МИКРОЭЛЕКТРОНИКА, 2019, том 48, № 5, с. 351-362

ИЗБРАННЫЕ МАТЕРИАЛЫ КОНФЕРЕНЦИИ "ПРОБЛЕМЫ —— РАЗРАБОТКИ ПЕРСПЕКТИВНЫХ МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОННЫХ —— СИСТЕМ" ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ УДК 621.372.542.2

ФУНКШИОНАЛЬНЫЕ СВОЙСТВА И ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НИЗКОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ АКТИВНЫХ ВС-ФИЛЬТРОВ НА МИКРОМОШНЫХ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

© 2019 г. Д. Ю. Денисенко¹, Н. Н. Прокопенко^{1, 2, *}. Ю. И. Иванов³

¹Донской государственный технический университет, пл. Гагарина, 1, Ростов-на-Дону, 344000 Россия ²Институт проблем проектирования в микроэлектронике Российской АН, ул. Советская, 3, Зеленоград, Москва, 124365 Россия ³Южный федеральный университет, ул. Большая Садовая, 105/42, Ростов-на-Дону, 344006 Россия *E-mail: prokopenko@sssu.ru

> Поступила в редакцию 03.04.2019 г. После доработки 16.04.2019 г. Принята к публикации 16.04.2019 г.

Рассматриваются основные варианты построения низкочувствительных многопетлевых активных RC-фильтров при их реализации на микромощных операционных усилителях, предназначенных для предварительной обработки сигналов датчиков в микроэлектронных измерительных системах с аналогово-цифровыми преобразователями. Представлена схемотехника и дана классификация 13 модификаций интеграторов, входящих в структуру ARCФ. Получены уравнения их передаточных функций, позволяющие учесть влияние топологии интегратора и площади усиления микромощных ОУ. В качестве примера дано сравнение амплитудно-частотных характеристик трех универсальных схем низкочувствительных ARCФ. позволяющих реализовать полосовые фильтры, а также фильтры высоких и низких частот. Компьютерное моделирование показало, что при использовании одинаковых микромощных ОУ исследованные схемы ARCФ отличаются друг от друга по степени влияния площадей усиления ОУ на реализуемые АЧХ.

Ключевые слова: аналоговый интегратор, активный RC-фильтр, аналоговый фильтр, низкочувствительная схема, многопетлевая структура, полиномиальный фильтр **DOI:** 10.1134/S0544126919050028

1. ВВЕДЕНИЕ

Аналоговые RC-фильтры и ограничители спектра оказывают существенное влияние на процесс ввода сигналов датчиков в систему цифровой обработки сигналов [1-3]. Применение только цифровых антиалайзинговых фильтров не решает задачу минимизации общей погрешности аналогов цифровых интерфейсов [2]. Во многих случаях без включения ARCФ (хотя бы невысокого порядка) на входе АЦП не обойтись [1-3]. В этой связи существенный интерес представляет поиск схемотехнический решений RC-фильтров, имеющих расширенный частотный диапазон при их реализации на микромощных операционных усилителях с малой площадью усиления. Это позволит уменьшить общее энергопотребление микроэлектронных информационно-измерительных и управляющих систем.

Схемотехнику аналоговых АRC-фильтров условно можно разделить на два класса - на схемотехнику низкочувствительных и высокочувствительных фильтров [4-6]. Схемотехника фильтров с низкой параметрической чувствительностью основана на реализации различных многопетлевых структур, а высокочувствительных – на схемотехнике RC-фильтров, выполненных на одном или двух операционных усилителях с RC-мостами, в которых высокая добротность реализуется за счет регенерации сигнала, то есть, за счет разностных членов в их передаточной функции [4].

Большинство низкочувствительных схем фильтров реализуется на основе многопетлевых структур, основным элементом которых является интегратор [4-6, 12-14]. Полиномиальные фильтры, передаточные функции которых не имеют комплексно-сопряженных нулей, реализуются на основе схемы, приведенной на рис. 1.

Сокращения: ARCФ – активные RC-фильтры; ОУ – операционный усилитель; АЧХ – амплитудно-частотная характеристика; ПФ – полосовой фильтр; ФВЧ – фильтр высоких частот; ФНЧ – фильтр низких частот.



Рис. 1. Структурная схема многопетлевого фильтра.

Количество интеграторов в схеме рис. 1 определяется порядком реализуемой передаточной функции, а коэффициентами прямой передачи α и коэффициентами обратных связей γ1...γN, формируемых с помощью резистивных делителей, задаются коэффициенты числителя и знаменателя соответственно передаточной функции фильтра.

В многопетлевых структурах фильтров достигается низкая параметрическая чувствительность, т.е. при изменении параметров пассивных элементов – схемы фильтров остаются устойчивыми к возбуждению, а реализуемые ими амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики (АЧХ и ФЧХ) изменяются в пределах допустимых отклонений. Так как в этих структурах основным элементом является интегратор, то от его функциональных и частотных свойств зависят и предельные характеристики этих структур.

Целью и новизной настоящей работы является анализ функциональных и частотных свойств основных модификаций аналоговых интеграторов, а также сравнительная характеристика трех перспективных звеньев второго порядка, являющихся частным случаем многопетлевой структуры ARCФ рис. 1 при их реализации на идентичных микромощных ОУ.

2. АНАЛИЗ СВОЙСТВ АНАЛОГОВЫХ ИНТЕГРАТОРОВ

С математической точки зрения, интегратор выполняет следующую операцию

$$U_{\rm BMX}(t) = \frac{1}{\tau} \int U_{\rm BX}(t) dt, \qquad (1)$$

а в изображениях Лапласа его передаточная функция равна

$$F(p) = \frac{U_{\text{BMX}}(p)}{U_{\text{BX}}(p)} = \frac{1}{p\tau}, \qquad (2)$$

где τ – постоянная времени интегрирования, которая в активных RC-фильтрах определяется параметрами пассивных элементов — сопротивлением резистора R и емкостью конденсатора C.

С физической точки зрения формулы (1) и (2) описывают некоторый абстрактный объект, который не реализуем на практике. Связано это, например, с тем, что выходное напряжение интегратора в соответствии с формулой (1) при постоянном входном напряжении должно бесконечно нарастать, т.е. с течением времени стремиться к бесконечности. При анализе свойств интегратора в частотной области, в соответствии с формулой (2) на нулевой частоте, то есть при p = 0 коэффишиент усиления интегратора должен стремиться к бесконечности. В этой связи формулы (1) и (2) описывают свойства некоторого абстрактного интегратора, который имеет идеальные характеристики. При реализации схем интеграторов на реальных элементах их характеристики всегда будут отличаться от свойств идеальных интеграторов. Основным элементом схем аналоговых интеграторов является операционный усилитель. Выходное напряжение ОУ ограничено напряжением его питания, поэтому схема интегратора, выполненная наоснове ОУ, не может иметь напряжение на выходе большее, чем напряжение питания схемы. Коэффициент усиления ОУ на постоянном токе, называемый статическим коэффициентом усиления ц. у современных ОУ может быть 10^6 и более, однако, его величина всегда ограничена на определенном уровне. В этой связи интегратор, реализованный на ОУ, на низких частотах не может иметь коэффициент усиления больше, чем может обеспечить ОУ и как результат, АЧХ интегратора на низких частотах начинает отклоняться от расчетной.

Из-за паразитных параметров транзисторов с увеличением частоты коэффициент усиления ОУ уменьшается. Для обеспечения устойчивости к самовозбуждению современные ОУ изготавливаются с внутренней коррекцией. Передаточная функция такого усилителя аппроксимируется звеном первого порядка



Рис. 2. Структурная схема фильтра второго порядка.

$$F(p) = \frac{\mu}{p\tau_{v} + 1} = \frac{\mu/\tau_{v}}{p + 1/\tau_{v}} = \frac{\mu\omega_{v}}{p + \omega_{v}} = \frac{GB}{p + \omega_{v}}, \quad (3)$$

где τ_y – эквивалентная постоянная времени, ω_y – граничная частота усиления, *GB* – площадь усиления ОУ.

Уменьшение усиления ОУ с увеличением частоты приводит к отклонению АЧХ интеграторов в области высоких частот от ее расчетного значения. Известно, что частотные свойства интеграторов зависят не только от параметров ОУ, но и от топологии схемы интегратора, т.е. от конфигурации схем включения ОУ и пассивных элементов. Далее рассмотрим несколько наиболее популярных схем интеграторов [4–14] и сравним их функциональные и частотные свойства.

Схемы аналоговых интеграторов можно классифицировать по следующим признакам:

- по числу пассивных элементов;

по числу активных элементов;

- инвертирующие и неинвертирующие;

по частотным характеристикам;

 с однократным и двукратным интегрированием;

 выполняющие функции инвертирующего и неинвертирующего одновременно.

В соответствии с этой классификацией некоторые схемы интеграторов могут классифицироваться одновременно по нескольким признакам.

В табл. 1 и 2 приведены схемы интеграторов, их идеализированные передаточные функции, а также передаточные функции с учетом конечного значения площадей усиления операционных усилителей.

3. СХЕМЫ И ЧАСТОТНЫЕ СВОЙСТВА НИЗКОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ АКТИВНЫХ RC-ФИЛЬТРОВ

В настоящем разделе ограничимся рассмотрением свойств низкочувствительных схем вто-

МИКРОЭЛЕКТРОНИКА том 48 № 5 2019

рого порядка, выполненных на аналоговых интеграторах. В соответствии с рис. 1, структурная схема таких фильтров будет иметь вид, показанный на рис. 2.

Одна из первых схем (рис. 3), соответствующая рис. 2, была найдена с помощью метода переменных состояния и реализована [12] на классических инвертирующих интеграторах (схема № 1 в табл. 1).

Эта же схема, выполненная на модифицированных интеграторах (схема № 13 в табл. 1) показана на рис. 4 [13].

На рис. 5 приведена третья схема фильтра, которая имеет такое же количество пассивных и активных элементов, как и две предыдущие схемы, но выполненная на основе интегратора № 12 табл. 1, реализующего одновременно функции однократного и двукратного интегрирования.

Все три схемы на своих выходах Out0, Out1 и Out2 реализуют три типа фильтров – высоких частот, полосового и низких частот соответственно.

Сравним свойства рассматриваемых схем, реализующих передаточные функции полосового фильтра.

Известно, что параметры полосового ARCфильтра второго порядка определяются коэффициентами его передаточной функции

$$F(p) = \frac{pb_{\rm l}}{p^2 + pa_{\rm l} + a_{\rm 0}} = M \frac{pd_{\rm p}\omega_{\rm p}}{p^2 + pd_{\rm p}\omega_{\rm p} + \omega_{\rm p}^2}$$

где ω_p – частота полюса, M – коэффициент передачи фильтра на частоте полюса, d_p – затухание полюса, a_0 , a_1 и b_1 – коэффициенты передаточной функции F(p), p – комплексная переменная Лапласа.

В соответствии с принятыми обозначениями элементов коэффициенты передаточных функций всех трех схем (в случае идеальных ОУ) определяются одинаковыми формулами. При этом основные параметры звеньев определяются следующими выражениями: частота полюса

ДЕНИСЕНКО и др.

№ схемы	Схема интегратора	Передаточная функция		
1	R1 In OA1 Out	$-\frac{1}{p\tau_1}$		
2	$ \begin{array}{c} C1 \\ Rv \\ Rl \\ OA1 \\ Out \\ Out \\ Out $	$-\frac{1+pC_1R_v}{p\tau_1}$		
3	$ \begin{array}{c} Cv & C1 \\ R1 \\ OA1 \\ Out \\ O$	$-\frac{1+pR_1C_v}{p\tau_1}$		
4	R1 OA2 OA2 OA1 Out	$-\frac{1}{p\tau_1}$		
5	R4 $R4$ $OA1$ $R3$ $OA1$ $R2$ $R1$ $R2$ Out Out Out	$\frac{1}{pC_1R_1}$ (при $R_1 = R_2$ и $R_3 = R_4$)		

Таблица 1. Схемы интеграторов и их идеализированные передаточные функции, полученные при $\mu \to \infty$ и $GB \to \infty$

Таблица 1. Продолжение

№ схемы	Схема интегратора	Передаточная функция	
6	R3 $R2$ $OA1$ $C1$ $OA2$ Out $OA2$	$\frac{R_3}{p\tau_1 R_2}$	
7	$R1 \\ C1 \\ OA2 \\ OA1 \\ Out \\ $	$\frac{R_3}{p\tau_1 R_2}$	
8	$\begin{array}{c} R2 \\ \circ \\ In \\ \circ \\ OA1 \\$	$\frac{R_3}{p\tau_1 R_2}$	
9	$R1 \qquad C1 \qquad OA2 \qquad OA2 \qquad OA2 \qquad OA1 \qquad R3 \qquad Out \qquad \circ$	$\frac{R_3}{p\tau_1 R_2}$	
10	$R1 \qquad OA3 \qquad OA3 \qquad OA3 \qquad OA3 \qquad OA3 \qquad OA3 \qquad OA1 \qquad OA3 \qquad Out \qquad OUT \qquad OA3 \qquad OUT \qquad$	$\frac{R_3}{p\tau_1 R_2}$	



Таблица 1. Окончание



затухание полюса

$$d_{\rm p} = (1 + K_1 + K_2) \frac{\beta}{\sqrt{K_2}} \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}},\tag{5}$$

где

$$\tau_1 = R_1 C_1, \quad \tau_2 = R_2 C_2, \quad K_1 = \frac{R_3}{R_8},$$

 $K_2 = \frac{R_3}{R_4}, \quad \beta = \frac{R_6 \|R_5}{R_7 + R_6 \|R_5}.$

Таким образом все три рассматриваемые схемы имеют одинаковые функциональные свойства. Однако, влияние конечного значения площадей усиления операционных усилителей во всех схемах оказывается разным.

№ схемы (из табл. 1)	Передаточная функция
1	$-\frac{1}{\frac{\tau_1}{GB_1}p^2 + p\left(\frac{1}{GB_1} + \tau_1\right)}$
2	$-\frac{1+pC_1R_v}{p^2\left(\frac{1}{GB_1}C_1R_v+\frac{1}{GB_1}\tau_1\right)+p\left(\frac{1}{GB_1}+\tau_1\right)}$
3	$-\frac{1+pC_{\nu}R_{l}}{p^{2}\left(\frac{1}{GB_{l}}C_{\nu}R_{l}+\frac{1}{GB_{l}}\tau_{l}\right)+p\left(\frac{1}{GB_{l}}+\tau_{l}\right)}$
4	$\frac{-\frac{p}{GB_2}-1}{p^3 \frac{1}{GB_1 GB_2} \tau_1 + p^2 \left(\frac{1}{GB_1 GB_2} + \frac{1}{GB_1} \tau_1\right) + p \left(\frac{1}{GB_1} + \tau_1\right)}$
5	$\frac{\frac{p}{GB_1} + \frac{R_3}{R_3 + R_4}}{\frac{p^2}{GB_1}C_1R_1 + p\left(\frac{1}{GB_1} + \frac{1}{GB_1}\frac{R_1}{R_2} + C_1R_1\frac{R_3}{R_3 + R_4}\right)} (\text{при } R_1 = R_2, R_3 = R_4)$
6	$ \frac{R_{3}}{p^{3}\left(\frac{1}{GB_{1}GB_{2}}\tau_{1}R_{2}+\frac{1}{GB_{1}GB_{2}}\tau_{1}R_{3}\right)+p^{2}\left(\frac{1}{GB_{2}}\tau_{1}R_{2}+\frac{1}{GB_{1}}\tau_{1}R_{2}+\frac{1}{GB_{1}}\tau_{1}R_{2}+\frac{1}{GB_{1}GB_{2}}R_{3}+\frac{1}{GB_{1}GB_{2}}R_{2}\right)+p\left(\frac{1}{GB_{1}}R_{2}+R_{2}\tau_{1}\right)} $
7	$\frac{p\left(\frac{1}{GB_2}R_3 + \frac{1}{GB_2}R_4\right) + R_4}{p^3\left(\frac{1}{GB_1GB_2}\tau_1R_4 + \frac{1}{GB_1GB_2}\tau_1R_3\right) + p^2\left(\frac{1}{GB_1}\tau_1R_4 + \frac{1}{GB_1GB_2}R_4 + \frac{1}{GB_1GB_2}R_3\right) + p\left(\frac{1}{GB_1}R_4 + R_3\tau_1\right)}$
8	$\frac{\frac{p^2}{GB_1}\tau_1R_3 + \frac{p}{GB_1}R_3 + R_3}{p^3\left(\frac{1}{GB_1GB_2}\tau_1R_2 + \frac{1}{GB_1GB_2}\tau_1R_3\right) + p^2\left(\frac{1}{GB_1GB_2}R_2 + \frac{1}{GB_1GB_2}R_3 + \frac{1}{GB_2}\tau_1R_2 + \frac{1}{GB_1}\tau_1R_3 + \frac{1}{GB_1}\tau_1R_2\right) + p\left(\frac{1}{GB_2}R_2 + R_2\tau_1\right)}$
9	$\frac{p\left(\frac{1}{GB_1}R_2 + \frac{1}{GB_1}R_3\right) + R_3}{p^3\left(\frac{1}{GB_1GB_2}\tau_1R_3 + \frac{1}{GB_1GB_2}\tau_1R_2\right) + p^2\left(\frac{1}{GB_2}\tau_1R_3 + \frac{1}{GB_1GB_2}R_2 + \frac{1}{GB_1GB_2}R_3 + \frac{1}{GB_2}\tau_1R_2 + \frac{1}{GB_1}r_1R_2 + \frac{1}{GB_1}\tau_1R_2\right) + p\left(\frac{1}{GB_1}R_2 + R_2\tau_1\right)}$

Таблица 2. Схемы интеграторов и их передаточные функциис учетом влияния GB

№ схемы (из табл. 1)	Передаточная функция
10	$\frac{p^{2}\left(\frac{1}{GB_{1}GB_{2}}+\frac{1}{GB_{1}GB_{2}}\frac{R_{3}}{R_{2}}\right)+p\left(\frac{1}{GB_{2}}\frac{R_{3}}{R_{2}}+\frac{1}{GB_{1}}\frac{R_{3}}{R_{2}}+\frac{1}{GB_{1}}\right)+\frac{R_{3}}{R_{2}}}{p^{4}\left(\frac{1}{GB_{1}GB_{2}GB_{3}}\frac{R_{3}}{R_{2}}\tau_{1}+\frac{1}{GB_{1}GB_{2}GB_{3}}\tau_{1}\right)+p^{3}\left(\frac{1}{GB_{1}GB_{2}GB_{3}}\frac{R_{3}}{R_{2}}+\frac{1}{GB_{1}GB_{2}GB_{3}}+\frac{1}{GB_{1}GB_{3}}\frac{R_{3}}{R_{2}}\tau_{1}+\frac{1}{GB_{1}GB_{3}}\frac{R_{3}}{R_{2}}+\frac{1}{GB_{1}GB_{3}}+\frac{1}{GB_{1}GB_{2}}+\frac{1}{GB_{1}GB_{2}}+\frac{1}{GB_{1}GB_{3}}\frac{R_{3}}{R_{2}}\tau_{1}+\frac{1}{GB_{1}GB_{3}}\frac{R_{3}}{R_{2}}+\frac{1}{GB_{1}GB_{3}}+\frac{1}{GB_{1}GB_{2}}+\frac{1}{GB_{1}GB_{2}}+\frac{1}{GB_{1}}\frac{1}{GB_{1}}\tau_{1}+\frac{1}{GB_{1}}\frac{1}{GB_{3}}\tau_{1}\right)+p\left(\frac{1}{GB_{1}}+\tau_{1}\right)}$
11	На первый выход: $-\frac{R_2}{p^3 \left(\frac{1}{GB_1 GB_2} \tau_1 R_3 + \frac{1}{GB_1 GB_2} \tau_1 R_2\right) + p^2 \left(\frac{1}{GB_1 GB_2} R_3 + \frac{1}{GB_1 GB_2} R_2 + \frac{1}{GB_1 GB_2} R_3 + \frac{1}{GB_2} \tau_1 R_3 + \frac{1}{GB_1} \tau_1 R_2\right) + p \left(\frac{1}{GB_1} R_2 + R_2 \tau_1 + \frac{1}{GB_2} R_3\right)$ На второй выход: $\frac{p \left(\frac{1}{GB_1} R_2 + \frac{1}{GB_1} R_3\right) + R_3}{p^3 \left(\frac{1}{GB_1 GB_2} \tau_1 R_3 + \frac{1}{GB_1 GB_2} \tau_1 R_2\right) + p^2 \left(\frac{1}{GB_1 GB_2} R_3 + \frac{1}{GB_1 GB_2} R_2 + \frac{1}{GB_1} R_2 + R_2 \tau_1 + \frac{1}{GB_2} R_3\right)}$
12	На первый выход: $ \frac{\tau_2}{p^3 \frac{1}{GB_1 GB_2} \tau_1 \tau_2 + p^2 \left(\frac{1}{GB_1 GB_2} \tau_1 + \frac{1}{GB_1 GB_2} \tau_2 + \frac{1}{GB_1} \tau_1 \tau_2\right) + p \left(\frac{1}{GB_1} \tau_2 + \frac{1}{GB_1 GB_2} + \frac{1}{GB_2} \tau_1 + \tau_1 \tau_2\right) + \frac{1}{GB_2}} $ На второй выход: $ -\frac{p \frac{1}{GB_1} \tau_2 + \frac{1}{GB_1} + \frac{1}{p}}{p^3 \frac{1}{GB_1 GB_2} \tau_1 \tau_2 + p^2 \left(\frac{1}{GB_1 GB_2} \tau_1 + \frac{1}{GB_1 GB_2} \tau_2 + \frac{1}{GB_1} \tau_1 \tau_2\right) + p \left(\frac{1}{GB_1} \tau_2 + \frac{1}{GB_1 GB_2} + \frac{1}{GB_2} \tau_1 + \tau_1 \tau_2\right) + \frac{1}{GB_2}} $
13	На первый выход: $-\frac{p\frac{1}{GB_2}\tau_2 + \frac{1}{GB_2} - \tau_2}{p^3\frac{1}{GB_1GB_2}\tau_1\tau_2 + p^2\left(\frac{1}{GB_1GB_2}\tau_1 + \frac{1}{GB_1GB_2}\tau_2 + \frac{1}{GB_1}\tau_1\tau_2 + \frac{1}{GB_2}\tau_1\tau_2\right) + p\left(\frac{1}{GB_1}\tau_2 + \frac{1}{GB_1GB_2} + \frac{1}{GB_2}\tau_1 + \tau_1\tau_2\right)}$ На второй выход: $-\frac{p\frac{1}{GB_1}\tau_1 + \frac{1}{GB_1} + \frac{1}{p}}{p^3\frac{1}{GB_1GB_2}\tau_1\tau_2 + p^2\left(\frac{1}{GB_1GB_2}\tau_1 + \frac{1}{GB_1GB_2}\tau_2 + \frac{1}{GB_1}T_1\tau_2 + \frac{1}{GB_2}\tau_1\tau_2\right) + p\left(\frac{1}{GB_1}\tau_2 + \frac{1}{GB_1GB_2} + \frac{1}{GB_2}\tau_1 + \tau_1\tau_2\right)}$

Таблица 2. Продолжение

Примечание. Формулы передаточных функций интеграторов с учетом влияния *GB* были получены при µ → ∞, конечное величина которого приводит к отклонению АЧХ реальных интеграторов на очень низких частотах. Индексы при GB в формулах соответствуют номеру операционного усилителя на схеме.



Рис. 3. Схема универсального КНN-фильтра [12].



Рис. 4. Активный RC-фильтр [13].



Рис. 5. Универсальный активный RC-фильтр [14].

ДЕНИСЕНКО и др.

№ рисунка схемы	Коэффициент	Математическое выражение
3	a _l	$\frac{\frac{\beta(1+k_1+k_2)}{\tau_1} + \frac{\beta(1+k_1+k_2)}{GB_3\tau_1\tau_2} - \omega_p^2 \left(\frac{1}{GB_3} + \frac{1}{GB_2} + \frac{1+k_1+k_2}{GB_1}\right)}{1 + \frac{1}{GB_2\tau_1} + \frac{1}{GB_2\tau_2} + \frac{\beta(1+k_1+k_2)}{GB_3\tau_1}}$
	a_0	$\frac{\frac{k_2}{\tau_1 \tau_2}}{1 + \frac{1}{GB_2 \tau_1} + \frac{1}{GB_2 \tau_2} + \frac{\beta(1 + k_1 + k_2)}{GB_3 \tau_1}}$
4	a_{l}	$\frac{\frac{\beta(1+k_1+k_2)}{\tau_1} + \frac{\beta(1+k_1+k_2)}{GB_3\tau_1\tau_2} - \omega_p^2 \left(\frac{1}{GB_3} + \frac{1}{GB_2} + \frac{1+k_1+k_2}{GB_1}\right) + \frac{k_2}{GB_2\tau_1\tau_2}}{1 + \frac{1}{GB_2\tau_1} + \frac{1}{GB_2\tau_2} + \frac{k_2}{GB_1\tau_1} + \frac{\beta(1+k_1+k_2)}{GB_3\tau_1}}$
	a_0	$\frac{\frac{k_2}{\tau_1 \tau_2}}{1 + \frac{1}{GB_2 \tau_1} + \frac{1}{GB_2 \tau_2} + \frac{k_2}{GB_1 \tau_1} + \frac{\beta(1 + k_1 + k_2)}{GB_3 \tau_1}}$
5	a_{l}	$\frac{\frac{\beta(1+k_1+k_2)}{\tau_1} + \frac{1}{GB_3\tau_1\tau_2} + \frac{k_2}{GB_2\tau_1\tau_2} - \omega_p^2 \left(\frac{1}{GB_2} + \frac{1+k_1+k_2}{GB_1}\right)}{1 + \frac{k_2}{GB_2\tau_1} + \frac{1}{GB_3\tau_2} + \frac{1}{GB_2\tau_1}}$
	a_0	$\frac{\frac{k_2}{\tau_1 \tau_2}}{1 + \frac{k_2}{GB_2 \tau_1} + \frac{1}{GB_3 \tau_2} + \frac{1}{GB_2 \tau_1}}$

Таблица 3.	Коэффициенты пер	седаточных функций	схем активных]	RC-фильтр	юв
		12 1		· · · ·	

Примечание. Коэффициенты передаточных функций фильтров были найдены при $\mu \to \infty$, а также с учетом пренебрежении коэффициентами второго порядка малости, в которых встречались произведения площадей усиления ОУ вида $\frac{1}{GB_1GB_2}$.

Для сравнения в табл. 3 приведены коэффициенты знаменателей передаточных функций схем фильтров, найденные с учетом конечных значений GB.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ СХЕМ ФИЛЬТРОВ

Для сравнения на рис. 6 приведены графики АЧХ рассматриваемых схем рис. 3–5 на выходах, реализующих фильтры избирательно типа с высокой добротностью, т.е. имеющие узкую полому пропускания. Моделирование схем выполнялось на однотипных микромощных ОУ с площадью усиления 600 кГц при идентичных частотах полюсов и затуханий полюсов.

Перестройка частоты полюса во всех звеньях осуществлялась путем одновременного изменения сопротивлений резисторов R1 и R2. Из анализа графиков АЧХ видно, что все три схемы, обладая одинаковыми функциональными характеристиками и при одинаковом количестве активных и пассивных элементов, имеют различные частотные характеристики. При этом схема на рис. 5, по сравнению с двумя другими, может работать в более широком частотном диапазоне, так как в ней в меньшей степени наблюдается рост добротности с увеличением частоты полюса.

На рис. 7 приведены графики АЧХ на выходах этих же схем, реализующих фильтры нижних частот. Причем затухания полюсов при моделировании полосовых фильтров и фильтров нижних частот оставались неизменными.

Анализ графиков АЧХ фильтров нижних частот показывает, что характер изменения АЧХ на высоких частотах остается таким же, как и при реализации полосовых фильтров. Связано это с тем, что знаменатели передаточных функций не зависят от функции фильтрации, т.е. затухания и



Рис. 6. АЧХ схем полосовых фильтров, представленных на рис. 3, 4, 5.



Рис. 7. АЧХ схем фильтров нижних частот, представленных на рис. 3, 4, 5.

частоты полюсов фильтров определяются по одним и тем же формулам.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, применяя различные модификации интеграторов в известной структуре многопетлевого фильтра рис. 1, можно оптимизировать диапазон рабочих частот синтезированных схем. Большинство низкочувствительных ARCфильтров для задач ограничения спектра при аналогово-цифровом преобразовании сигналов реализуются на основе низкочувствительных структур, основным элементом которых является интегратор.

Представленная в статье классификация интеграторов и их основные уравнения позволяют определить влияние площади усиления применяемых микромощных ОУ на диапазон рабочих частот конкретного фильтра рассматриваемого класса и обеспечить выбор оптимальных схемотехнических решений.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 18-79-10109).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие. 3-е изд. СПб.: БХВ-Петербург. 2011. 768 с.
- Samoylov L.K., Denisenko D.Yu., Prokopenko N.N. The Function Approximation of the Signal Delay Time in the Anti-Alias Filter of the A/D Interface of the Instrumentation and Control System // 2018 IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech-2018). October, 22–23, 2018. Saint Petersburg, Russia. P. 1–3.
- 3. Денисенко Д.Ю., Иванов Ю.И., Прокопенко Н.Н. Выбор параметров аналоговых ограничителей спектра для цифровых систем обработки сигналов с учетом допусков и температурной нестабильности пассивных компонентов // Радиотехника. 2017. № 1. С. 148–152.
- Справочник по расчету и проектированию ARCсхем / С.А. Букашкин и др.; под ред. Ланнэ А.А. М.: Радио и связь, 1984, 366 с.
- Schaumann R., Farrell S. A tuning procedure for the correction of parasitic and high-frequency effects in multiple-feedback filters // Proc. IEEE Int. Sump. Circuits Systems, 1981. P. 319–322.

- 6. *Hercules G. Dimopoulos.* Analog Electronic Filters: Theory, Design and Synthesis. Springer Science+Business Media New York, 2015. 577 p.
- Akerberg D., Mossberg K. A versatile active RC building block with inherent compensation for the finite bandwidth of the amplifier // IEEE Trans. Circuits Syst. 21, 1974. P. 75–78.
- Wilson G. Compensation of some operational-amplifier based RC-active networks // IEEE Trans. Circuits Syst. 23, 1976. P. 443–446.
- 9. *Boutin N.* Active compensation of op-amp inverting amplifier using NIC // Electron. Lett. 17, 1981. P. 978–979.
- 10. *Mohan P.V.* VLSI Analog Filters Active RC, OTA-C, and SC // Hardcover / 2013. P. 618.
- 11. Денисенко Д.Ю., Иванов Ю.И., Финаев В.И. О влиянии параметров операционных усилителей на характеристики интеграторов // Отечественная наука в эпоху изменений: постулаты прошлого и теории нового времени. Часть 2 / Сборник трудов III международной научно-практической конференции. Екатеринбург: Издательство Екатеринбург. 2014. С. 35–38.
- Kerwin W.J., Huelsman L.P., Newcomb R.W. State-Variable Synthesis for Insensitive Integrated Circuit Transfer Functions // IEEE Journal of Solid-State Circuits. V. 2. № 3. P. 87–92. Sept. 1967. https://doi.org/10.1109/JSSC.1967.1049798
- Денисенко Д.Ю., Прокопенко Н.Н. Активный RC фильтр: пат. 2677362 Российская Федерация, опуб. 16.01.2019. БИ № 2.
- Иванов Ю.И. Универсальный активный RCфильтр: пат. 2149499 Российская Федерация, опуб. 20.05.2000. БИ № 14.