

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

Ханян Гамлет Сократович – Центральный институт авиационного моторостроения им. П.И. Баранова; e-mail: khanian@mail.ru; 111116, г. Москва, ул. Авиамоторная, 2; старший научный сотрудник; к.т.н.

Khanyan Gamlet Sokratovich – Central Institute of Aviation Motors; e-mail: khanian@mail.ru; 2, Aviamotornaya street, Moscow, 111116, Russia; principal researcher; cand. of eng. sc.

УДК 621.372.54

В.П. Тепин, А.В. Тепин

СИНТЕЗ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ АНАЛОГОВЫХ И ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ

Рассматриваются произвольный аналоговый фильтр с управляемой частотой настройки при неизменной форме частотной характеристики, а также эквивалентный ему рекурсивный цифровой фильтр, управляемый двумя способами: прямым – изменением частоты дискретизации, а также косвенным – изменением весовых коэффициентов. Предлагаются методы синтеза таких фильтров, основанные на частотном масштабировании и билинейном z-преобразовании аргумента передаточной функции базового аналогового или цифрового фильтра. Эти методы гарантируют эквивалентность не только частотных характеристик, но также и законов перестройки фильтров рассматриваемого класса.

Перестраиваемый фильтр; синтез передаточной функции; прямой и косвенный способы перестройки; частотное масштабирование; закон перестройки.

V.P. Tepin, A.V. Tepin

SYNTHESIS OF EQUIVALENT TUNABLE ANALOG AND DIGITAL FILTERS

In this paper, we consider a tunable analog filter and equivalent recursive digital filter. Their adjustment frequency is controlled provided that frequency response remains invariable. Two modes of digital filter tuning are discussed: direct one – by varying a sampling frequency, and indirect one – by varying the filter weighting coefficients. We propose several methods for either filter synthesis which use frequency scaling and bilinear z-transform of basic analog or digital filter transfer function's argument. These methods ensure both the frequency responses and control laws equivalence for the filters considered.

Tunable analog filter; tunable digital filter; transfer function synthesis; direct and indirect control modes; frequency scaling; control law.

Введение. Перестраиваемые аналоговые и цифровые фильтры широко используются в современных системах автоматического управления, а также в информационно-измерительных и телекоммуникационных системах, обеспечивая адаптивную селекцию и обработку, формирование, поиск и автоматическое сопровождение сигналов, слежение за их частотой, подавление нестационарных помех, а также решение ряда других задач. Среди них наиболее распространены фильтры, относящиеся к классу «частотно-масштабируемых», управление частотой настройки которых достигается без искажения формы частотных характеристик, путем изменения масштаба аргумента передаточной функции [1]. Известно, что при этом масштабируются не только частотные, но и временные характеристики [2]. Такие фильтры применяются также для реализации управляемых генераторов периодических и непериодических колебаний, в частности – параметрических генераторов динамического хаоса, а также систем защищенной передачи информации на их основе [3, 4].

Цель работы – разработка методов синтеза и взаимного преобразования передаточной функции частотно-масштабируемого аналогового фильтра (АФ) и эквивалентного ему рекурсивного цифрового фильтра (ЦФ), перестраиваемого двумя способами: прямым – изменением частоты дискретизации и косвенным – изменением весовых коэффициентов.

Постановка задач. Рассматриваются эквивалентные АФ и ЦФ произвольного порядка и вида АЧХ (ФНЧ, ФВЧ и др.), с произвольной аппроксимацией (по Баттерворту, Бесселю и др.). Под частотой настройки ω_c понимается любая контрольная точка АЧХ фильтра, например, частота среза ФНЧ. Под влиянием произвольного положительного скалярного управляющего воздействия g эта частота изменяется по линейному закону

$$\omega_c = g\omega_{c0}, \quad (1)$$

где ω_{c0} – ее значение при единичном воздействии $g = 1$.

Передаточная функция перестраиваемого аналогового фильтра (ПАФ) обозначается через $H(p, g)$, цифрового с прямой перестройкой (ЦФП) – через $W^П(z, g)$, с косвенной перестройкой (ЦФК) – через $W^K(z, g)$, где p и $z = \exp(2\pi p/\omega_s)$ – операторы непрерывного и дискретного преобразований Лапласа, а ω_s – угловая частота дискретизации. Верхний индекс «П» означает принадлежность прямой перестройке, а «К» – косвенной.

Вводится понятие базового аналогового фильтра (БАФ) и базового цифрового фильтра (БЦФ) с передаточной функцией $H^B(p)$ и $W^B(z)$. Верхний индекс B указывает на принадлежность базовому фильтру. Эти фильтры имеют фиксированную частоту настройки ω_{c0} , и при $g = 1$ их передаточная функция совпадает с функцией соответствующего ПАФ, ЦФП или ЦФК:

$$H(p, 1) = H^B(p), \quad W^П(z, 1) = W^K(z, 1) = W^B(z). \quad (2)$$

Эквивалентность фильтров означает наличие соотношения между этими функциями в форме стандартного билинейного-преобразования аргумента [5]:

$$p = (\omega_s/\pi)(z - 1)/(z + 1), \quad z = ((\omega_s/\pi) + p)/((\omega_s/\pi) - p). \quad (3)$$

Рассматриваются следующие задачи:

- ◆ синтез передаточной функции БЦФ на основе БАФ;
- ◆ синтез закона преобразования БАФ в ПАФ, а также БЦФ в ЦФП и ЦФК;
- ◆ выявление взаимосвязи передаточных функций разнородных фильтров (БАФ и БЦФ, БАФ и ЦФП, БАФ и ЦФК, ПАФ и ЦФП, ПАФ и ЦФК).

Синтез БЦФ на основе БАФ. Применение к передаточной функции БАФ билинейного преобразования (3) приводит к следующим соотношениям между $H^B(p)$ и $W^B(z)$:

$$W^B(z) = H^B((\omega_s/\pi)(z - 1)/(z + 1)), \quad H^B(p) = W^B(((\omega_s/\pi) + p)/((\omega_s/\pi) - p)). \quad (4)$$

Синтез ПАФ на основе БАФ. Операция частотного масштабирования, обеспечивающая перестройку АФ по закону (1), выражается следующим преобразованием аргумента его передаточной функции [1]: $p \rightarrow p/g$. С учетом этого общая формула передаточной функции ПАФ принимает вид

$$H(p, g) = H^B(p/g). \quad (5)$$

Синтез ЦФП на основе БЦФ. Известно, что частота настройки любого цифрового фильтра прямо пропорциональна частоте дискретизации [5], поэтому для его перестройки прямым способом по закону (1) достаточно управлять этой частотой по аналогичному закону: $\omega_s(g) = g\omega_{s0}$, где ω_{s0} – значение частоты дискретизации, соответствующее $g = 1$.

Изменение частоты дискретизации приводит к масштабированию аргумента передаточной функции БЦФ: $z(g) = \exp(2\pi\omega/(\omega_{s0}g)) = z^{1/g}$. Следовательно, закон преобразования БЦФ в ЦФП можно получить следующей заменой аргумента передаточной функции БЦФ:

$$W^{\Pi}(z, g) = W^B(\exp(2\pi\omega/(\omega_{s0} g))) = W^B(z^{1/g}). \quad (6)$$

Достоинством ЦФП является простота реализации – перестройка фильтра любого порядка обеспечивается изменением единственного его параметра. Однако имеется серьезный недостаток – ограниченный диапазон перестройки, либо необходимость перестройки аналоговых антиалейзинговых фильтров, включаемых на входе фильтра и на его выходе для предотвращения наложения смещенных при дискретизации спектров [5].

Синтез ЦФК на основе БЦФ. Эта задача решается в два этапа. На первом, применяя билинейное преобразование к передаточной функции ПАФ (5), определяется закон преобразования БАФ в ЦФК:

$$W^K(z, g) = H^B([\omega_s/\pi)(z - 1)/(z + 1)]/g). \quad (7)$$

Затем, используя связь передаточной функции БАФ и БЦФ в форме (4), находится искомое соотношение между передаточной функцией ЦФК и БЦФ в виде

$$W^K(z, g) = W^B((z + G(g))/(zG(g) + 1)), \quad G(g) = (g - 1)/(g + 1). \quad (8)$$

Таким образом, рассматриваемая задача решается следующим преобразованием аргумента передаточной функции БЦФ:

$$z \rightarrow (z + G(g))/(zG(g) + 1). \quad (9)$$

Полученное преобразование является модификацией известного в теории цифровых фильтров преобразования Константинидиса [5]. В отличие от последнего, оно гарантирует реализацию линейного закона перестройки (1).

Очевидно, что ЦФК свободен от основного недостатка ЦФП – необходимости перестройки аналоговых антиалейзинговых фильтров. Косвенный способ перестройки реализуется при фиксированной частоте дискретизации путем согласованного управления каждым из коэффициентов передаточной функции $W^K(z, g)$ по определенным законам. Задача синтеза этих законов рассмотрена в работе [6].

Синтез ЦФК на основе БАФ. Соотношение между передаточными функциями ЦФК и БАФ можно получить, преобразовав вначале БАФ в ПАФ по формуле (5), а затем ПАФ в ЦФК заменой p на z по формуле (3)

$$W^K(z, g) = H^B\left(\frac{\omega_s z - 1}{\pi g z + 1}\right). \quad (10)$$

Установленные взаимосвязи передаточных функций перестраиваемых аналоговых и цифровых фильтров систематизированы в табл. 1, а также представлены на рис. 1 в виде диаграммы алгоритмов взаимных преобразований.

Таблица 1

Законы взаимного преобразования передаточной функции перестраиваемых аналоговых и цифровых фильтров

№	Вид	Закон
1А, 1Б	БАФ → ПАФ, ПАФ → БАФ	$H(p, g) = H^B(p/g), \quad H^B(p) = H(p, 1)$
2А, 2Б	БАФ → БЦФ, БЦФ → БАФ	$W^B(z) = H^B((\omega_s/\pi)(z - 1)/(z + 1)),$ $H^B(p) = W^B((1 + \pi p/\omega_s)/(1 - \pi p/\omega_s))$
3А, 3Б	БЦФ → ЦФП, ЦФП → БЦФ	$W^{\Pi}(z, g) = W^B(z^{1/g}), \quad W^B(z) = W^{\Pi}(z, 1)$
4А, 4Б	БЦФ → ЦФК, ЦФК → БЦФ	$W^K(z, g) = W^B((z + G(g))/(zG(g) + 1)),$ $W^B(z) = W^K(z, 1), \quad G(g) = (g - 1)/(g + 1)$
5А, 5Б	БАФ → ЦФК, ЦФК → БАФ	$W^K(z, g) = H^B\left(\frac{\omega_s z - 1}{\pi g z + 1}\right), \quad H^B(p) = W^K\left(\frac{1 + \pi gp/\omega_s}{1 - \pi gp/\omega_s}, 1\right)$

Окончание табл. 1

№	Вид	Закон
6А, 6Б	ПАФ → ЦФК, ЦФК → ПАФ	$W^K(z, g) = H\left(\frac{\omega_S z-1}{\pi z+1}, g\right), H(p, g) = W^K\left(\frac{1+\pi p/\omega_S}{1-\pi p/\omega_S}, g\right)$
7А, 7Б	БАФ → ЦФП, ЦФП → БАФ	$W^\Pi(z, g) = H^B\left(\frac{\omega_S z^{1/g}-1}{\pi z^{1/g}+1}\right), H^B(p) = W^\Pi\left(\left(\frac{1+\pi p/\omega_S}{1-\pi p/\omega_S}\right)^g, 1\right)$
8А, 8Б	ПАФ → ЦФП, ЦФП → ПАФ	$W^\Pi(z, g) = H\left(\frac{\omega_S z^{1/g}-1}{\pi z^{1/g}+1}, 1\right), H(p, g) = W^\Pi\left(\frac{1+\pi p/(g\omega_S)}{1-\pi p/(g\omega_S)}, 1\right)$
9А, 9Б	ЦФК → ЦФП, ЦФП → ЦФК	$W^\Pi(z, g) = W^K(z^{1/g}, 1), W^K(z, g) = W^\Pi\left(\frac{z+G(g)}{zG(g)+1}, 1\right)$

На диаграмме показано, что каждый из рассматриваемых фильтров можно синтезировать различными способами. Например, ЦФК можно синтезировать на основе БЦФ, используя формулу 4А из табл. 1, на основе ПАФ по формуле 6А, либо на основе БАФ по формуле 5А.

Показаны также алгоритмы обратных преобразований. Например, БЦФ можно преобразовать в БАФ по формуле 2Б, ЦФК в БАФ по формуле 5Б и т.д.

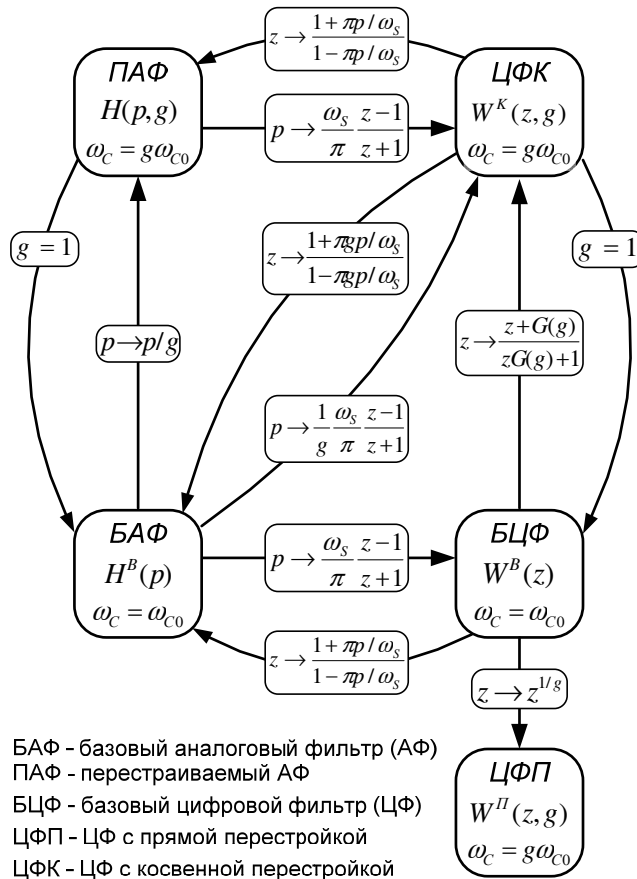


Рис. 1. Алгоритмы взаимного преобразования передаточной функции аналоговых и цифровых перестраиваемых фильтров

Заключение. Предложенные методы синтеза и взаимного преобразования передаточной функции могут непосредственно использоваться при проектировании перестраиваемых аналоговых и цифровых фильтров различного назначения.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Змий Б.Ф., Ланнэ А.А.* Синтез линейных цепей с управляемыми характеристиками // Теоретическая электротехника. – 1983. – № 35. – С. 26-36.
2. *Pavan S., Tsvividis Y.* Time-scaled networks - Properties and applications in the design of programmable analog filter // IEEE Transactions on Circuits and Systems. – Part II. – Vol.47, № 2, February 2000. – P. 161-165.
3. *Тепин В.П., Тепин А.В.* Параметрические и автопараметрические системы с хаотической динамикой // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2011. – № 6 (112). – С. 84-93.
4. *Тепин В.П., Тепин А.В.* Управление динамическим хаосом: синхронизация параметрических гиперхаотических систем // Труды Международного конгресса по интеллектуальным системам и информационным технологиям (IS&IT'11). Научное издание в 4-х томах. Т. 1. – М., Физматлит, 2011. – С. 440-447.
5. *Айчифер Э.* Цифровая обработка сигналов: практический подход. – 2-е изд.: Пер. с англ. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2004. – 992 с.
6. *Тепин В.П., Тепин А.В.* Программируемые цифровые фильтры: синтез законов управления передаточной функцией // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2011. – № 1. – С. 50-57.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Я.Е. Ромм.

Тепин Владимир Петрович – Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Южный федеральный университет»; e-mail: vtepin@gmail.com; 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский 44; тел.: 88634613116; кафедра систем автоматического управления; доцент.

Тепин Алексей Владимирович – e-mail: alexey.tepin@gmail.com; кафедра систем автоматического управления; аспирант.

Tepin Vladimir Petrovich – Federal State-Owned Autonomy Educational Establishment of Higher Vocational Education “Southern Federal University”; e-mail: vtepin@gmail.com; 44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia; phone: +78634613116; the department of automatic control systems; associate professor.

Tepin Alexey Vladimirovich – e-mail: alexey.tepin@gmail.com; the department of automatic control systems; postgraduate student.

УДК 621.396.67

В.И. Джиган

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ И ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ RLS-АЛГОРИТМОВ В АРИФМЕТИКЕ ДЕЙСТВИТЕЛЬНЫХ ЧИСЕЛ ДЛЯ МНОГОЛУЧЕВЫХ АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

Рассматривается вычислительная процедура одного из возможных алгоритмов вычисления весовых коэффициентов многолучевой адаптивной антенной решетки для приема сигналов с постоянной огибающей информационных символов – линейно-ограниченного рекурсивного алгоритма по критерию наименьших квадратов. Указаны условия, позволяющие свести большую часть операций алгоритма к арифметике действительных чисел. Приводятся части алгоритма, связанные с линейными ограничениями и с вычислением векторов коэффициентов Калмана. Рассматриваются оценки вычислительной сложности и результаты математического моделирования, подтверждающие эффективность алгоритма.

Адаптивная антенная решетка; RLS-алгоритм; линейные ограничения; действительная арифметика; комплексная арифметика.