УДК 66.047+681.5+519.6

Синтез устройств с требуемыми частотными свойствами

О.П. Петросян[1], А.К. Горбунов[1], А.Б. Кожевников[1], Е.А. Горбунов[2], А.О. Петросян[1]

[1] КФ МГТУ им. Н.Э. Баумана, Калуга, 248000, Россия
[2] ОАО «КАДВИ», Калуга, 248018, Россия

Изложены разработанные методика и алгоритм построения активных RC-фильтров с требуемыми частотными свойствами при минимальной конструктивной сложности. В процессе решения задач использованы алгоритмические процедуры оптимального спектрального приближения численных результатов.

Ключевые слова: *исполнительные механизмы, амплитудно-частотные характеристики, фазочастотные характеристики, алгоритм расчета активных фильтров.*

Для качественного управления исполнительными и иными механизмами, динамические характеристики которых известны, необходимы управляющие устройства с вполне конкретными амплитудно-частотными (АЧХ) и фазочастотными характеристиками (ФЧХ) или, что то же самое, с вполне конкретными передаточными функциями. Обычно такие устройства конструируют на основе радиоэлектронных узлов и элементов и называют активными RC-фильтрами.

Многие известные методы проектирования активных RC-фильтров, широко применяемых в настоящее время в различных устройствах, базируются на таком задании аналитических выражений $A(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ соответственно для АЧХ и ФЧХ фильтра, которые позволяют получить передаточную функцию $W(s)$ фильтра в дробно-рациональном виде. Это накладывает ограничения на методы аппроксимации АЧХ и ФЧХ, а также на возможности минимизации числа элементов и звеньев, входящих в структуру фильтра. Кроме того, при проектировании не всегда учитывают частотные свойства используемых активных элементов, что вносит дополнительную погрешность в результаты расчетов [1, 2]. Далее изложен алгоритм расчета активных RC-фильтров, свободный от указанных ограничений и недостатков.

Пусть заданы аналитические выражения для $A(\omega)$ и $\varphi(\omega)$, аппроксимирующие исходные АЧХ и ФЧХ, т. е.

$$A(\omega)e^{j\varphi(\omega)} = F(j\omega).$$

Это позволяет записать интегральное уравнение относительно импульсной переходной функции $g(t)$ фильтра:

$$\int_0^\infty e^{-j\omega t} g(t)\,dt = F(j\omega). \qquad (1)$$

В интегральном уравнении (1) сделаем замену переменной $j\omega$ на s и проведем аналитическое преобразование функции $F(j\omega)$, приводящее к получению передаточной функции $W(s)$ фильтра не дробно-рационального вида. Для перехода к дробно-рациональному приближению $\tilde{W}(s)$ воспользуемся интегральным уравнением

$$\int_0^\infty e^{-st} g(t)\,dt = W(s).$$

Его решение с применением процедур построения оптимальных базисов дает точность приближения для импульсной переходной функции в виде следующего ряда:

$$\tilde{g}(t) = \sum_{i=1}^{n} D_i e^{-\alpha_i t},$$

причем требуемая точность приближения в классе экспоненциальных базисов достигается при минимальном значении n.

Преобразуя $\tilde{g}(t)$ по Лапласу, получаем передаточную функцию фильтра в дробно-рациональном виде:

$$\tilde{W}(s) = \sum_{i=1}^{n} \frac{D_i}{s + \alpha_i}.$$

При этом точность приближения $\tilde{W}(s)$ к $W(s)$ не хуже, чем $\tilde{g}(t)$ к $g(t)$, так как используется операция интегрирования.

В структуру предполагаемого RC-фильтра обязательно входят активные элементы (транзисторы, операционные усилители и др.), передаточные функции которых, как правило, неизвестны. Используя изложенный алгоритм, можно получить передаточные функции таких элементов в дробно-рациональном виде [1]. Необходимые для этого АЧХ и ФЧХ применяемых активных элементов можно взять из справочной литературы или определить экспериментально.

Таким образом, для построения искомого фильтра имеем его передаточную функцию в дробно-рациональном виде. Реализация такого фильтра не вызывает технических затруднений. В фильтр будут входить RC-звенья и активные элементы.

Стабильность характеристик сконструированного фильтра будет зависеть от чувствительности значений $\tilde{g}(t)$ к изменению значений коэффициентов D_i и параметров α_i, $i = 1, ..., n$. Для повышения стабильности этих характеристик необходимо выбрать такую область значений параметров α_i, $i = 1, ..., n$, в которой их изменения слабо влияют на значения коэффициентов D_i, $i = 1, ..., n$, а значит, и на значения $\tilde{g}(t)$ и $\tilde{W}(s)$.

В отличие от существующих методов проектирования RC-фильтров при применении данного метода учитываются частотные свойства всех элементов, входящих в фильтр, и гарантируется получение требуемых АЧХ и ФЧХ при минимальном числе элементов структуры фильтра.

Изложим более детально алгоритм аналитических преобразований при синтезе рассматриваемых устройств. Пусть заданы характеристики $A(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ устройства, необходимого для управления известным исполнительным механизмом. Требуется синтезировать на базе радиоэлектронных активных и пассивных RC-элементов такое устройство, передаточная функция которого $\tilde{W}(s)$ была бы такова, что характеристики $A(\omega)$ и $\varphi(\omega)$, построенные на ее основе, соответствовали с определенной точностью заданным $A(\omega)$ и $\varphi(\omega)$.

Алгоритм решения такой задачи с использованием методологии построения оптимальных базисов будет содержать следующие процедуры.

Шаг 1. Определение по АЧХ и ФЧХ $\operatorname{Re} W(j\omega)$:

$$\operatorname{Re} W(j\omega) = \Phi(\omega),$$

где $\Phi(\omega_i) = A(\omega_i)\cos\varphi(\omega_i)$, $i = 1, 2, ...$ (графически или аналитически и достаточно точно по дискретным значениям $\omega = \omega_i$, $i = 1, 2, ...$).

Шаг 2. Выполнение кусочно-линейной аппроксимации $\Phi(\omega)$:

$$\bar{\Phi}(\omega) = \sum_{k=1}^{m} \sigma_k(\omega)(a_k\omega + b_k),$$

где

$$\sigma_k(\omega) = \begin{cases} 0 \text{ при } \omega \notin [\omega_k, \omega_{k+1}]; \\ 1 \text{ при } \omega \in [\omega_k, \omega_{k+1}]; \end{cases}$$

$$a_k = \frac{\Phi(\omega_{k+1}) - \Phi(\omega_k)}{\omega_{k+1} - \omega_k}; \quad b_k = \Phi(\omega_k) - a_k \omega_k.$$

Шаг 3. Вычисление импульсной переходной (весовой) функции $g(t)$:

$$g(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\omega_{m+1}} \cos \omega t \sum_{k=1}^{m} \sigma_k(\omega)(a_k \omega + b_k) \, d\omega =$$

$$= \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{m} \left[a_k \frac{\cos \omega t}{t^2} + (a_k \omega + b_k) \frac{\sin \omega t}{t} \right] \Bigg|_{\omega_k}^{\omega_{k+1}}.$$

Шаг 4. Определение передаточной функции $W(s)$:

$$\int_0^{\infty} e^{-st} g(t) \, dt = W(s),$$

где

$$W(s) = \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{m} \left[0,5 a_k s \ln \frac{s^2 + \omega_{k+1}^2}{s^2 + \omega_k^2} + b_k \left(\operatorname{arctg} \frac{\omega_{k+1}}{s} - \operatorname{arctg} \frac{\omega_k}{s} \right) \right].$$

Шаг 5. Нахождение дробно-рационального приближения $\tilde{W}(s)$ для передаточной функции $W(s)$:

$$\tilde{W}(s) = \sum_{i=1}^{n} \frac{D_i}{s + \alpha_i}.$$

Шаг 6. Построение принципиальной схемы фильтра с учетом, что его АЧХ и ФЧХ определяются соответственно выражениями

$$A(\omega) = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} \frac{D_i^2}{s_i^2 + \omega^2}};$$

$$\varphi(\omega) = -\operatorname{arctg} \omega \frac{\sum_{i=1}^{n} \left[D_i \big/ \left(s_i^2 + \omega^2 \right) \right]}{\sum_{i=1}^{n} \left[D_i s_i \big/ \left(s_i^2 + \omega^2 \right) \right]}.$$

Шаг 7. Конец.

Итак, применение процедур спектральной оптимизации позволило получить искомую конструкцию устройства с минимальным числом формирующих его элементов [3]. Аналогично можно построить оптимальное спектральное приближение численных результатов при решении многих технических задач.

При решении задач, особенно связанных с проведением экспериментальных исследований или численными методами расчета, например при решении нелинейных дифференциальных и интегральных уравнений, а также краевых задач, возникает необходимость в компактном представлении полученных численных данных в виде той или иной аналитической зависимости, что следует отнести к задачам интерполяции и (или) аппроксимации. Такая же по сути задача возникает при необходимости аналитического представления графически заданных зависимостей.

Наиболее простым способом решения задач данного класса является кусочно-аналитическое представление полученных экспериментальных и численных зависимостей с последующей аппроксимацией этих зависимостей непрерывными в области их определения функциями. Поясним, что под кусочно-аналитическим представлением функции $z(x_1)$ одного аргумента $(x = x_1)$ имеется ввиду применение функций $f_j(x_1)$, $j = i, ..., r$, каждая из которых определена следующим образом:

$$\text{при } x_1 < x_{1j} \quad z(x_1) = 0;$$

$$\text{на отрезке } x_{1j} \le x_1 \le x_{1j+1} \quad z(x_1) = f_j(x_1);$$

$$\text{при } x_1 > x_{1j+1} \quad z(x_1) = 0.$$

Здесь каждая функция $f_j(x_1)$, аналитическая на отрезке $\left[x_{1j}, x_{1j+1}\right]$, интерполирует численную зависимость на этом отрезке.

Наиболее простым вариантом кусочно-аналитического представления $z(x_1)$ является применение для этих целей полигональной функции [2], все элементы которой есть линейные функции $f_j(x_1)$:

$$f_j(x_1) = a_j x_1 + b_j,$$

причем

$$a_j = \frac{z(x_{1j+1}) - z(x_{1j})}{x_{1j+1} - x_{1j}};$$

$$b_j = z(x_{1j}) - a_j x_{1j},$$

где $j = 1, ..., r$.

Таким образом, для $z(x_1)$ получаем следующее выражение:

$$z(x_1) = \sum_{j=1}^{r} \sigma_j(x_1)(a_j x_{1j} + b_j),$$

где

$$\sigma_j(x_1) = \begin{cases} 0 \text{ при } x_1 \notin [x_{1j}, x_{1j+1}]; \\ 1 \text{ при } x_1 \in [x_{1j}, x_{1j+1}], \end{cases} \tag{2}$$

т. е. $\sigma_j(x_1)$ есть селектирующая функция, выделяющая соответствующую подобласть $\delta_j(x_1)$ из общей области определения σ.

Если имеет место многомерная исходная численная зависимость, то $z(x)$, где $x = (x_1, ..., x_k)$, можно представить в виде

$$z(x) = \sum_{i_1=1}^{m_1-1} \dots \sum_{i_k=1}^{m_k-1} \sigma_{i_1 \dots i_k}(x) \prod_{j=1}^{k} \left(a^j_{i_1 \dots i_3} x_j + b^j_{i_1 \dots i_3} \right)$$

или в более удобной для программирования форме

$$z(x) = \sum_{i_1=1}^{m_1-1} \dots \sum_{i_k=1}^{m_k-1} \sigma_{i_1 \dots i_k}(x) \left[\sum_{\nu_1=0}^{1} \dots \sum_{\nu_k=0}^{1} a^{\nu_1 \dots \nu_k}_{i_1 \dots i_k} \prod_{e=1}^{k} x_e^{\nu_e} \right],$$

где каждая функция множества $\{\sigma_{i_1 \dots i_k}(x)\}$ аналогично (2) определяет связную подобласть области определения σ.

Для аппроксимации такой функции $z(x)$ непрерывной функцией воспользуемся методом построения оптимальных неортогональных базисов, т. е. будем искать приближенное выражение для искомой функции $z(x)$ в виде разложения в ряд по системе линейно независимых функций

$$\tilde{z}(x) = \sum_{i=1}^{n} D_i f_i(x) \tag{3}$$

при условии достижения требуемой точности приближения

$$\| z(x) - \tilde{z}(x) \| \le \theta$$

при минимальном значении n в принятом классе функций.

Класс функций определяется выбранным интегральным преобразованием исходной функции $z(x)$. Преобразуем ее по Лапласу с учетом, что ядро интегрального преобразования Лапласа в данном случае определяется как

$$K(s,x)=\prod_{\nu=1}^{k} e^{-s_\nu x_\nu}, \tag{4}$$

а исходное интегральное уравнение

$$\int_{x_{11}}^{x_{1m_1}} \dots \int_{x_{k1}}^{x_{km_k}} K(s,x)\, z(x)\, dx = Y(s), \tag{5}$$

учитывая пределы интегрирования по каждому аргументу в выражении (3), будет иметь следующую правую часть:

$$Y(s)=\int_{x_{11}}^{x_{1m_1}} \dots \int_{x_{k1}}^{x_{km_k}} \prod_{\nu=1}^{k} e^{-s_\nu x_\nu} \sum_{i_1=1}^{m_1-1} \dots \sum_{i_k=1}^{m_k-1} \sigma_{i_1\dots i_k}(x) \left[\sum_{\nu_1=0}^{1} \dots \sum_{\nu_k=0}^{1} a_{i_1\dots i_k}^{\nu_1\dots\nu_k} \prod_{e=1}^{k} x_e^{\nu} \right] dx$$

или, если учесть границы каждой селектирующей функции множества $\left\{\sigma_{i_1\dots i_k}(x)\right\}$,

$$Y(s)=\sum_{i_1=1}^{m_1-1} \dots \sum_{i_k=1}^{m_k-1} \left[\sum_{n_1=0}^{1} \dots \sum_{n_k=0}^{1} a_{i_1\dots i_k}^{n_1\dots n_k} \prod_{e=1}^{k} \int_{x_{ei_e}}^{x_{e(i_e+1)}} e^{-s_e x_e} x_e^{n_e} dx_e \right].$$

Интегрирование последнего выражения по частям дает

$$Y(s)=\sum_{i_1=1}^{m_1-1} \dots \sum_{i_k=1}^{m_k-1} \left[\sum_{\nu_1=0}^{1} \dots \sum_{\nu_k=0}^{1} a_{i_1\dots i_k}^{\nu_1\dots\nu_k} \prod_{e=1}^{k} F\left(x_{ei_e}, x_{e(i_e+1)}, s_e, \nu_e\right) \right], \tag{6}$$

где

$$F\left(x_{ei_e}, x_{e(i_e+1)}, s_e, \nu_e\right) = -\frac{1}{s_e} e^{-s_e x} \left(x+\frac{1}{s_e}\right)^{\nu_e} \Bigg|_{x_{ei_e}}^{x_{e(i_e+1)}}.$$

Возможны и иные варианты интегральных преобразований, например ядро интегрального преобразования следующего вида:

$$K(s,x)=\prod_{\nu=1}^{k} e^{-s_{\nu 1} x_\nu} x_\nu^{s_{\nu 2}} \cos\left(s_{\nu 3} x_\nu + s_{\nu 4}\right). \tag{7}$$

Причем в соответствии с методологией спектральной оптимизации, если ядро, определяемое соотношением (4), позволяет построить требуемый экспоненциальный базис, то ядро вида (7), имеющее большее число степеней свободы, дает возможность строить не только экспоненциальный, но и экспоненциально-полиномиальный (при $s_{\nu 3}=0, s_{\nu 4}=0$), экспоненциально-гармонический (при $s_{\nu 2}=0$), полиномиально-гармонический (при $s_{\nu 1}=0$) и экспоненциально-полиномиально-гармонический базис.

Так, при $x=x_1$ для получения $\tilde{z}(x)$ в виде экспоненциально-полиномиального ряда:

$$\tilde{z}(x)=\sum_{i=1}^{n} D_i e^{-\alpha_{1i}x} x^{\alpha_{2i}},$$

в ходе соответствующих преобразований установлено следующее интегральное уравнение:

$$\sum_{k=1}^{m} \int_{x_k}^{x_{k+1}} e^{-s_1 x} x^{s_2} \left(a_k x+b_k\right) dx=$$

$$=-\sum_{k=1}^{m}\left\{a_k e^{-s_1 x}\left[\frac{x^{s_2+1}}{s_1}+\sum_{\nu=1}^{s_2+1} \frac{\left(s_2+1\right) s_2\left(s_2-1\right) \cdots\left(s_2+1-\nu+1\right)}{s_1^{\nu+1}} x^{s_2+1-\nu}\right]+\right.$$

$$\left.\left.+b_k e^{-s_1 t}\left[\frac{x^{s_2}}{s_1}+\sum_{\nu=1}^{s_2} \frac{s_2\left(s_2-1\right) \cdots\left(s_2-\nu+1\right)}{s_1^{\nu+1}} x^{s_2-\nu}\right]\right\}\right|_{x_k}^{x_{k+1}},$$

а для нахождения $\tilde{z}(x)$ в виде экспоненциально-гармонического ряда:

$$\tilde{z}(x)=\sum_{i=1}^{n} D_i e^{-\alpha_{1i}x} \cos\left(\alpha_{2i} x+\alpha_{3i}\right),$$

в качестве исходного интегрального уравнения имеем

$$\sum_{i=1}^{m} \int_{x_k}^{x_{k+1}} e^{-s_1 x} \cos\left(s_2 x+s_3\right)\left(a_k x+b_k\right) dx=$$

$$=\sum_{k=1}^{m} \frac{e^{-s_1 x}}{s_1^2+s_2^2}\left\{\left(a_k x+b_k\right)\left[s_2 \sin\left(s_2 x+s_3\right)-s_1 \cos\left(s_2 x+s_3\right)\right]+\right.$$

$$\left.\left.+\frac{a_k}{s_1^2+s_2^2}\left[2 s_1 s_2 \sin\left(s_2 x+s_3\right)-\left(s_1^2-s_2^2\right) \cos\left(s_2 x+s_3\right)\right]\right\}\right|_{x_k}^{x_{k+1}}$$

при ограничениях $s_1 \geq 0,\ s_2 \geq 0,\ 0 \leq s_3<\pi$.

Наконец, для получения $\tilde{z}(x)$ в виде экспоненциально-полиномиально-гармонического ряда:

$$\tilde{z}(x)=\sum_{i=1}^{n} D_i e^{-\alpha_{1i}x} x^{\alpha_{2i}} \cos(\alpha_{3i}x+\alpha_{4i}),$$

исходное интегральное уравнение будет следующим:

$$\sum_{k=1}^{m} \int_{x_k}^{x_{k+1}} e^{-s_1 x} x^{s_2} \cos(s_3 x+s_4)(a_k x+b_k)\,dx=$$

$$=\sum_{k=1}^{m} a_k (-1)^{s_2+1} \frac{d^{s_2+1}}{ds_1^{s_2+1}} G(s)+\sum_{k=1}^{m} b_k (-1)^{s_2} \frac{d^{s_2}}{ds_1^{s_2}} G(s),$$

где

$$G(s)=-\frac{s_1 e^{-s_1 x_{k+1}} \cos s_3 x_{k+1} - s_1 e^{-s_1 x_{k+1}} \sin s_3 x_{k+1}}{s_1^2+s_2^3} \cos s_4 +$$

$$+\frac{s_1 e^{-s_1 x_k} \cos s_3 x_k - s_1 e^{-s_1 x_k} \sin s_3 x_k}{s_1^2+s_2^3} \cos s_4 +$$

$$+\frac{s_3 e^{-s_1 x_{k+1}} \cos s_3 x_{k+1} - s_1 e^{-s_1 x_{k+1}} \sin s_3 x_{k+1}}{s_1^2+s_2^3} \sin s_4 -$$

$$-\frac{s_3 e^{-s_1 x_k} \cos s_3 x_k - s_1 e^{-s_1 x_k} \sin s_3 x_k}{s_1^2+s_2^3} \sin s_4;$$

$$s=(s_1,\ s_2,\ s_3,\ s_4).$$

При решении определенного класса задач один из этих базисов может оказаться предпочтительным.

Интегральное уравнение (5) позволяет найти решение задачи в виде ряда (3) путем поиска базиса $\{\alpha_i^*\}$ и элемента $\tilde{z}^*(x)$ в соответствии с постановкой задачи в работе [1], если совокупность исходных базисов $\{f_i(x)\}$ строить по правилу

$$f_i(x)=f(\alpha_i,x)=K(s,x)\big|_{s=\alpha_i},\quad i=1,2,\ldots$$

Итак, принятый подход к аппроксимации функции $z(x)$, заданной кусочно-непрерывной зависимостью, позволил построить базис $\{f_i^*(x)\}$, в котором

$$f_i^*(x) = K(\alpha_i^*, x), \quad i = 1, ..., n^*,$$

и элемент

$$\tilde{z}^*(x) = \sum_{i=1}^{n^*} D_i^* f_i^*(x),$$

обеспечивающий требуемую точность приближения θ при минимальном значении $n = n^*$.

Если использовать преобразование Лапласа, то функции $\{b_{ij}(\alpha_i, \alpha_j)\}$ можно вычислить по формуле

$$b_{ij}(\alpha_i, \alpha_j) = \prod_{\nu=1}^{k} \left(- \frac{e^{-(\alpha_{\nu i} + \alpha_{\nu j}) x_\nu}}{(\alpha_{\nu i} + \alpha_{\nu j})} \Bigg|_{x_{\nu 1}}^{x_{\nu m_\nu}} \right).$$

При решении рассматриваемых вариантов аналитических приближений численных результатов для уверенности в достоверности полученных решений желательно иметь оценку точности приближения, что не вызывает затруднений, так как точность приближения θ в данном случае определяется по формуле

$$\theta = \sqrt{\frac{\|z\|_2^2 + F(n, \alpha)}{\|z\|_2^2}} \cdot 100\ \%,$$

где

$$\|z\|_2^2 = \sum_{i_1=1}^{m_1-1} ... \sum_{i_k=1}^{m_k-1} \int_{x_{11}}^{x_{1m_1}} ... \int_{x_{k1}}^{x_{km_k}} \prod_{j=1}^{k} \left(a_{i_1...i_3}^j x_j + b_{i_1...i_3}^j \right)^2,$$

а вычисления дают

$$\|z\|_2^2 = \sum_{i_1=1}^{m_1-1} ... \sum_{i_k=1}^{m_k-1} \prod_{j=1}^{k} x_j \left(a_{i_1...i_k}^j x_j \frac{a_{i_1...i_k}^j x_j}{3} + \left(b_{i_1...i_k}^j \right)^2 \right) \Bigg|_{x_{ji_j}}^{x_{ji_{j+1}}},$$

или с учетом формулы (6)

$$\|z\|_2^2 = \sum_{i_1=1}^{m_1-1} ... \sum_{i_k=1}^{m_k-1} \sigma_{i_1...i_k}(x) \left[\sum_{\nu_1=0}^{1} ... \sum_{\nu_k=0}^{1} a_{i_1...i_k}^{\nu_1...\nu_k} \prod_{e=1}^{k} x_e^{\nu_e} \right]^2.$$

Итак, поставленная задача решена.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Кожевников А.Б., Петросян О.П. *Эжекция и сушка материалов в режиме пневмотранспорта.* Москва, Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2010, 132 с.

[2] Кожевников А.Б., Петросян О.П. Эффективная идентификация технологических объектов водоподготовки. *Материалы IV Междунар. науч.-прак. конф. «Технологии очистки воды»*. Калуга, 2008, с. 140–143.

[3] Кожевников А.Б., Петросян О.П. *Программа спектральной оптимизации численных результатов.* Св. гос. рег. № 2010615194, Роспатент, 2010, 70 с.

Статья поступила в редакцию 03.04.2014

Ссылку на эту статью просим оформлять следующим образом:

Петросян О.П., Горбунов А.К., Кожевников А.Б., Горбунов Е.А., Петросян А.О. Синтез устройств с требуемыми частотными свойствами. *Инженерный журнал: наука и инновации*, 2014, вып. 3. URL: http://engjournal.ru/catalog/pribor/hidden/1259.html

Петросян Ованес Петрович родился в 1950 г., окончил МГУ им. М.В. Ломоносова в 1978 г. Канд. физ.-мат. наук, доцент кафедры «Физика» КФ МГТУ им. Н.Э. Баумана. Область научных интересов: автоматизация технологических процессов.
e-mail: petrosyan-kravt@mail.ru

Горбунов Александр Константинович родился в 1947 г., окончил МФТИ в 1971 г. Д-р физ.-мат. наук, профессор кафедры «Физика» КФ МГТУ им. Н.Э. Баумана. Область научных интересов: автоматизация технологических процессов.
e-mail: gorbunov@kadri.ru

Кожевников Александр Борисович родился в 1942 г., окончил МГУ им. М.В. Ломоносова в 1970 г. Канд. физ.-мат. наук, доцент кафедры «Физика» КФ МГТУ им. Н.Э. Баумана. Область научных интересов: автоматизация технологических процессов. e-mail: kravt@kaluga.ru

Горбунов Евгений Александрович родился в 1974 г., окончил МГТУ им. Н.Э. Баумана в 1998 г. Канд. экон. наук, зам. начальника экономического отдела ОАО «КАДВИ». Область научных интересов: автоматизация технологических процессов. e-mail: gorbunov@kadri.ru

Петросян Анастасия Ованесовна родилась в 1993 г. Студентка КФ МГТУ им. Н.Э. Баумана кафедры «Промышленная экология и химия».
e-mail: petrosyan-kravt@mail.ru

Synthesis of devices with the required frequency properties

O.P. Petrosyan[1], A.K. Gorbunov[1], A.B. Kozhevnikov[1],
E.A. Gorbunov[2], A.O. Petrosyan[1]

[1] Kaluga Branch of Bauman Moscow State Technical University, Kaluga, 248000, Russia
[2] KADVI, Public Corporation, Kaluga, 248018, Russia

The article describes the developed methods and algorithms for constructing active RC-filter with the required frequency properties with minimal constructive complexity. In the process of solving the tasks we used algorithmic procedures of optimal spectral approximation of the numerical results.

Keywords: *actuators, the amplitude frequency characteristics, phase frequency characteristics, algorithm for calculating the active filters.*

REFERENCES

[1] Kozhevnikov A.B., Petrosyan O.P. *Ezhektsiya i sushka materialov v rezhime pnevmotransporta* [Ejection and drying of materials in pneumatic transport mode]. Moscow, BMSTU Publ., 2010, 132 p.

[2] Kozhevnikov A.B., Petrosyan O.P. Effekivnaya identifikatsiya tekhnologicheskikh ob"ektov vodopodgotovki [Effective identification of water treatment technological objects]. *Materialy IV Mezhdunarodnoi nauchno-prakticheskoi konferentsii "Tekhnologii ochistki vody"* [Proc. of the IV Int. sci.-pract. conf. "Water Treatment Technologies"]. Kaluga, 2008, pp. 140–143.

[3] Kozhevnikov A.B., Petrosyan O.P. *Programma spektral'noi optimizatsii chislennykh rezul'tatov* [Spectral optimization program of numerical results]. Cert. gov. reg. No. 2010615194, Rospatent, 2010, 70 p.

Petrosyan O.P. (b. 1950) graduated from Lomonosov Moscow State University in 1978. Ph.D., Assoc. Professor of the Physics Department at Kaluga Branch of Bauman Moscow State Technical University. Scientific interests include automation of technological processes. e-mail: petrosyan-kravt@mail.ru

Gorbunov A.K. (b. 1947) graduated from Moscow Institute of Physics and Technology in 1971. Dr. Sci. (Phys.&Math.), Professor of the Physics Department at Kaluga Branch of Bauman Moscow State Technical University. Scientific interests include automation of technological processes. e-mail: gorbunov@kadri.ru

Kozhevnikov A.B. (b. 1942) graduated from Lomonosov Moscow State University in 1970. Ph.D., Assoc. Professor of the Physics Department at Kaluga Branch of Bauman Moscow State Technical University. Scientific interests include automation of technological processes. e-mail: kravt@kaluga.ru

Gorbunov E.A. (b. 1974) graduated from Bauman Moscow State Technical University in 1998. Ph.D., deputy head of the Economics Department at the Public Corporation "KADVI". Scientific interests include automation of technological processes.
e-mail: gorbunov@kadri.ru

Petrosyan A.O. (b. 1993) is a student at the Industrial Ecology and Chemistry Department of Kaluga Branch of Bauman Moscow State Technical University. Scientific interests include automation of technological processes. e-mail: petrosyan-kravt@mail.ru