

НОВЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ И ЭЛЕМЕНТЫ

УДК 621.372.54

АКТИВНЫЕ ПОЛОСНО-ЗАГРАЖДАЮЩИЕ RC-ФИЛЬТРЫ ЧЕТВЕРТОГО ПОРЯДКА С РЕГУЛИРУЕМОЙ ПОЛОСОЙ ЗАДЕРЖИВАНИЯ И НЕРАВНОМЕРНОСТЬЮ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

© 2023 г. Д. Ю. Денисенко^{a, b}, Н. Н. Прокопенко^{a, c, *}^a Донской государственный технический университет, пл. Гагарина, 1,
Ростов-на-Дону, 344003 Российская Федерация^b Южный федеральный университет,
ул. Большая Садовая, 105/42, Ростов-на-Дону, 344006 Российская Федерация^c Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН,
ул. Советская, 3, Москва, Зеленоград, 124365 Российская Федерация

*E-mail: prokopenko@sssu.ru

Поступила в редакцию 14.03.2022 г.

После доработки 06.05.2022 г.

Принята к публикации 12.05.2022 г.

Рассмотрены перспективные структурные схемы полосно-заграждающих фильтров (ПЗФ) четвертого порядка. Приведены уравнения для коэффициентов их передаточных функций. Представлена графическая интерпретация параметров амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) предлагаемых ПЗФ. Исследован пример реализации ПЗФ четвертого порядка и выполнено его компьютерное моделирование в среде Micro-Cap12, подтверждающее возможность независимой подстройки неравномерности АЧХ в полосе пропускания и полосы задержания.

DOI: 10.31857/S0033849423020043, EDN: LBZCKG

ВВЕДЕНИЕ

Активные полосно-заграждающие RC-фильтры (ПЗФ) широко применяются в медицинских и акустических приборах, а также в различных радиотехнических системах для ослабления заданного спектра сигналов [1–3, 4, рис. 17, 18; 5, рис. 41, 42]. Так, основной помехой при измерении, например, биомедицинских сигналов, является сетевая наводка 50 Гц [6]. От высококачественного ПЗФ требуется, чтобы на частоте режекции (ω_p) его коэффициент передачи равнялся нулю. На практике это условие бывает трудно выполнимым. Для точной регулировки таких фильтров желательно иметь возможность подстройки величины добротности (Q) независимо от величины коэффициента передачи (Регулируемый активный режекторный фильтр. URL: <http://elecraft.narod.ru/new1/filtr.htm>).

Основная цель работы – провести теоретический анализ перспективных структурных схем ПЗФ, защищенных четырьмя патентами РФ, [7–10], а также исследовать (в качестве примера) полосно-заграждающий фильтр 4-го порядка с независимой регулировкой полосы задерживания и неравномерности АЧХ в полосе пропуска-

ния. Известные ПЗФ [1–5] при 4-м порядке данным свойством не обладают.

1. ОСНОВНЫЕ УРАВНЕНИЯ ПОЛОСНО-ЗАГРАЖДАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ ЧЕТВЕРТОГО ПОРЯДКА

Передаточная функция ПЗФ 4-го порядка описывается выражением [11–17]:

$$W(p) = M \frac{p^4 + p^2 b_2 + b_0}{p^4 + p^3 a_3 + p^2 a_2 + p a_1 + a_0}. \quad (1)$$

В формуле (1) и далее введены следующие обозначения: b_k, a_k – коэффициенты передаточной функции, нормированные к частотам полюсов звеньев 2-го порядка (частоте режекции, совпадающей с частотой нуля ПЗФ 4-го порядка – ω_p); M – масштабный коэффициент передачи фильтра.

Если ввести относительную расстройку частоты X , то выражение (1) можно представить в виде

$$W(jX) = M \frac{X^2}{X^2 + 2 - a_2 + j a_1 X}, \quad (2)$$

где $X = 1/\Omega - \Omega$ (Ω – отношение частот ω/ω_p).

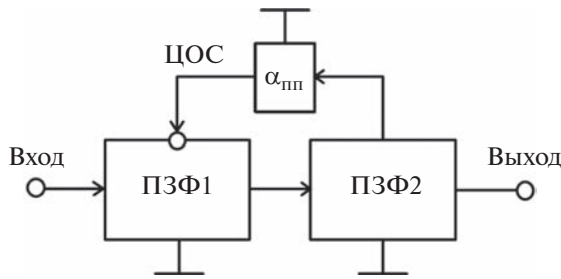


Рис. 1. Структура ПЗФ № 1: ЦОС – цепь обратной связи.

В выражении (2) учтено, что для ПЗФ справедливо равенство коэффициентов $a_1 = a_3$ и $a_0 = 0$ в знаменателе его передаточной функции.

Амплитудно-частотная характеристика $A(X)$ ПЗФ 4-го порядка находится как модуль комплексного коэффициента передачи из уравнения (2):

$$A(X) = |W(jX)| = M \frac{X^2}{\sqrt{(X^2 + 2 - a_2)^2 + a_1^2 X^2}}. \quad (3)$$

$$X_{\text{гп}}^{\pm} = \sqrt{2 - a_2 + a_1^2/2 \pm \sqrt{(2 - a_2 + a_1^2/2)^2 + (2 - a_2)^2}}. \quad (7)$$

Полученные выше уравнения позволяют выполнить анализ предлагаемых далее структур ПЗФ.

Предлагаемые структурные схемы ПЗФ [7–10] приведены на рис. 1–4, а коэффициенты их передаточных функций, выраженные через параметры звеньев – представлены в табл. 1. Далее петлевой коэффициент передачи между входами и выходами звеньев второго порядка обозначается как α с индексами, отражающими вид связи между звеньями: первый индекс обозначает характер выхода второго звена (например, п – выход полосового

фильтра), а второй – вход первого звена (например, р – вход ПЗФ).

$$X_{1,2} = |2 - a_2| \sqrt{\frac{2}{2a_2 - 4 - a_1^2}}, \quad X_3 = 0. \quad (4)$$

Частота $X_3 = 0$ соответствует частоте режекции ω_p . Подставляя формулу (4) в (3), находим максимальные значения $A(X)$:

$$A_{\text{max}} = M \frac{2|2 - a_2|}{a_1 \sqrt{4a_2 - 8 - a_1^2}}. \quad (5)$$

Задав произвольным значением $A(X)$, далее из формулы (3) находим частоты, на которых $A(X)$ имеет это значение:

$$X_{\text{гп}}^{\pm} = (1/\sqrt{1/A^2 - 1}) \sqrt{2 - a_2 + a_1^2/2 \pm B_1}, \quad (6)$$

где $B_1 = \sqrt{(2 - a_2 + a_1^2/2) + (2 - a_2)^2 (1/A^2 - 1)}$.

Приняв $A = \sqrt{2}/2$, определяем граничные частоты АЧХ по уровню – 3 дБ:

Структура ПЗФ на рис. 1 состоит из последовательно включенных двух звеньев полосно-заграждающих фильтров 2-го порядка, ПЗФ1 и ПЗФ2. Причем дополнительный выход ПЗФ2, по которому он имеет характеристики полосового фильтра, связан с инвертирующим дополнительным входом ПЗФ1, по которому он имеет характеристики полосового фильтра, через коэффициент передачи $\alpha_{\text{пп}}$ цепи обратной связи (ЦОС). Входной сигнал подается на неинвертирующий

Таблица 1. Коэффициенты передаточной функции и их аналитические выражения для структурных схем ПЗФ (см. рис. 1–4)

Коэффициенты передаточной функции	Аналитические выражения коэффициентов передаточных функций для структурных схем			
	Рис. 1	Рис. 2	Рис. 3	Рис. 4
$a_1 = a_3$	$2d_p$	$d_p(2 + \alpha_{\text{пп}})$	$\frac{2d_p}{1 + \alpha_{\text{пп}}}$	$d_p(2 + \alpha_{\text{пп}})$
a_2	$2 + d_p^2(1 + \alpha_{\text{пп}})$	$2 + d_p^2$	$\frac{d_p^2(1 + \alpha_{\text{пп}}) + 2(1 + \alpha_{\text{пп}})}{(1 + \alpha_{\text{пп}})}$	$2 + d_p^2(1 + \alpha_{\text{пп}})$
M	1	1	$\frac{1}{1 + \alpha_{\text{пп}}}$	1

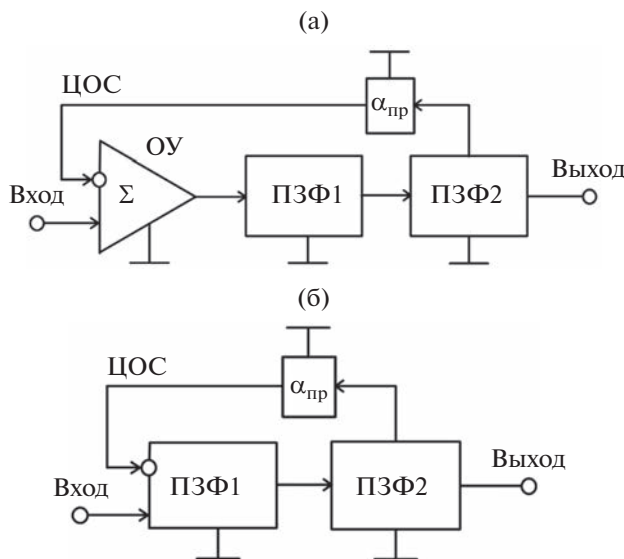


Рис. 2. Структурные схемы ПЗФ № 2: ЦОС — цепь обратной связи, ОУ — операционный усилитель.

Вход ПЗФ 1, а Выход устройства согласован с выходным каскадом ПЗФ2.

Структура ПЗФ на рис. 2а состоит из последовательно включенных звеньев ПЗФ1 и ПЗФ2 и сумматора на операционном усилителе (ОУ). В этой структуре дополнительный выход ПЗФ2, по которому он имеет характеристики полосового фильтра, через цепь обратной связи с коэффициентом передачи $\alpha_{пр}$ связан с инвертирующим входом сумматора. Входной сигнал подается на неинвертирующий вход сумматора, выход которого соединен со входом первого звена ПЗФ1. Выходом устройства (Вых.) является выходной каскад ПЗФ2. На рис. 2б показана упрощенная структурная схема ПЗФ рис. 2а, на основе которой в разд. 2 реализуется конкретный пример построения фильтра.

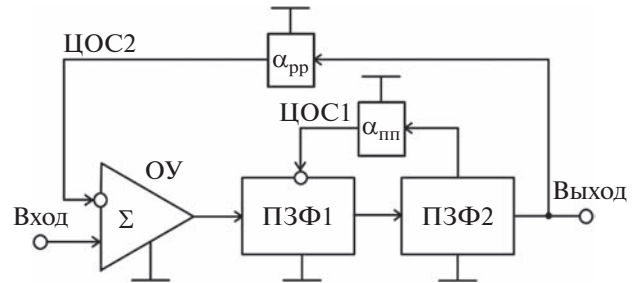


Рис. 3. Структура ПЗФ № 3: ЦОС1, ЦОС2 — цепи обратной связи, ОУ — операционный усилитель.

Если известны нормированные значения коэффициентов передаточной функции (2), то параметры звеньев ПЗФ могут быть рассчитаны по формулам, приведенным в табл. 2. В табл. 3 приведены аналитические выражения для оценки максимального значения $A_{\max}$ АЧХ и граничных частот $X_{гр}$, на которых $A(X)$ достигает этого значения. Расчетные формулы для определения граничных частот по уровню -3 дБ для схем на рис. 1–4 показаны в табл. 4.

Нормированное значение частоты среза Ω можно определить по формуле

$$\Omega = -X/2 \pm \sqrt{X^2 + 4}. \quad (8)$$

Структура ПЗФ на рис. 3 состоит из последовательно включенных сумматора на ОУ, звеньев ПЗФ1 и ПЗФ2, причем дополнительный выход ПЗФ2, по которому он имеет АЧХ полосового фильтра, через ЦОС1 с коэффициентом передачи $\alpha_{пп}$ подключен к инвертирующему входу ПЗФ1, по которому он имеет АЧХ полосового фильтра, а выход ПЗФ2 связан с инвертирующим входом сумматора через ЦОС2 с коэффициентом передачи $\alpha_{рр}$. На рис. 4а, 4б показаны другие возможные архитектуры ПЗФ [7–10].

Таблица 2. Параметры структур ПЗФ (рис. 1–4) и формулы для их расчета

Параметр структурной схемы	Формулы для расчета параметров структурных схем, приведенных на рисунках			
	Рис. 1	Рис. 2	Рис. 3	Рис. 4
$\alpha_{рр}$	—	—	$\frac{4}{a_1^2} \frac{a_2 - 2}{\alpha_{пп} + 1} - 1$	—
d_p	$\frac{a_1}{2}$	$\sqrt{a_2 - 2}$	$\frac{a_1}{2} (1 + \alpha_{рр})$	$\frac{a_1}{2 + \alpha_{рп}}$
$\alpha_{пп}$	$\frac{1}{d_p^2} [a_2 - d_p^2 - 2]$	—	$\frac{4}{a_1^2} \frac{a_2 - 2}{1 + \alpha_{рр}} - 1$	$\frac{1}{a_1} (a_2 - 2) (2 + \alpha_{рп})^2 - 1$
$\alpha_{рп}$	—	$\frac{a_1 - 2\sqrt{a_2 - 2}}{\sqrt{a_2 - 2}}$	—	$a_1 \sqrt{\frac{1 + \alpha_{пп}}{a_2 - 2}} - 2$

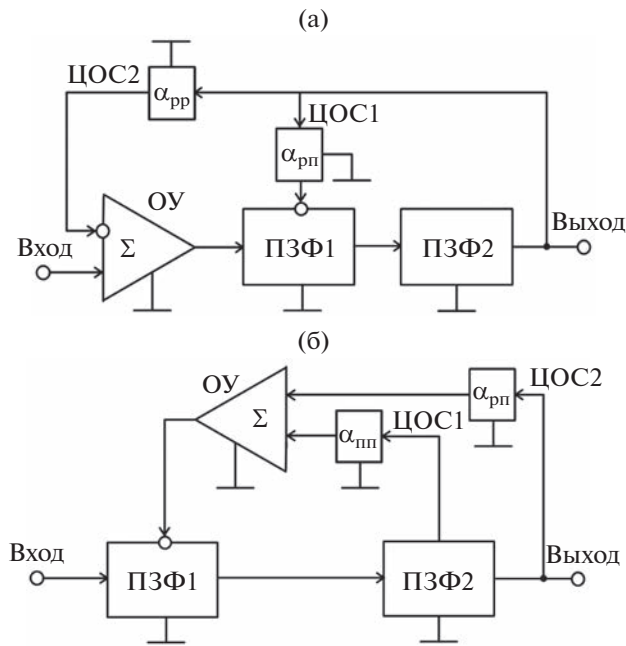


Рис. 4. Структуры ПЗФ № 4 (а) и № 5 (б): ЦОС1, ЦОС2 – цепи обратной связи, ОУ – операционный усилитель.

В том случае, если известно, что поставленная задача режекции заданного спектра сигналов решается фильтром 4-го порядка, можно найти параметры фильтра, не решая аппроксимационную задачу. Данный эффект имеет существенное практическое значение, так как упрощает процедуру синтеза ПЗФ. Например, задавшись неравномерностью АЧХ, обозначенной как дельта Δ (рис. 5), выраженной в дБ, из табл. 3 для структурной схемы на рис. 1 получим формулу для определения коэффициента передачи

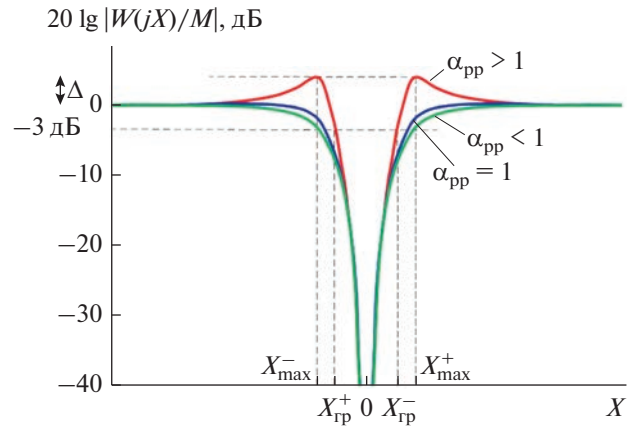


Рис. 5. Графическое определение параметров АЧХ при разных коэффициентах передачи α_{pp} .

$$\alpha_{pp} = 2 \times 10^{10} - 1 + 2\sqrt{10^{\Delta/5} - 10^{\Delta/10}}, \quad (9)$$

и далее по известным граничным частотам из табл. 4 находим расчетную формулу для затуханий звеньев ПЗФ:

$$d_p = \frac{X_{гр}(1 + \alpha_{pp})}{\sqrt{|1 - \alpha_{pp} \pm \sqrt{2}\sqrt{1 + \alpha_{pp}^2}}}. \quad (10)$$

Параметры звеньев для других структурных схем ПЗФ [7–10] могут быть найдены аналогичным образом, причем дополнительную степень свободы в выборе петлевых коэффициентов передач схем, приведенных на рис. 1–4, можно направить на расширение динамического диапазона, как это сделано, например, в работе [18], или на снижение чувствительности.

На рис. 5 приведено графическое определение параметров АЧХ.

Таблица 3. Формулы для расчета параметров ПЗФ (рис. 1–4)

Номер рисунка	Формулы для расчета параметров схем	
	$X_{\max}$	$A_{\max}$
Рис. 1	$d_p \frac{1 + \alpha_{пп}}{\sqrt{a_{пп} - 1}}$	$\frac{1}{2} \frac{1 + \alpha_{пп}}{\sqrt{a_{пп}}}$
Рис. 2	$\frac{d_p \sqrt{2}}{\sqrt{2 - (2 + a_{пп})^2}}$	$\frac{2}{2 + a_{пп}} \frac{1}{\sqrt{4 - (2 + a_{пп})^2}}$
Рис. 3	$\frac{d_p (1 + a_{пп})}{\sqrt{(1 + a_{пп})(1 + a_{рр}) - 2}}$	$\frac{(1 + a_{пп})(1 + a_{рр})}{2\sqrt{a_{пп} + a_{рр} + a_{пп}a_{рр}}}$
Рис. 4	$\frac{d_p (1 + a_{пп}) \sqrt{2}}{\sqrt{2a_{пп} - 2 - 4a_{рр} - a_{рр}^2}}$	$\frac{2(1 + a_{пп})}{(1 + a_{рр}) \sqrt{4a_{пп} - 4a_{рр} - a_{рр}^2}}$

Таблица 4. Формулы для расчета граничных частот $X_{гр}^{\pm}$ по уровню -3 дБ для ПЗФ (рис. 1–4)

Номер рисунка	Формулы для расчета граничных частот $X_{гр}^{\pm}$ по уровню -3 дБ
Рис. 1	$d_p \sqrt{ 1 - a_{пп} \pm \sqrt{2}(1 + a_{пп}^2) }$
Рис. 2	$\frac{d_p}{\sqrt{2}} \sqrt{2 + 4a_{пп} + a_{пп}^2 \pm \sqrt{(2 + 4a_{пп} + a_{пп}^2)^2 + 4}}$
Рис. 3	$\frac{d_p}{1 + a_{пп}} \sqrt{2 - (1 + a_{пп})(1 + a_{пп}) \pm \sqrt{2 - 2(1 + a_{пп})(1 + a_{пп}) + (1 + a_{пп})^2(1 + a_{пп})^2}}$
Рис. 4	$\frac{d_p}{\sqrt{2}} \sqrt{(2 + a_{пп})^2 - 2(1 + a_{пп}) \pm \sqrt{[(2 + a_{пп})^2 - 2(1 + a_{пп})]^2 + 4(1 + a_{пп})^2}}$

2. ПРИМЕР РЕАЛИЗАЦИИ ПОЛОСНО-ЗАГРАЖДАЮЩЕГО ФИЛЬТРА

На рис. 6 представлен ПЗФ 4-го порядка на основе структуры рис. 2б, в котором предусмотрена возможность независимой регулировки полосы задерживания и неравномерности АЧХ в полосе пропускания при неизменном масштабном коэффициенте передачи M .

Полосно-заграждающий фильтр на рис. 6 выполнен на двух идентичных звеньях 2-го порядка, имеющих равные значения частот полюсов ω_p , затуханий d_p и масштабных коэффициентов передач G :

$$F(p) = G \frac{p^2 + \omega_p^2}{p^2 + pd_p\omega_p + \omega_p^2}. \quad (11)$$

За счет введения обратной связи с дополнительного выхода ПЗФ2 с передаточной функцией полосового фильтра

$$F(p) = G \frac{pd_p\omega_p}{p^2 + pd_p\omega_p + \omega_p^2} \quad (12)$$

через цепь обратной связи с коэффициентом передачи K_1 (ОУ9, ОУ10) на второй Вход2 первого звена рассматриваемым ПЗФ реализуется передаточная функция (1), коэффициенты которой определяются соотношениями

$$\begin{aligned} M &= -K_2 G^2, \quad b_2 = 2\omega_p^2, \quad b_0 = \omega_p^4, \\ a_3 &= \omega_p d_p (2 + G^2 K_1), \quad a_2 = \omega_p^2 (2 + d_p^2), \\ a_1 &= \omega_p^3 d_p (2 + G^2 K_1), \quad a_0 = \omega_p^4. \end{aligned}$$

$$\text{где } K_1 = \frac{R_{10} R_{23}}{R_{27} R_{25}}, \quad K_2 = \frac{R_{23}}{R_{26}}.$$

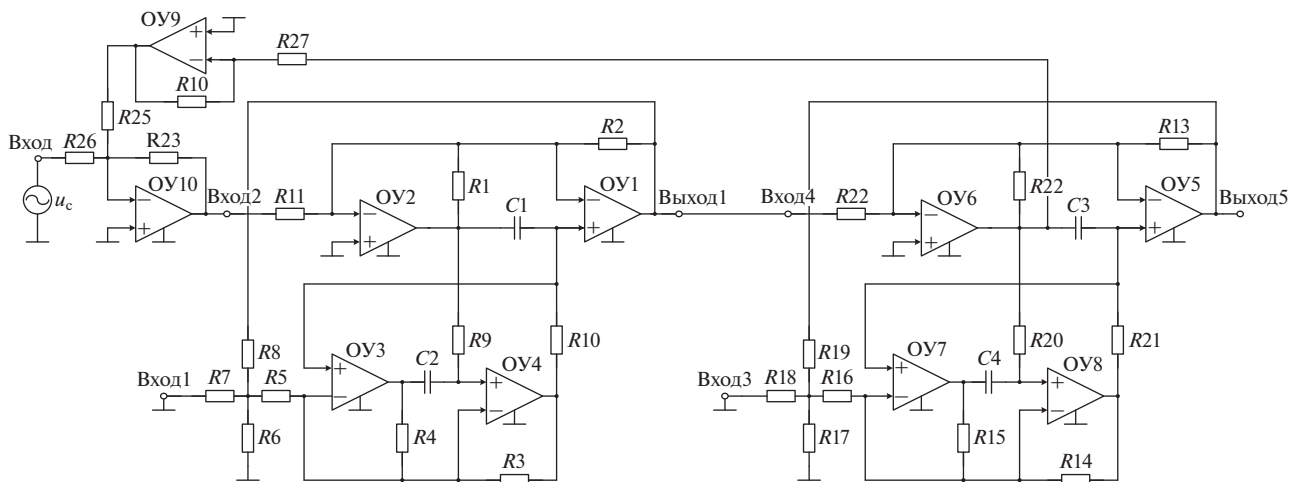


Рис. 6. Полосно-заграждающий фильтр с независимой регулировкой полосы задерживания и неравномерности АЧХ: ОУ1...ОУ8 – операционные усилители.

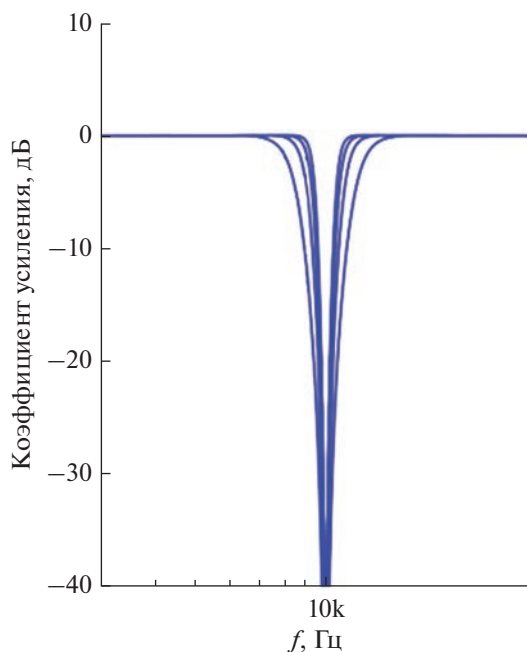


Рис. 7. Пример перестройки ширины заграждения с помощью изменения сопротивлений цифруемых резисторов $R5 = R16 = 5...20$ кОм.

Благодаря такой зависимости коэффициентов передаточной функции фильтра от параметров отдельных звеньев и коэффициента передачи K_1 цепи обратной связи в ПЗФ на рис. 6 возможна независимая регулировка неравномерности АЧХ в полосе пропускания Δ и масштабного коэффициента передачи M с помощью изменения $K_1 = \alpha_{пр}$. При этом полоса заграждения фильтра зависит от выбранного значения затуханий d_p в звеньях.

Значения коэффициентов передач звеньев G (независимо от реализуемых ими передаточных функций) выбраны равными, но это не является обязательным условием при реализации конкретной схемы фильтра 4-го порядка.

В результате компьютерного моделирования в программе Micro-Cap [19] схемы ПЗФ (см. рис. 6) было получено семейство АЧХ фильтра (рис. 7) при изменении сопротивлений цифруемых резисторов $R5 = R16 = 5...20$ кОм, которое подтвердило работоспособность и рассмотренные выше свойства предлагаемого схемотехнического решения.

Пример АЧХ ПЗФ на рис. 6 с десятикратной перестройкой частоты режекции фильтра за счет изменения сопротивления цифруемых резисторов $R9 = R10 = R20 = R21 = 10...100$ кОм показан на рис. 8.

Рассмотренные выше ПЗФ рекомендуется использовать при построении адаптивных филь-

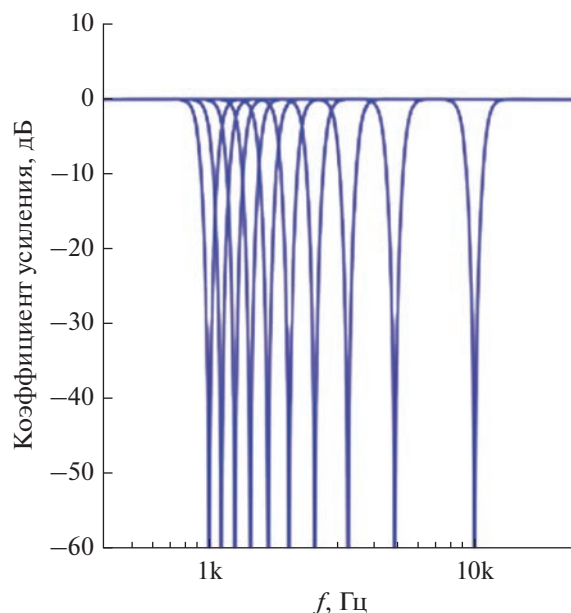


Рис. 8. Перестройка частоты режекции фильтра без изменения ширины заграждения.

тров для поиска и подавления нежелательных помех с заранее неизвестными частотами. Это крайне актуальная практическая задача, которая не решается в классических режекторных ПЗФ, в том числе выпускаемых ведущими микроэлектронными фирмами мира Texas Instruments [1, 2, 4] и Analog Devices [3].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрены четыре новые структуры полосно-заграждающих фильтров 4-го порядка с учетом влияния коэффициентов передачи их звеньев на основные параметры, которые допускают независимую настройку разными цифруемыми резисторами.

В качестве примера исследован ПЗФ 4-го порядка с регулировкой полосы задерживания. Благодаря зависимости коэффициентов передаточной функции фильтра от параметров отдельных звеньев здесь возможно задание неравномерности АЧХ в полосе пропускания за счет изменения коэффициента передачи по цепи общей обратной связи. При этом полоса заграждения фильтра зависит от выбранного затухания звеньев ПЗФ. Рассмотренные полосно-заграждающие фильтры рекомендуются для практического использования в медицинском приборостроении, акустических измерениях, адаптивных устройствах радиотехники и связи.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 18-79-10109-П).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *B. Carter, R. Mancini*, "Op Amps for everyone", Newnes, 2017. P. 464.
2. *Картер Б., Манчини Р.* Операционные усилители для всех. Сер.: Схемотехника / Пер. с англ. М.: Додэка XXI, 2011.
3. *Zumbahlen H.* Bainter Notch Filter. Mini Tutorial MT-203. Norwood: Analog Devices, 2012. 2p.
4. *Carter B.* Filter Design in Thirty Seconds. Application Report SLOA093. Dallas: Texas Instruments, 2001, 14 p.
5. *Ana Gasca Sienes.* Didactic and Interactive Material as a Complement to the Filter Theory. Bachelor thesis. Barcelona: Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial, 2021. 104 p. <https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2117/338200/memoria-tfg-ana-gasca.pdf?sequence=2&isAllowed=y>
6. *Фролов А.В.* Цифровая обработка биомедицинских сигналов и изображений. Минск: БГУИР, 2016.
7. *Денисенко Д.Ю., Прокопенко Н.Н., Иванов Ю.И.* Режекторный фильтр четвертого порядка // Пат. РФ № 2760930. Оpubл. офиц. бюл. "Изобретения. Полезные модели" № 34 от 01.12.2021.
8. *Денисенко Д.Ю., Прокопенко Н.Н., Бутырлагин Н.В., Клейменкин Д.В.* Режекторный фильтр четвертого порядка // Пат. РФ № 2749400. Оpubл. офиц. бюл. "Изобретения. Полезные модели" № 16 от 09.06.2021.
9. *Денисенко Д.Ю., Прокопенко Н.Н., Бутырлагин Н.В., Титов А.Е.* Режекторный фильтр четвертого порядка // Пат. РФ № 2748608. Оpubл. офиц. бюл. "Изобретения. Полезные модели" № 16 от 28.05.2021.
10. *Денисенко Д.Ю., Прокопенко Н.Н., Бугакова А.В.* Режекторный фильтр четвертого порядка // Пат. РФ № 2754924. Оpubл. офиц. бюл. "Изобретения. Полезные модели" № 25 от 08.09.2021.
11. *Ланнэ А.А.* Справочник по расчету и проектированию ARC-схем. М.: Радио и связь, 1984.
12. *Мошиц Г., Хорн П.* Проектирование активных фильтров / Пер. с англ. М.: Мир, 1984.
13. *Капустян В.И.* Проектирование активных РС-фильтров высокого порядка. М.: Радио и связь, 1985.
14. *Демин А.А., Макркин В.В., Масленников В.В., Си-роткин А.П.* Активные избирательные устройства радиоаппаратуры. М.: Радио и связь, 1987.
15. *Остапенко А.Г.* Анализ и синтез линейных радио-электронных цепей с помощью графов. М.: Радио и связь, 1985.
16. *Сигорский В.П., Петренко А.И.* Основы теории электронных схем. Киев: Вища школа, 1971.
17. *Коледов Л.А.* Технология и конструирование микросхем, микропроцессоров и микросборок: Учебник для вузов. М.: Радио и связь, 1989.
18. *Крутинский С.Г., Иванов Ю.И., Крикун И.Я.* // Радиотехника. 1989. № 8. С. 15.
19. Micro-Cap 12 Analog / Digital Simulator Electronic Circuit Analysis Program, June 2018. https://www.spectrum-soft.com/download/mc12_brochure.pdf.