

вающие сохранение численных значений пассивных элементов и снимающие дополнительные ограничения в виде неравенств на их номиналы. Однако граничные синфазные напряжения и диапазон частот для коэффициента ослабления этого напряжения должны превосходить полосу пропускания ФНЧ. Во-вторых, использование дополнительных усилителей практически не изменяет дрейф нуля схемы.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Крутччинский С.Г., Цыбин М.С. Схемотехнические принципы взаимной компенсации влияния активных элементов. Бездрейфовые ограничители спектра // VII Междунар. науч.-практ. семинар «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники»: В 2 ч. Ч.2. – Шахты: ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2010. – С. 17-26.
2. Крутччинский С.Г., Старченко Е.И. Мультидифференциальные операционные усилители. Особенности схемотехники и практического применения // Труды 8-й Международной НТК «Актуальные проблемы твердотельной электроники и микроэлектроники». – Таганрог, 14-19 сентября 2002.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор С.Г. Крутччинский.

#### **Золотарёв Антон Владимирович**

Технологический институт федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Южный федеральный университет» в г. Таганроге.

E-mail: LiNED@mail.ru.

347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44.

Тел.: 88634371689.

Кафедра систем автоматического управления; магистрант.

#### **Цыбин Михаил Сергеевич**

E-mail: mc.tsibin@gmail.com.

Кафедра систем автоматического управления; ассистент.

#### **Zolotarev Anton Vladimirovich**

Taganrog Institute of Technology – Federal State-Owned Autonomy Educational Establishment of Higher Vocational Education “Southern Federal University”.

E-mail: LiNED@mail.ru.

44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia.

Phone: +78634371689.

The Department of Automatic Control Systems; Master.

#### **Tsibin Michael Sergeevich**

E-mail: mc.tsibin@gmail.com.

The Department of Automatic Control Systems; Assistant.

УДК 621.372.54.01

**И.И. Турулин, Ю.И. Булгакова**

### **МЕТОДИКА СИНТЕЗА УПРАВЛЯЕМЫХ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА БАЗЕ ЧАСТОТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ СИСТЕМНОЙ ФУНКЦИИ**

*Предлагается методика синтеза цифрового управляемого фильтра, коэффициенты которого выражаются в элементарных функциях и явным образом зависят от частоты среза или граничных частот. Это касается адаптивных систем, а также систем, работающих в условиях изменяющейся помехосигнальной обстановки, устройств адаптивной дискретизации. Данная методика позволяет достаточно просто синтезировать управляемые цифровые фильтры.*

*Управляемый цифровой фильтр; замена переменной.*

I.I. Turulin, U.I. Bulgakova

### TECHNIQUE OF SYNTHESIS OF OPERATED DIGITAL FILTERS ON THE BASIS OF FREQUENCY TRANSFORMATIONS OF SYSTEM FUNCTION

*This is the suggestion of technique of synthesis of the digital controlled filter, based on frequency transformations of system function. Coefficients are expressed by elementary functions and depend explicitly on cutoff frequency or border frequencies. This is the case of adaptive systems, and systems operating in a changing error-signal conditions, the adaptive sampling devices. This technique makes it easy to synthesize controlled digital filters.*

*Operated digital filter; change of variable.*

**Введение.** В различных технических системах находят применение цифровые фильтры с управляемой частотой среза (фильтры низких или верхних частот (ФНЧ и ФВЧ)) или с управляемыми граничными частотами (полосно-пропускающие или полосно-заграждающие фильтры (ППФ и ПЗФ)). Это касается адаптивных систем, а также систем, работающих в условиях изменяющейся помехосигнальной обстановки, устройств адаптивной дискретизации.

В данной статье предлагается методика синтеза управляемых фильтров на базе замены переменной  $z$  (частотных преобразований) в системной функции цифрового прототипа.

**Выбор структуры управляемого фильтра.** Как известно [1], системную (передаточную) функцию  $H(z)$  любого цифрового рекурсивного фильтра при  $m \leq n$  ( $m$  – степень числителя,  $n$  – знаменателя (порядок фильтра)) можно представить в виде произведения  $H(z) = \prod_{i=1}^K H_i(z)$  либо суммы  $H(z) = c + \sum_{i=1}^K H_i(z)$ . Здесь  $K \leq n$ ,

$c$  – константа (как правило,  $c = 0$ ),  $i$  – номер слагаемого или сомножителя,  $H_i(z)$  – соответствующая системная функция. Если  $n$  – четное,  $H_i(z)$  – системная функция звена II-го порядка. Если  $n$  – нечетное, то при  $n = 1$  будет звено I-го порядка, при  $n > 1$  – звенья II порядка и одно звено I-го порядка.

Выкладки для частотных преобразований типа ФНЧ-ППФ или ФНЧ-ПЗФ громоздки. Упростить их можно, если реализовать ППФ и ПЗФ в виде каскадного или параллельного соединений ФНЧ и ФВЧ (рис. 1,а,б соответственно). Это позволяет отдельно управлять граничными частотами для ППФ или ПЗФ. Вычислительная сложность перестройки при этом практически будет такой же, как и для частотных преобразований типа ФНЧ-ППФ или ФНЧ-ПЗФ при одинаковом порядке фильтров.

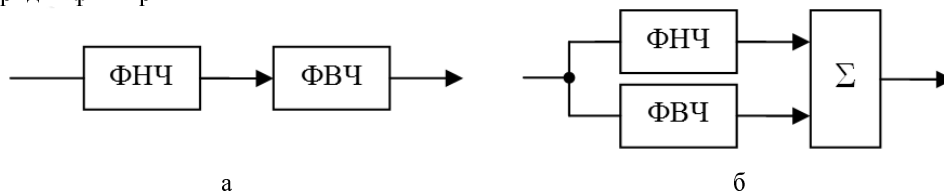


Рис. 1. Структуры управляемых ППФ или ПЗФ

**Формулы для коэффициентов звеньев цифровых управляемых фильтров.** Частотные преобразования ФНЧ-ФНЧ и ФНЧ-ФВЧ могут быть выражены в виде формул [1]

$$z^{-1} \rightarrow \pm \frac{-\alpha + z^{-1}}{1 - \alpha z^{-1}}, \quad (1)$$

где

$$\alpha = \frac{\begin{cases} \sin \\ \cos \end{cases} \left\{ \left( \frac{\omega_c - \omega'_c}{2} T_d \right) \right\}}{\begin{cases} \sin \\ \cos \end{cases} \left\{ \left( \frac{\omega_c + \omega'_c}{2} T_d \right) \right\}}, \quad (2)$$

$\omega_c$  – частота среза прототипа, обычно 1 рад/с;  
 $\omega'_c$  – частота среза преобразованного фильтра;  
 $T_d$  – шаг дискретизации.

Здесь верхний параметр в фигурных скобках или верхний знак в символах « $\pm$ » и « $\mp$ » соответствует преобразованию ФНЧ-ФНЧ, нижний – ФНЧ-ФВЧ. Системная функция звена I-го порядка [1]:

$$H_1(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1}}{1 - b_1 z^{-1}}. \quad (3)$$

После подстановки формулы (1) в (3) получим новую системную функцию:

$$H'_1(z) = \frac{a'_0 + a'_1 z^{-1}}{1 - b'_1 z^{-1}},$$

коэффициенты которой равны

$$\begin{aligned} a'_0 &= (a_0 \mp a_1 \alpha) k_0; \\ a'_1 &= (-\alpha a_0 \pm a_1) k_0; \\ b'_1 &= (\alpha \pm b_1) k_0, \end{aligned} \quad (4)$$

где  $k_0 = \frac{1}{1 \pm b_1 \alpha}$ .

Системная функция звена II-го порядка [1]:

$$H_2(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 - b_1 z^{-1} - b_2 z^{-2}}. \quad (5)$$

Подставив формулу (1) в (5), получим новую системную функцию:

$$H'_2(z) = \frac{a'_0 + a'_1 z^{-1} + a'_2 z^{-2}}{1 - b'_1 z^{-1} - b'_2 z^{-2}},$$

коэффициенты которой равны

$$\begin{aligned} a'_0 &= (a_0 \mp a_1 \alpha + a_2 \alpha^2) k_0; \\ a'_1 &= [-2\alpha(a_0 + a_2) \pm a_1(1 + \alpha^2)] k_0; \\ a'_2 &= (a_0 \alpha^2 \mp a_1 \alpha + a_2) k_0; \\ b'_1 &= [2\alpha(1 - b_2) \pm b_1(1 + \alpha^2)] k_0; \\ b'_2 &= (-\alpha^2 \mp b_1 \alpha + b_2) k_0, \end{aligned} \quad (6)$$

где  $k_0 = \frac{1}{1 \pm b_1 \alpha - b_2 \alpha^2}$ .

При программной реализации фильтра его коэффициенты программируются согласно формуле (6); знак  $\pm$  может быть учтен в виде флага, принимающего значения  $\pm 1$ . Знак  $\mp$  есть тот же флаг со знаком «-».

Разностные уравнения, реализующие звенья I-го или II-го порядка управляемого ФНЧ или ФВЧ, имеют стандартный вид [1] (коэффициенты звеньев одного ФНЧ или ФВЧ будут разные) и выражаются формулами

$$y_n = a'_0 x_n + a'_1 x_{n-1} + b'_1 y_{n-1}, \quad (7)$$

$$y_n = a'_0 x_n + a'_1 x_{n-1} + a'_2 x_{n-2} + b'_1 y_{n-1} + b'_2 y_{n-2}. \quad (8)$$

Для звена I-го порядка коэффициенты определяются формулой (4), звена II-го порядка – формулой (6).

#### Алгоритм реализации фильтра

1. Выбор типа аппроксимации АЧХ фильтра (Бесселя, Баттерворта и т.д.) и ее параметров (если таковые имеются), порядка  $n$  и класса (ФНЧ, ФВЧ и т.д.) фильтра, структуры управляемого фильтра: каскадная (рис. 1, а) или параллельная (рис. 1, б).
2. Для ФНЧ и ФВЧ производят расчет звеньев II-го порядка (и одного звена I-го порядка, если  $n$  нечетно) с помощью программы Filter Solutions. Для уменьшения влияния погрешностей квантования частоту среза рекомендуется выбирать примерно равной  $\sqrt{f_1 f_2}$ , где  $[f_1, f_2]$  – диапазон перестройки ФВЧ или ФНЧ. Для каждого звена II-го порядка получают свои значения коэффициентов  $a_0, a_1, a_2, b_1, b_2$  в формуле (5), для звена I-го порядка – другие коэффициенты  $a_0, a_1, b_1$ , определяемые формулой (3). В программе Filter Solutions системная функция цифрового фильтра отображается на экране при нажатии кнопки Transfer Function. Каскадное соединение звеньев выбирается установкой флажка «casc», параллельное – флажкам «para». Иногда числитель передаточной функции умножен на постоянный коэффициент  $k$ .
3. Программирование коэффициентов формул (6) (и (4), если  $n$  нечетно) с учетом формулы (2), в которые входит переменная – частота среза ФНЧ или ФВЧ (имеется в виду программа, реализующая управляемый фильтр).
4. Рассчитанные или пересчитанные по формулам (2) и (6) коэффициенты звеньев II-го порядка  $a'_0, a'_1, a'_2, b'_1, b'_2$  (и коэффициенты  $a'_0, a'_1, b'_1$  одного звена I-го порядка, если  $n$  нечетно; формула (4)) используют в разностных уравнениях (8) и (7) соответственно. Входной или выходной сигнал цифрового управляемого ФНЧ или ФВЧ домножают на коэффициент  $k$  (или сигнал управляемого фильтра в целом – на произведение коэффициентов  $k$  для ФНЧ и ФВЧ – для структур на рис. 1).

Схематически процесс управления частотой среза ФНЧ или ФВЧ выглядит следующим образом: частота среза  $\omega_c \rightarrow$  формула (2)  $\rightarrow$  формулы (4), (6)  $\rightarrow$  формулы (7), (8). Подробное описание методики с примерами и имитационными моделями приводится в [2].

**Оценка вычислительной сложности.** Как известно, вычислительная сложность программной реализации произвольного цифрового фильтра общего вида, имеющего  $M$  и  $N$  ненулевых коэффициентов в цепях прямых и обратных связей соответственно, составляет  $M + N - 1$  сложений и  $M + N$  умножений.

Поскольку фильтр состоит в основном из звеньев II-го порядка и, возможно, одного звена I-го порядка, то для упрощения оценок вычислительной сложности перестройки будем использовать формулы коэффициентов только звеньев II-го

порядка. Из анализа формул (2) и (6) следует, что на единицу порядка ФНЧ или ФВЧ для данного метода приходится 1 синус или косинус, 8 сложений, 12 умножений и 0,5 делений. Для фильтра порядка  $n$  эти значения умножаются на  $n$ .

**Заключение.** Таким образом, данная методика позволяет достаточно просто синтезировать управляемые цифровые фильтры.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры: расчет и реализация. – М.: Мир, 1982. – 452 с.
2. Турулин И.И. Управляемые цифровые фильтры. Технолог. ин-тут. Южн. федерал. ун-та, Таганрог, 2009. – 260 с. – Библиогр. 22 назв. – Рус. Деп. в ВИНТИ 18.06.09. № 383-B2009.

Статью рекомендовал к опубликованию к.т.н. А.Н. Долгов.

**Турулин Игорь Ильич**

Технологический институт федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Южный федеральный университет» в г. Таганроге.

E-mail: turulin59@gmail.com.

347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44.

Тел.: 88634371638.

Кафедра автоматизированных систем научных исследований и экспериментов; профессор.

**Булгакова Юлия Ивановна**

E-mail: sunshine\_yu@mail.ru.

Тел.: 88634673641.

Аспирантка.

**Turulin Igor' P'ich**

Taganrog Institute of Technology – Federal State-Owned Autonomy Educational Establishment of Higher Vocational Education “Southern Federal University”.

E-mail: turulin59@gmail.com.

44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia.

Phone: +78634371638.

The Department of Automated Research Systems; Professor.

**Bulgakova Uyliya Ivanovna**

E-mail: sunshine\_yu@mail.ru.

Phone: +78634673641.

Postgraduate Student.

УДК 621.372

**А.Е. Титов**

### **ДВУХКАНАЛЬНЫЙ ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С МИНИМАЛЬНЫМ ДРЕЙФОМ НУЛЯ**

*Рассматриваются результаты проектирования структурно оптимальной принципиальной схемы двухканального инструментального усилителя. Показано, что использование мультидифференциальных операционных усилителей позволяет минимизировать дрейф нуля инструментального усилителя и влияние резистивных элементов на коэффициент ослабления синфазного сигнала при заданном дифференциальном коэффициенте усиления. Приводятся результаты моделирования принципиальной схемы в среде PSpice, реализованной на базе компонентов радиационно стойкого АБМК.*

*Инструментальный усилитель; минимальный дрейф нуля; коэффициент ослабления синфазного сигнала.*