

4. Потапов А. Н., Сысоев Е. С. Особенности функционирования эргатических радиоэлектронных средств управления воздушным движением // Научные чтения им. А. С. Попова: сб. ст. региональной науч.-практ. конф. курсантов, студентов, молодых ученых, Воронеж, 16 окт. 2012 г. / ВУНЦ ВВС "ВВА". Воронеж, 2012. С. 38–42.

A. N. Potapov

Air Force Academy n. a. Professor N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin (Voronezh)

5. Потапов А. Н. К вопросу разрешения конфликтов в практической подготовке лиц группы руководства полетами // Теория конфликта и ее приложение: материалы I Всерос. науч.-техн. конф., Воронеж, 26–29 июня 2000 г. / ВГТА. Воронеж, 2000. С. 24–27.

Generalized Formalization Related Signs of Functioning Ergo Technical Information Electronic Systems on the Basis of Their Structural and Logical Models

Performed a generalized formalization related signs of functioning ergo technical information radio electronic systems (RES), which allows to solve the problem of unified description of the functioning of the RES, with invariance to their substantive appointment. The possibility of implementation of the RES functions selection, allocation and reallocation of resources depend on its inherent mechanisms of control. On the basis of a unified approach to the representation of the RECs, as well as given their handling, refined structural and logical description of ergo technical RES.

Radio-electronic system, structural-logic, control, model, radio conditions, interference, automated

Статья поступила в редакцию 8 февраля 2016 г.

УДК 621.372.55

Ю. М. Иншаков

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

А. В. Белов

Институт экспериментальной медицины (Санкт-Петербург)

Перестраиваемый активный RC-фазовый контур

Рассмотрена реализация схемы активного RC-фазового контура второго порядка с независимой перестройкой частоты и добротности. Частота фазового контура перестраивается в девять раз с помощью одного потенциометра при постоянстве крутизны фазочастотной характеристики и единичном значении коэффициента передачи в рабочем диапазоне частот.

Активный RC-фазовый контур, независимая перестройка частоты и добротности

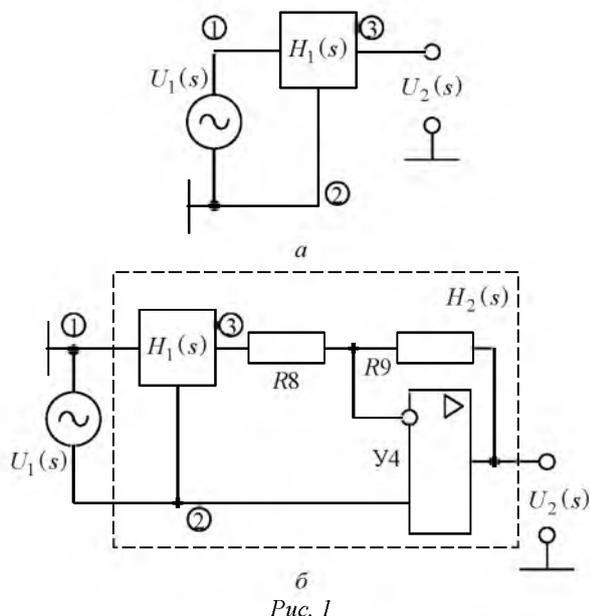
При разработке современной аппаратуры связи, а также систем автоматического регулирования, возникает необходимость применения перестраиваемых активных фазовых RC-корректоров, поскольку коррекция фазовых искажений, например в системах связи, относится к эффективным и в то же время к сравнительно простым средствам повышения их качественных и количественных показателей [1]. Фазовые искажения, вносимые каналами связи и амплитудными корректорами, можно скорректировать с помощью перестраиваемых фазовых контуров (ФК). Вопросам их проектирования уделено внимание в [1]–[3]. Регулировка по частоте фильтров второго порядка при сохранении постоянства добротности обычно возможна при

одновременном синхронном изменении двух частото задающих элементов, как правило, резисторов. С помощью одного регулируемого резистивного элемента перестройка возможна в небольшом диапазоне частот и при изменении добротности.

Целью настоящей статьи является рассмотрение вопросов синтеза активного RC ФК с независимой перестройкой в широких пределах частот нулей, полюсов и его добротности. Синтез передаточной функции (ПФ) ФК осуществляется использованием дополнительного топологического преобразования исходной схемы инвертирующего перестраиваемого активного полосового RC-фильтра, описанного в [4].

Схема активного ФК получена на основе дополнительного топологического преобразования

схемы перестраиваемого активного полосового RC-фильтра, описанного в [4]. Дополнительное топологическое преобразование [5] заключается в переносе в исходной схеме (рис. 1, а) общего провода ("земли" сигнала) по источнику входного напряжения $U_1(s)$ при сохранении выходного вывода 3 (рис. 1, б). Для преобразования ПФ инвертирующего полосового RC-фильтра $H_1(s)$ в фазовый контур с ПФ $H_2(s)$ необходимо, чтобы полосовой фильтр был неинвертирующим и его коэффициент передачи на резонансной частоте должен быть равен 2. Инвертор на операционном усилителе У4 (рис. 1, б) с коэффициентом передачи по напряжению "-2" обеспечивает выполнение этих условий при выборе $R_9 = 2R_8$. В этом случае дополнительное топологическое преобразование имеет вид $2H_1(s) + H_2(s) = 1$.



Отсюда передаточная функция ФК

$$H_2(s) = 1 - 2H_1(s). \quad (1)$$

ПФ исходного полосового инвертирующего активного RC-фильтра $H_1(s)$ (рис. 1, а) имеет вид [4]

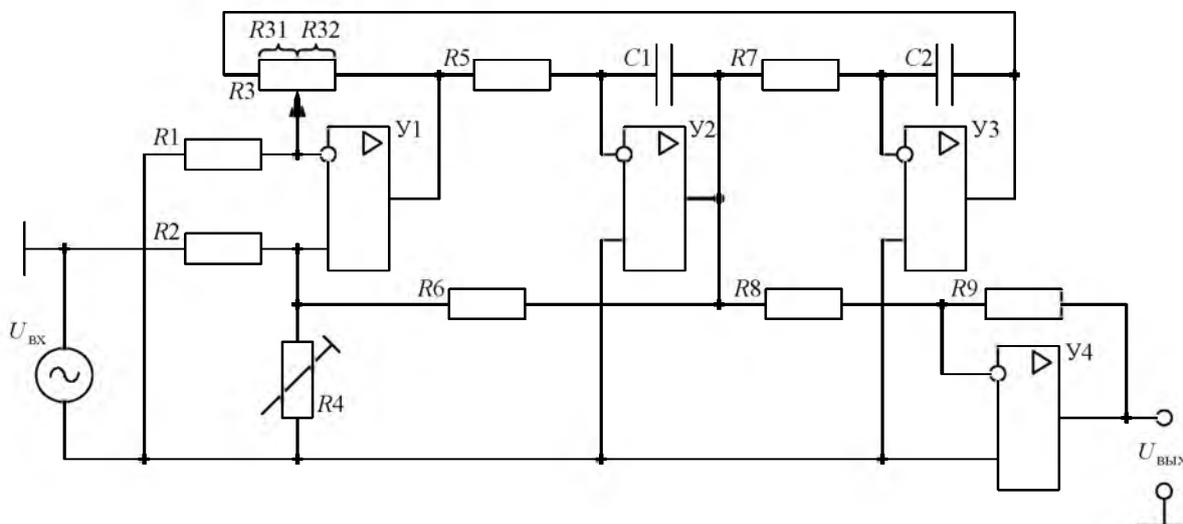
$$H_1(s) = -\frac{sh_m\omega_0/Q}{s^2 + s\omega_0/Q + \omega_0^2}, \quad (2)$$

где h_m – коэффициент передачи полосового фильтра на резонансной частоте ω_0 ; Q – добротность фильтра.

Подставив (2) в (1) при $h_m = 2$, получим ПФ $H_2(s)$ активного ФК (рис. 1, б):

$$\begin{aligned} H_2(s) &= 1 - \frac{sh_m\omega_0/Q}{s^2 + s\omega_0/Q + \omega_0^2} = \\ &= \frac{s^2 + s(1-h_m)\omega_0/Q + \omega_0^2}{s^2 + s\omega_0/Q + \omega_0^2} \Big|_{h_m=2} = \\ &= \frac{s^2 - s\omega_0/Q + \omega_0^2}{s^2 + s\omega_0/Q + \omega_0^2}. \end{aligned} \quad (3)$$

Из (3) следует, что при выполненном топологическом преобразовании исходной схемы полосового фильтра частота и добротность ФК соответствуют частоте полосового фильтра и его добротности. Схема активного RC ФК после дополнительного топологического преобразования приведена на рис. 2. Схема содержит кольцо из пассивных элементов: резисторов $R5$ и $R7$, конденсаторов $C1$ и $C2$, а также потенциометра $R3$. Потенциометр $R3$ используется для перестройки частоты ФК в широких пределах. Резистор $R1$, подключенный к движку потенциометра $R3$, обеспе-



чивает стабильность добротности при перестройке ФК по частоте. Добротность ФК регулируется переменным резистором $R4$.

В полученной схеме активного ФК примем равными сопротивления резисторов $R_2 = R_6 = R$ и емкости конденсаторов $C_1 = C_2 = C$. Тогда, используя результаты анализа ПФ полосового фильтра, произведенные в [4], запишем формулы для одинаковых частот нулей и полюсов $\omega_n = \omega_p = \omega_0$ и добротности Q ФК:

$$\begin{aligned} \omega_0 &= [1/(RC)]\sqrt{\beta/(1-\beta)}; \\ Q &= \sqrt{\beta(1-\beta)} / \{K_Q [1 + \lambda\beta(1-\beta)]\}, \end{aligned} \quad (4)$$

где β – коэффициент перестройки частоты $\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi/T_0$ ФК; K_Q – коэффициент добротности схемы; λ – параметр, характеризующий постоянство добротности при перестройке частоты.

Коэффициент перестройки β задается соотношением между сопротивлениями плеч резистора $R3$ ($R_3 = R_{31} + R_{32}$) (см. рис. 2):

$$R_{31} = (1 - \beta)R_3; \quad R_{32} = \beta R_3. \quad (5)$$

Параметр λ определяется соотношением сопротивлений:

$$\lambda = R_3/R_1. \quad (6)$$

Коэффициент добротности K_Q определяется как коэффициент передачи резистивного делителя напряжения, одно плечо которого является параллельным соединением $R2$ и $R4$, а второе – резистором $R6$:

$$K_Q = G_6 / (G_2 + G_4 + G_6), \quad (7)$$

где $G_6 = 1/R_6$; $G_2 = 1/R_2$; $G_4 = 1/R_4$ – проводимости резисторов.

Рассмотрим соотношения между параметрами элементов схемы ФК (см. рис. 2), обеспечивающие независимость перестройки ФК по частоте и по добротности (4) в широких пределах.

Из (4)–(7) следует, что параметры ω_0 , Q можно независимо регулировать за счет изменения параметров β и K_Q . Проанализируем возможность перестройки частот нулей и полюсов ФК ω_0 в широких пределах при сохранении неизменной его добротности Q . Регулирование добротности ФК при изменении параметра K_Q осуществляется с помощью переменного резистора $R4$, который вклю-

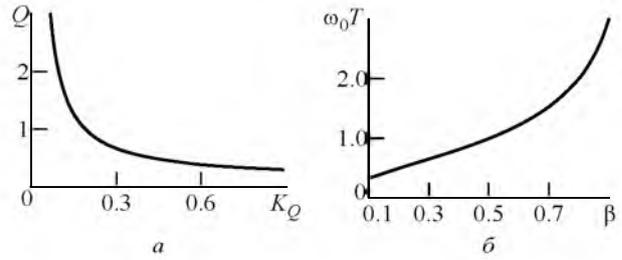


Рис. 3

чен в делитель напряжения на резисторах $R2$, $R4$, $R6$, определяющий глубину отрицательной обратной связи. При уменьшении сопротивления $R4$ глубина местной обратной связи уменьшается, при этом уменьшается коэффициент K_Q (7) и увеличивается добротность Q . Зависимость добротности Q (4) от коэффициента K_Q (7) при $\beta = 0.5$, $\lambda = 6$ (рис. 3, а) иллюстрирует возможность ее регулирования в широких пределах.

Частота ФК ω_0 перестраивается с помощью потенциометра $R3$. При перемещении его движка к выходу усилителя У1 эта частота уменьшается, при перемещении в противоположном направлении – увеличивается (4). При изменении параметра β пределах 0.1...0.9 нормированная частота $\omega_0 T$ изменяется в девять раз (рис. 3, б).

Изменения нормированного значения добротности QK_Q при перестройке частоты представлены на рис. 4 для различных значений λ . При $R_1 \rightarrow \infty$ (отсутствие резистора $R1$) коэффициент $\lambda = 0$, добротность максимальна во всем диапазоне перестройки, однако изменяется в наибольшей степени. Значение $\lambda = 6$ оптимально для обеспечения постоянства добротности. При этом значении в диапазоне перестройки в девять раз ($0.1 \leq \beta \leq 0.9$) добротность изменяется приблизительно на $\pm 2\%$. Необходимо отметить, что стабильность добротности получена за счет ее уменьшения в 2.5 раза по сравнению с максимальной при $\lambda = 0$ (рис. 4).

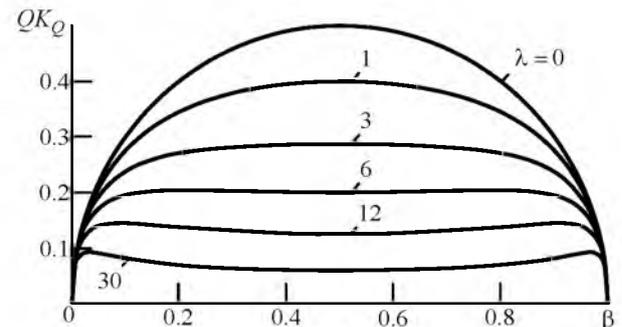


Рис. 4

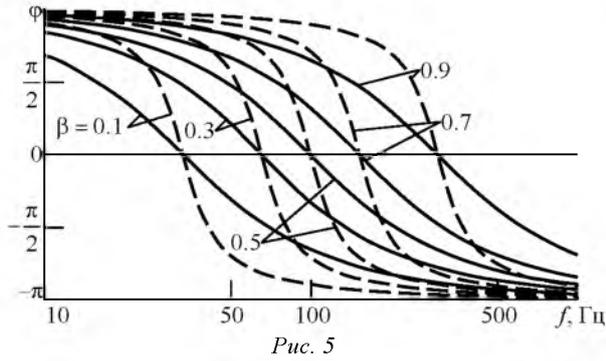


Рис. 5

Исследуем фазочастотную характеристику (ФЧХ) ФК, выражение для которой найдем из (3):

$$\varphi_{\text{ФК}}(\omega) = -2 \operatorname{arctg} \left(\frac{\omega \omega_0 / Q}{\omega_0^2 - \omega^2} \right). \quad (8)$$

На рис. 5 показаны ФЧХ ФК при добротности $Q = 1.2$ (сплошные линии) и $Q = 2.6$ (штриховые линии) и при следующих параметрах элементов схемы (см. рис. 2):

$$\begin{aligned} R_1 &= 16 \text{ кОм}; R_2 = R_3 = R_5 = R_6 = R_7 = \\ &= R_8 = 100 \text{ кОм}; R_4 = 16 \text{ кОм (при } Q = 1.2) \\ &\text{и } 8.8 \text{ кОм (при } Q = 2.6); R_1 = 200 \text{ кОм}; \\ C_1 &= C_2 = 16 \text{ нФ}. \end{aligned}$$

Перестройка осуществлялась с помощью потенциометра R_3 . Представленные характеристики подтверждают девятикратное изменение частоты ($f_1 = 0.333 f_0$, $f_2 = 3 f_0$) при изменении β в пределах $0.1 \dots 0.9$. При этом добротность во всем диапазоне перестройки частоты сохранялась практически постоянной.

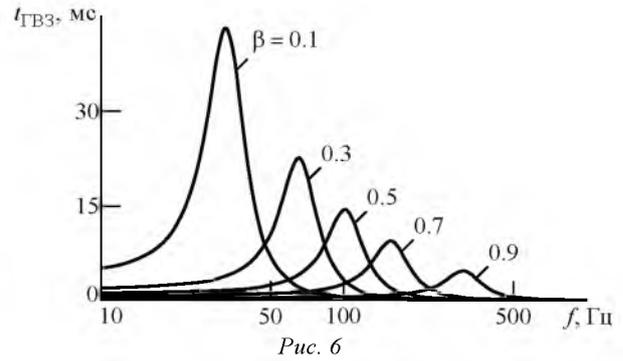


Рис. 6

Определим групповое время запаздывания (ГВЗ) сигналов при прохождении через ФК как производную от ФЧХ (8):

$$t_{\text{ГВЗ}}(\omega) = \frac{d|\varphi_{\text{ФК}}(\omega)|}{d\omega} = \frac{Q(1+\Omega^2)}{\pi f_0 [\Omega^2 + Q^2(1-\Omega^2)^2]}, \quad (9)$$

где $\Omega = \omega/\omega_0$ – нормированная частота.

На рис. 6 показаны зависимости ГВЗ ФК при добротности $Q = 2.6$. ГВЗ сигналов существенно зависит от частоты. Его максимальные значения, как следует из (9), соответствуют частоте $f = f_0$ ($\Omega = 1$): $t_{\text{max}} = t_{\text{ГВЗ}}(f_0) = 2Q/(\pi f_0)$.

Преимуществом предложенной схемы активного RC ФК является возможность независимой перестройки частоты и добротности в широких пределах. Следует отметить, что для реализации постоянства добротности при перестройке необходимо ограничить диапазон последней. Для этого в схеме (см. рис. 2) необходимо с обеих сторон потенциометра R_3 включить два одинаковых ограничительных резистора $R_{\text{огр}} = R_3/8$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кисель В. А. Аналоговые и цифровые корректоры: справочник. М.: Радио и связь, 1986. 184 с.
2. Авраменко В. Л., Галямичев Ю. П., Ланнэ А. А. Электрические линии задержки и фазовращатели: справ. / под ред. А. Ф. Белецкого М.: Связь, 1973. 184 с.
3. Пат. RU 2019027 С1 MGR5 Н03Н11/16. Активный RC-фазовый контур / С. В. Гришин, С. Г. Крутччинский. Оpubл. 30.08.1994.
4. Иншаков Ю. М., Белов А. В. Перестраиваемый полосовой активный RC-фильтр // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 2. С. 66–70.
5. Hilberman D. Input and Ground as Complements in Active Filters // IEEE Trans. on Comp. Technol. 1973. Vol. CT-20, № 2. P. 540–547.

Y. M. Inshakov

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

A. V. Belov

Institute of Experimental Medicine (Saint Petersburg)

Tunable Active RC All Pass Filter

An implementation scheme for active RC all pass filter of the second order with independent frequency and Q-factor tuning is considered. The frequency of the all pass filter is rebuilt nine times with a single potentiometer with a constant phase-frequency characteristics slope and unitary value of the transmission coefficient in the operating frequency range.

Active RC All Pass Filter, Independent Frequency and Q-factor Tuning

Статья поступила в редакцию 26 мая 2016 г.