) + W_2(j\omega), \quad (3)$$

где

$$W_1(j\omega) = \frac{a_m[j(\omega + \omega_0)]^m + a_{m-1}[j(\omega + \omega_0)]^{m-1} + \dots + a_1j(\omega + \omega_0) + a_0}{b_n[j(\omega + \omega_0)]^n + b_{n-1}[j(\omega + \omega_0)]^{n-1} + \dots + b_1j(\omega + \omega_0) + b_0}, \quad (4)$$

$$W_2(j\omega) = \frac{a_m[j(\omega - \omega_0)]^m + a_{m-1}[j(\omega - \omega_0)]^{m-1} + \dots + a_1j(\omega - \omega_0) + a_0}{b_n[j(\omega - \omega_0)]^n + b_{n-1}[j(\omega - \omega_0)]^{n-1} + \dots + b_1j(\omega - \omega_0) + b_0}. \quad (5)$$

Таким образом, непрерывный полосовой фильтр с двухсторонней частотной передаточной (2) представляется в виде параллельно соединенных непрерывных комплексных полосовых фильтров с односторонними частотными передаточными функциями (4) и (5).

В случае синтеза дискретного полосового фильтра с частотной передаточной функцией фильтра – аналога (4) воспользуемся следующим билинейным z – преобразованием [7]

$$j(\omega + \omega_0) = \frac{2}{T} \frac{1 - z_0^{-1}z^{-1}}{1 + z_0^{-1}z^{-1}}, \quad (6)$$

где $z_0 = e^{j\omega_0 T}$.

После подстановки выражения (6) в (4) получим дискретную передаточную функцию в виде

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

где A_i, B_i – весовые коэффициенты разностного уравнения, значения которых будут уточняться при рассмотрении конкретных примеров.

Аналогичным образом для частотной передаточной функции (5) необходимо использовать билинейное z – преобразование [7]

$$j(\omega - \omega_0) = \frac{2}{T} \frac{1 - z_0 z^{-1}}{1 + z_0 z^{-1}}, \quad (8)$$

которому будет соответствовать дискретная передаточная функция вида

$$W_2(z) = \frac{\sum_{i=0}^n A_i z_0^i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n B_i z_0^i z^{-i}}. \quad (9)$$

Тогда передаточная функция дискретного полосового фильтра на основании соотношений (3-9) принимает вид

$$W_n(z) = W_1(z) + W_2(z) = \frac{\sum_{i=0}^n A_i z_0^{-i} z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n B_i z_0^{-i} z^{-i}} + \frac{\sum_{i=0}^n A_i z_0^i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n B_i z_0^i z^{-i}}. \quad (10)$$

Пример. Синтезируем дискретный полосовой фильтр на основе непрерывного фильтра – аналога с частотной передаточной функцией

$$W(j\omega) = \frac{\omega_{cp}^2}{[j(\omega \pm \omega_0)]^2 + j\sqrt{2}\omega_{cp}(\omega \pm \omega_0) + \omega_{cp}^2}, \quad (11)$$

где ω_{cp} – частота среза фильтра.

Частотная передаточная функция (11) при нулевой частоте настройки фильтра ($\omega_0 = 0$) соответствует частотной передаточной функции фильтра нижних частот Баттерворта второго порядка.

Согласно соотношениям (3), (4), (5) и (11), выражение для рассматриваемой частотной передаточной функции запишем в виде

$$W_n(j\omega) = W_1(j\omega) + W_2(j\omega), \quad (12)$$

$$W_1(j\omega) = \frac{\omega_{cp}^2}{[j(\omega + \omega_0)]^2 + j\sqrt{2}\omega_{cp}(\omega + \omega_0) + \omega_{cp}^2}, \quad (12)$$

$$W_2(j\omega) = \frac{\omega_{cp}^2}{[j(\omega - \omega_0)]^2 + j\sqrt{2}\omega_{cp}(\omega - \omega_0) + \omega_{cp}^2}. \quad (13)$$

После подстановки выражения (6) в (12) и выражения (8) в (13), опуская громоздкие промежуточные преобразования, получим

$$W_1(z) = \sum_{i=0}^2 A_i z_0^{-i} z^{-i} / \left(1 + \sum_{i=1}^2 B_i z_0^{-i} z^{-i} \right); \quad (14)$$

$$W_2(z) = \sum_{i=0}^2 A_i z_0^i z^{-i} / \left(1 + \sum_{i=1}^2 B_i z_0^i z^{-i} \right), \quad (15)$$

$$\text{где } A_0 = \omega_{cp}^2 T^2 / d; \quad A_1 = 2A_0; \quad A_2 = A_0; \quad B_1 = \frac{(2\omega_{cp}^2 T^2 - 8)}{d};$$

$$B_2 = \frac{(4 - 2\sqrt{2}\omega_{cp} T + \omega_{cp}^2 T^2)}{d}; \quad d = (4 + 2\sqrt{2}\omega_{cp} T + \omega_{cp}^2 T^2).$$

Результирующая передаточная функция действительного дискретного полосового фильтра согласно (10) с учетом выражений (14) и (15) принимает вид

$$W_n(z) = \frac{\sum_{i=0}^4 C_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^4 D_i z^{-i}}, \quad (16)$$

$$\text{где } C_0 = 2A_0, \quad C_1 = 2(A_1 + A_0 B_1) \cos(\omega_0 T),$$

$$C_2 = 2(A_2 + A_0 B_2) \cos(2\omega_0 T) + A_1 B_1,$$

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

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

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

После подстановки в выражение (16) 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 действительного дискретного полосового фильтра

$$W_n(j\omega) = \frac{\sum_{i=0}^4 C_i e^{-ij\omega T}}{1 + \sum_{i=1}^4 D_i e^{-ij\omega T}}.$$

Модуль данной частотной передаточной функции для трех частот настройки $f_0 = \omega_0 / 2\pi = 100, 200$ и 300 Гц в области положительных частот показан на рис. 1. При расчетах были приняты значения частоты среза $f_{cp} = \omega_{cp} / 2\pi = 8$ Гц и периода повторения $T = 10^{-3}$ с. Можно отметить, что изменение частоты настройки фильтра не приводит к изменению формы и полосы пропускания АЧХ фильтров.

Синтез дискретных режекторных фильтров

С учетом того, что режекторный фильтр в полосе задержания имеет коэффициент передачи, близкий к нулю, а за ее пределами – близкий к единице, частотную передаточную функцию режекторного фильтра представим в виде произведения

$$W_p(j\omega) = W_1(j\omega) * W_2(j\omega), \quad (17)$$

где

$$W_1(j\omega) = \quad (18)$$

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

$$W_2(j\omega) = \quad (19)$$

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

Путем замены в выражении (18)

$$j(\omega + \omega_0) = \frac{2}{T} \frac{1 - z_0^{-1} z^{-1}}{1 + z_0^{-1} z^{-1}} \quad \text{и в выражении (19)}$$

$$j(\omega - \omega_0) = \frac{2}{T} \frac{1 - z_0 z^{-1}}{1 + z_0 z^{-1}} \quad \text{после громоздких промежуточных преобразований}$$

были получены соответствующие дискретные передаточные функции

$$W_1(z) = \frac{\sum_{i=0}^n A_i z_0^{-i} z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n B_i z_0^{-i} z^{-i}}; \quad (20)$$

$$W_2(z) = \frac{\sum_{i=0}^n A_i z_0^i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n B_i z_0^i z^{-i}}, \quad (21)$$

где A_i, B_i – весовые коэффициенты разностного уравнения.

Тогда передаточная функция дискретного режекторного фильтра на основании соотношений (17-21) принимает вид

$$W_p(z) = W_1(z) * W_2(z) = \frac{\sum_{i=0}^n A_i z_0^{-i} z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n B_i z_0^{-i} z^{-i}} * \frac{\sum_{i=0}^n A_i z_0^i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n B_i z_0^i z^{-i}}. \quad (22)$$

Пример. Синтезируем дискретный режекторный фильтр на основе непрерывного фильтра – аналога с частотной передаточной функцией

$$W_p(j\omega) = \frac{[j(\omega \pm \omega_0)]^2}{[j(\omega \pm \omega_0)]^2 + j\sqrt{2}\omega_{cp}(\omega \pm \omega_0) + \omega_{cp}^2}, \quad (23)$$

где ω_{cp} – частота среза фильтра.

Частотная передаточная функция (23) при нулевой частоте настройки фильтра ($\omega_0 = 0$) соответствует частотной передаточной функции фильтра верхних частот второго порядка.

Согласно соотношениям (18) и (19), выражение (17) можно записать в виде

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

$$W_1(j\omega) = \frac{[j(\omega + \omega_0)]^2 \omega_{cp}^2}{[j(\omega + \omega_0)]^2 + j\sqrt{2}\omega_{cp}(\omega + \omega_0) + \omega_{cp}^2}, \quad (24)$$

$$W_2(j\omega) = \frac{[j(\omega - \omega_0)]^2 \omega_{cp}^2}{[j(\omega - \omega_0)]^2 + j\sqrt{2}\omega_{cp}(\omega - \omega_0) + \omega_{cp}^2}. \quad (25)$$

После подстановки выражения (6) в (24) и выражения (8) в (25), опуская громоздкие промежуточные преобразования, получим

$$W_1(z) = \frac{\sum_{i=0}^2 A_i z_0^{-i} z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^2 B_i z_0^{-i} z^{-i}}; \quad (26)$$

$$W_2(z) = \frac{\sum_{i=0}^2 A_i z_0^i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^2 B_i z_0^i z^{-i}}, \quad (27)$$

где $A_0 = 4/d$; $A_1 = -2A_0$; $A_2 = A_0$;

$$B_1 = (2\omega_{cp}^2 T^2 - 8)/d; \quad B_2 = \frac{(4 - 2\sqrt{2}\omega_{cp} T + \omega_{cp}^2 T^2)}{d};$$

$$d = (4 + 2\sqrt{2}\omega_{cp} T + \omega_{cp}^2 T^2).$$

После перемножения дискретных передаточных функций (26) и (27) итоговая передаточная функция

действительного дискретного режекторного фильтра принимает вид

$$W_p(z) = \frac{\sum_{i=0}^4 C_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^4 D_i z^{-i}}, \quad (28)$$

где $C_0 = A_0^2$, $C_1 = 2A_0 A_1 \cos(\omega_0 T)$,

$$C_2 = (A_1^2 + 2A_0 A_2) \cos(2\omega_0 T), \quad C_3 = 2A_1 A_2 \cos(\omega_0 T),$$

$$C_4 = 2A_2^2, \quad D_1 = 2B_1 \cos(\omega_0 T), \quad D_2 = 2B_2 \cos(2\omega_0 T) + B_1^2,$$

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

Аналогично ранее рассмотренному полосовому фильтру подставим в выражение (28) соотношения

$$z^{-1} = e^{-j\omega T}, \quad z^{-2} = e^{-j2\omega T}, \quad z^{-3} = e^{-j3\omega T} \quad \text{и} \quad z^{-4} = e^{-j4\omega T}.$$

В результате получим частотную передаточную функцию синтезированного действительного дискретного режекторного фильтра

$$W_p(j\omega) = \frac{\sum_{i=0}^4 C_i e^{-ij\omega T}}{1 + \sum_{i=1}^4 D_i e^{-ij\omega T}}.$$

Модуль данной частотной передаточной функции для трех частот настройки $f_0 = \omega_0 / 2\pi = 100, 200$ и 300 Гц в области положительных частот показан на рис. 2. При расчетах, как и ранее, были приняты значения частоты среза $f_{cp} = \omega_{cp} / 2\pi = 8$ Гц и периода повторения $T = 10^{-3}$ с. Также, как и в случае полосового фильтра, можно отметить, что изменение частоты настройки фильтра не приводит к изменению формы и полосы пропускания АЧХ.

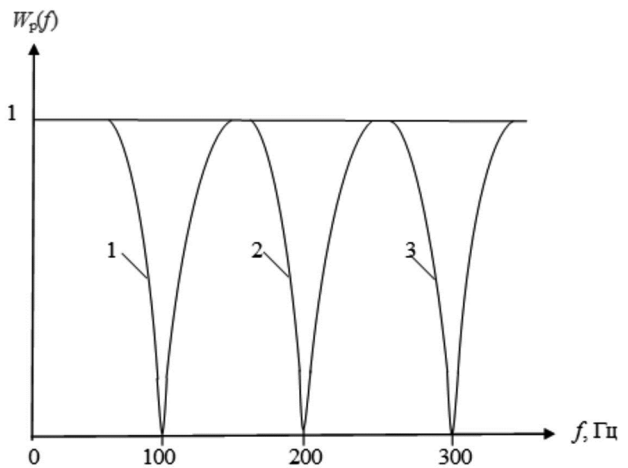
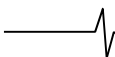


Рис. 2. Амплитудно-частотные характеристики режекторных фильтров:

1 – $f = 100$ Гц; 2 – $f = 200$ Гц; 3 – $f = 300$ Гц

Представленные на рис. 1 и рис. 2 АЧХ действительных дискретных полосовых и режекторных фильтров имеют постоянные форму и 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 которых расположены относительно нуля частот как в области положительных, так и в области отрицательных частот, с



последующим применением для каждой частотной передаточной функции смещенного на частоту настройки билинейного z -преобразования.

Заключение

Предложенная и использованная в статье методика разбиения частотной передаточной функции действительного непрерывного фильтра-аналога на две составляющие, расположенные в области положительных и отрицательных частот, с последующим применением к каждой из них смещенного на частоту настройки билинейного z -преобразования позволяет синтезировать перестраиваемые по частоте действительные полосовые и режекторные фильтры с постоянными формой и шириной АЧХ независимо от частоты настройки фильтров. Изложенная в статье 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.

Литература

1. Бакулев П.А., Стенин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь, 1986. 286 с.
2. Попов Д. И. Адаптивное подавление пассивных помех. Цифровая обработка сигналов. 2014, № 4. С. 32-37.
3. Микропроцессорные системы автоматического управления. Под общ. ред. В.А. Бесекерского. Л.: Машиностроение. 1988. 355 с.

4. Котоусов А.С., Морозов А.К. Оптимальная фильтрация и компенсация помех. М.: Горячая линия-Телеком, 2008. 166 с.
5. Попов Д.И. Адаптивное обнаружение сигналов на фоне пассивных помех. Цифровая обработка сигналов. 2014, № 4. С. 32-37.
6. Методы улучшения различимости объектов при наличии гидрометеоров / А.В. Кокошкин, В.А. Коротков, К.В. Коротков, Е.П. Новичихин. Журнал радиоэлектроники [электрон. журн.]. 2015, № 10. 14 с.
7. Зиятдинов С.И. Синтез комплексных дискретных фильтров. Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2017, № 4. С. 12-19.
8. Зиятдинов С.И. Синтез нерекурсивных дискретных фильтров во временной области. Информационно-управляющие системы. 2016, № 5. С. 98-101.
9. Голд Б., Рейдер Н. Цифровая обработка сигналов. М.: Советское радио, 1973. 367 с.
10. Зиятдинов С.И. Анализ линейных систем на основе переходных характеристик. Информационно-управляющие системы. 2016, № 2. С. 104-106.
11. Зиятдинов С.И. Синтез дискретных фильтров методами инвариантных дифференциальных и интегральных уравнений. Изв. вузов. Приборостроение. 2019. Т. 62, № 5. С. 424-432.
12. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. М.: Техносфера, 2006. 855 с.
13. Куприянов М.С., Матюшкин Б.Д. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Политехника, 2000. 592 с.
14. Бесекерский В.А. Цифровые автоматические системы. М.: Наука, 1976. 575 с.
15. Гадзиковский В.И. Теоретические основы цифровой обработки сигналов. М.: Радио и связь, 2004. 344 с.

НОВЫЕ КНИГИ



Фильтрация и спектральный анализ радиосигналов. Алгоритмы. Структуры. Устройства. Под ред. Ю.В. Гуляева: Монография. М.: Изд-во Радиотехника, 2020 г. 504 с.: ил.

Рассмотрены устройства на поверхностных и объемных акустических волнах. Приведены принципы построения акустооптических Фурье-процессоров, даны методики их описания и характеристики. Синтезированы алгоритмы многоканальных частотных дискриминаторов, имеющих широкую дискриминационную характеристику с большой зоной линейности, что повышает точность измерения частоты радиосигналов, а также стабильность работы следящих измерителей частоты при интенсивных воздействиях помех. Обобщены результаты математического моделирования и экспериментальных исследований волноводных СВЧ-фильтров и мультиплексоров X -диапазона частот на основе прямоугольных и круглых волноводов. Показано, что устройства предназначены для работы в составе негерметизированных радиоэлектронных комплексов спутниковых систем космической связи. Исследованы двумер-

ные периодические структуры в виде перфорированных тонких металлических экранов, малые размеры и масса которых делают их технологически привлекательными в технике миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов.

Представленные известные и оригинальные авторские решения по широкому спектру вопросов проектирования устройств селекции могут быть полезны широкому кругу научных работников и инженеров, специализирующихся в области проектирования фильтров и аналоговых Фурье процессоров.