

УДК 681.5.013

СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ АНАЛОГОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АППАРАТА МАТРИЧНЫХ ОПЕРАТОРОВ

Мельников Д.В.

Калужский филиал ФГБОУ ВО «Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана (национальный исследовательский университет)», Калуга, e-mail: melnikov-dv@yandex.ru

В статье предложен метод синтеза нестационарных фильтров для аналоговой электроники. Для синтеза фильтров предлагается использовать аппарат матричных операторов, который хорошо зарекомендовал себя для решения задач управления для класса линейных стационарных и нестационарных систем. Алгоритм метода предполагает реализацию двух довольно трудоемких этапов: вычисление матричного оператора фильтра и восстановление дифференциального уравнения фильтра по найденному матричному оператору. При реализации первого этапа алгоритма используется такая же идеология, как и в разработанном авторами проекционно-матричном методе синтеза нелинейных систем управления – замена нелинейных элементов их эквивалентными матричными операторами с использованием методов математического программирования. На втором этапе решается следующая задача. Известен матричный оператор фильтра в классе стационарных или нестационарных линейных систем, необходимо построить дифференциальное уравнение, эквивалентное этому матричному оператору. Структура дифференциального уравнения регулятора выбирается из соображений аппаратной реализации, поэтому задача сводится к определению коэффициентов уравнения. Известные коэффициенты вычисляются в виде разложений по ортонормированному базису. В работе показано, что алгоритм расчета этих коэффициентов сводится к решению переопределенной системы линейных алгебраических уравнений относительно искоемых коэффициентов Фурье. Алгоритм метода демонстрируется на примере построения оптимального фильтра электронного устройства. Предложенный подход к построению фильтров, основанный на методе матричных операторов, позволяет найти дифференциальные уравнения оптимальных фильтров, как для класса стационарных, так и нестационарных случайных процессов, причем нет ограничений и на стационарность объекта.

Ключевые слова: матричный оператор, ортонормированный базис, синтез, фильтр, случайный процесс, дисперсия, корреляционная функция

SYNTHESIS OF OPTIMAL FILTERS ANALOG ELECTRONICS USING A DEVICE MATRIX OPERATORS

Melnikov D.V.

Kaluga branch of Federal state budgetary educational institution of higher professional education «Moscow State Technical University named after N.Uh. Bauman (national research University)», Kaluga, e-mail: melnikov-dv@yandex.ru

In the article the method of synthesis of non-stationary filters for the analog electronics. For the synthesis filters is proposed to use the unit matrix operators, which is well established for the solution of control problems for a class of linear stationary and non-stationary systems. Algorithm method involves the implementation of two quite time-consuming stages: the calculation of the matrix operator of the filter and restore the differential equation of the filter is found in the matrix operator. In the first phase of the algorithm uses the same ideology, as in the authors' projection matrix method of synthesis of nonlinear control systems – replacement of nonlinear elements of the equivalent matrix operators are using methods of mathematical programming. In the second stage, we solve the following problem. Known Mat-hex filter operator in the class of stationary or non-stationary linear systems, it is necessary to build a differential equation equivalent to this matrix operator. The structure of the differential equation of the regulator is chosen for reasons of hardware implementation, so the problem reduces to determining the coefficients of the equation. The unknown coefficients are calculated in the form of expansions in an orthonormal basis. It is shown that the algorithm of calculation of these coefficients is reduced to solving an overdetermined system of linear algebraic equations for the desired Fourier coefficients. The algorithm of the method is demonstrated on the example of constructing an optimal filter of the electronic device. The proposed approach to the construction of filters based on the matrix operators allows us to find the differential equation of optimal filters for a class of stationary and nonstationary random processes, with no restriction on the stationarity of the object.

Keywords: matrix operator, orthonormal basis, synthesis, filter, stochastic process, variance, correlation function

В настоящее время в области анализа и проектирования устройств аналоговой электроники (устройства отображения информации, системы автоматического управления, аналоговые фильтры) наблюдаются попытки перехода на уровень выпуска системных микросхем, однако отсутствие единого общепризнанного математического

аппарата решения задач анализа и синтеза сдерживают развитие данного направления. Выход из создавшегося положения наметился в работе [2], где за естественнонаучную базу аналоговой микроэлектроники принята математическая теория систем дифференциальных уравнений (ДУ) в обобщенной форме. Переход к естественнонаучным

представлениям позволяет сформировать новый элементный базис. Необходимым шагом перехода на новую элементную базу является замена модели радиоэлектронного устройства в виде принципиальной электрической схемы на равноценную модель в виде структурной схемы, которая должна состоять только из элементарных звеньев предлагаемой элементной базы [2, 9]. Важным шагом перехода на предлагаемую элементную базу является обоснование процедуры синтеза электронного устройства: выбор структуры дифференциального уравнения; расчет его коэффициентов и сборка синтезируемого устройства. Всё это, вместе взятое, определяет новый подход к анализу и синтезу электронных устройств на элементарных звеньях. На основе вновь введенной элементной базы возможно сформировать как МАБИС (матричные аналоговые большие интегральные схемы), так и ПАИС (программируемые аналоговые интегральные схемы). Такая возможность обусловлена малочисленностью элементов в базе и позволяет спроектировать уникальный чип для данной МАБИС, или единый перепрограммируемый элемент для ПАИС [2].

Однако те большие возможности, которые открываются введением предлагаемой элементной базы, требуют обширной предварительной работы, связанной с исследованием особенностей проектирования

различных типов аналоговых устройств. В настоящей статье предлагается алгоритм синтеза таких широко применяющихся устройств, как фильтры. Для синтеза фильтров предлагается использовать аппарат матричных операторов, который хорошо зарекомендовал себя для решения задач управления для класса линейных стационарных и нестационарных систем [1, 3, 7], а в последнее время нашел развитие и на класс нелинейных систем [4, 5, 6, 10, 13]. Рассмотрим алгоритм решения задачи синтеза оптимального фильтра на конкретном примере. Предположим, что система задана следующей структурной схемой (рис. 1).

Динамика объекта описывается уравнением

$$\ddot{X}(t) + a_1^0(t)\dot{X}(t) + a_0^0(t)X(t) = b_0^0(t)U(t), \quad (1)$$

где

$$a_0^0(t) = 2 - 1,5 \sin(2t)e^{-0,5t};$$

$$a_1^0(t) = 5 - \cos(1,5t)e^{-0,6t}; \quad b_0^0(t) = 1;$$

$$X(0) = \dot{X}(0) = 0.$$

На вход системы поступает аддитивная смесь центрированных не коррелированных сигналов $m(t)$ (полезный сигнал) и $n(t)$ (помеха) с известными корреляционными функциями

$$\begin{aligned} R_{mm}(t_1, t_2) &= (1+t_1)(1+t_2)e^{-0,2t_2} \cos(0,5(t_1-t_2)); \\ R_{nn}(t_1, t_2) &= 0,4(0,2+t_1)(0,2+t_2)e^{-0,1t_2}. \end{aligned} \quad (2)$$

Требуется синтезировать последовательное корректирующее устройство (фильтр), которое устранило бы влияние помехи на выходной процесс $X(t)$ системы на промежутке $[0, 6]$ с. Решение поставленной задачи представим в виде последовательности этапов.

Этап 1. Выберем в качестве ортонормированного базиса (ОНБ) ортонормированные на промежутке $[0, 6]$ полиномы Лежандра $\Phi(t) = [\varphi_1(t) \ \varphi_2(t) \ \dots \ \varphi_l(t)]^T$.

Этап 2. Проведем статистический анализ системы без фильтра. Структурная схема системы в операторной форме пред-

ставлена на рис. 2 (C^Y, C^E, C^U, C^X – спектральные характеристики входного сигнала, сигнала ошибки, управления и выходного сигнала соответственно; A_Φ, A_0 – матричные операторы фильтра и объекта).

Задав размер базиса $l = 12$, одним из способов, изложенных в [11, 12], найдем матричный оператор объекта A_0 в выбранном базисе. Далее определяем матричный оператор всей системы без регулятора: $A = (I + A_\Phi)^{-1} A_0$. Применяя двумерное преобразование Фурье, рассчитываем спектральные характеристики корреляционных функций полезного сигнала и помехи:

$$\begin{aligned} C^{R_{mm}} &= \{C_{ij}^{R_{mm}}\} = \iint_{00}^{TT} R_{mm}(t_1, t_2) \varphi_i(t_1) \varphi_j(t_2) dt_1 dt_2; \\ C^{R_{nn}} &= \{C_{ij}^{R_{nn}}\} = \iint_{00}^{TT} R_{nn}(t_1, t_2) \varphi_i(t_1) \varphi_j(t_2) dt_1 dt_2; \end{aligned}$$



Рис. 1. Структурная схема системы

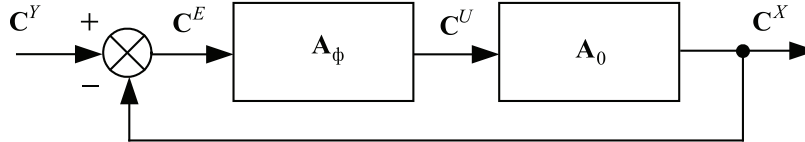


Рис. 2. Структурная схема системы в операторном виде

По следующим зависимостям определяем спектральные характеристики корреляционной функции выходного сигнала, обусловленные действием: полезного сигнала и помехи – $C^{R_{XX}} = A(C^{R_{mm}} + C^{R_{nn}})A^T$; полезного сигнала – $C^{R_{mXX}} = AC^{R_{mm}}A^T$; помехи – $C^{R_{nXX}} = AC^{R_{nn}}A^T$.

При синтезе фильтра спектральную характеристику $C^{R_{XX}} = C^{R_{mXX}}$ (обусловленную действием только полезного сигнала) будем использовать в качестве желаемой (эталонной). По формуле

$$C^{D_{XX}^3} = \{c_z^{D_{XX}^3}, z = \overline{1, l}\} = \text{sum}(C^{R_{XX}^3} \times A_z);$$

$$A^z = \left\{ a_{ij}^z = \int_0^6 \varphi_i(t) \varphi_j(t) \varphi_z(t) dt \right\},$$

рассчитаем спектральную характеристику желаемой дисперсии выходного процесса.

Найдем автокорреляционные функции, дисперсии и среднеквадратическое отклонение (СКО) выходного сигнала, обусловленные действием:

– полезного сигнала и помехи

$$R_{XX}(t_1, t_2) = \Phi(t) C^{R_{XX}} \Phi^T(t_2);$$

$$\sigma_{XX}(t) = \sqrt{D_{XX}(t)} = \sqrt{R_{XX}(t_1, t_2) \Big|_{t_1=t_2=t}};$$

– полезного сигнала

$$R_{mXX}(t_1, t_2) = \Phi(t) C^{R_{mXX}} \Phi^T(t_2);$$

$$\sigma_{mXX}(t) = \sqrt{D_{mXX}(t)} = \sqrt{R_{mXX}(t_1, t_2) \Big|_{t_1=t_2=t}};$$

– помехи $R_{nXX}(t_1, t_2) = \Phi(t) C^{R_{nXX}} \Phi^T(t_2);$

$$\sigma_{nXX}(t) = \sqrt{D_{nXX}(t)} = \sqrt{R_{nXX}(t_1, t_2) \Big|_{t_1=t_2=t}}.$$

Графики СКО выходного сигнала, обусловленные совместным действием полезного сигнала и помехи, а также действием отдельно помехи и полезного сигнала, представлены на рис. 3.

Этап 3. Расчет оптимального матричного оператора фильтра. Вычислим матричный оператор фильтра относительно двух критериев: критерия близости корреляционных функций и критерия близости дисперсий. Матричный оператор системы с фильтром имеет вид

$$A = (I + A_0 A_\phi)^{-1} A_0 A_\phi. \quad (3)$$

Оптимальные матричные операторы найдем из следующих зависимостей:

• критерий близости корреляционных функций:

$$\|C^{R_{XX}} - C^{R_{XX}}(A_\phi)\| = \|G^R(A_\phi)\| \rightarrow \min_{A_\phi}, \quad (4)$$

где

$$C^{R_{XX}}(A_\phi) = (I + A_0 A_\phi)^{-1} A_0 A_\phi (C^{R_{mm}} + C^{R_{nn}}) \times \\ \times ((I + A_0 A_{\phi_{\text{кy}}})^{-1} A_0 A_{\phi_{\text{кy}}})^T;$$

• критерий близости дисперсий:

$$\|C^{D_{XX}} - C^{D_{XX}}(A_\phi)\| = \|G^D(A_\phi)\| \rightarrow \min_{A_\phi}, \quad (5)$$

где

$$C^{D_{XX}}(A_\phi) = \{c_z^{D_{XX}}(A_\phi), z = \overline{1, l}\} = \\ = \text{sum}(C^{R_{XX}}(A_\phi) \times A_z);$$

$$A^z = \left\{ a_{ij}^z = \int_0^6 \varphi_i(t) \varphi_j(t) \varphi_z(t) dt \right\}.$$

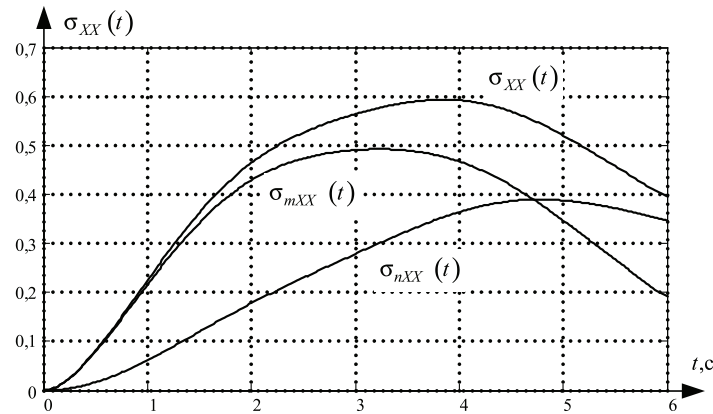


Рис. 3. Графики СКО выходного сигнала системы без фильтра

Выбрав евклидову норму матриц (4), (5), получим следующие целевые функции, подлежащие минимизации относительно элементов матрицы $\mathbf{A}_\Phi$:

$$G^R(\mathbf{A}_\Phi^{R*}) = \|\mathbf{G}^R(\mathbf{A}_\Phi)\| = \sqrt{\sum_{i,j} (g_{ij}^R(\mathbf{A}_\Phi))^2} \rightarrow \min_{\mathbf{A}_\Phi};$$

$$G^D(\mathbf{A}_\Phi^{D*}) = \|\mathbf{G}^D(\mathbf{A}_\Phi)\| = \sqrt{\sum_i (g_i^D(\mathbf{A}_\Phi))^2} \rightarrow \min_{\mathbf{A}_\Phi}.$$

Положив в качестве начального приближения $\mathbf{A}_\Phi = \mathbf{I}$, ($\mathbf{I}$ – единичная матрица) методом Гаусса – Ньютона вычисляем оптимальные матричные операторы фильтра $\mathbf{A}_\Phi^{R*}$, $\mathbf{A}_\Phi^{D*}$, при этом $G^R(\mathbf{A}_\Phi^{R*}) = 8,3016 \cdot 10^{-6}$; $G^D(\mathbf{A}_\Phi^{D*}) = 1,1870 \cdot 10^{-12}$.

Этап 4. Построение математической модели оптимального фильтра в форме дифференциального уравнения по известным матричным операторам $\mathbf{A}_\Phi^{R*}$, $\mathbf{A}_\Phi^{D*}$. Имеется несколько подходов к решению этой задачи, один из них основан на использовании понятия порождающих функций [11]. В случае если порядок ДУ невысокий, мож-

но предложить следующий способ. Зададим следующую структуру ДУ, описывающее динамику фильтра:

$$\dot{U}(t) + a_0^\Phi(t)U(t) = b_0^\Phi(t)E(t). \quad (6)$$

Определим коэффициенты $a_0^\Phi(t)$, $b_0^\Phi(t)$ в виде разложения по ОНБ так, чтобы матричный оператор уравнения (6) $\mathbf{A}_\Phi$ как можно точнее совпадал с $\mathbf{A}_\Phi^{R*}$ в одном случае и с $\mathbf{A}_\Phi^{D*}$ в другом. Матричные операторы правой $\mathbf{A}_0^U(\mathbf{C}^{a_0^\Phi})$ и левой $\mathbf{A}^E(\mathbf{C}^{b_0^\Phi})$ частей уравнения (6) можно представить следующим образом (см. переход от ДУ к соответствующему интегральному уравнению в [11]):

$$\mathbf{A}_0^U(\mathbf{C}^{a_0^\Phi}) = \mathbf{A}_0^0 \cdot (\mathbf{C}^{a_0^\Phi} \otimes \mathbf{I}), \mathbf{A}^E(\mathbf{C}^{b_0^\Phi}) = \mathbf{A}_0^0 \cdot (\mathbf{C}^{b_0^\Phi} \otimes \mathbf{I}),$$

где $\mathbf{C}^{a_0^\Phi} = \begin{bmatrix} c_1^{a_0^\Phi} & c_2^{a_0^\Phi} & \dots & c_{12}^{a_0^\Phi} \end{bmatrix}^T$ – спектральная характеристика $a_0^\Phi(t)$;

$\mathbf{C}^{b_0^\Phi} = \begin{bmatrix} c_1^{b_0^\Phi} & c_2^{b_0^\Phi} & \dots & c_{12}^{b_0^\Phi} \end{bmatrix}^T$ – спектральная характеристика $b_0^\Phi(t)$; элементы матрицы $\mathbf{A}_0^0$ согласно вычисляются следующим образом:

$$a_{ijk}^0 = \int_0^T \int_0^T \varphi_k(\tau) \varphi_i(t) \varphi_j(\tau) dt d\tau,$$

а ее структура имеет размер (12×12^2) :

$$\mathbf{A}_0^0 = \{a_{ijk}^0\} = \begin{bmatrix} a_{111}^0 & a_{121}^0 & \dots & a_{l11}^0 & a_{112}^0 & a_{122}^0 & \dots & a_{l12}^0 & \dots & a_{11l}^0 & a_{12l}^0 & \dots & a_{l1l}^0 \\ a_{211}^0 & a_{221}^0 & \dots & a_{2l1}^0 & a_{212}^0 & a_{222}^0 & \dots & a_{2l2}^0 & \dots & a_{21l}^0 & a_{22l}^0 & \dots & a_{2ll}^0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{l11}^0 & a_{l21}^0 & \dots & a_{ll1}^0 & a_{l12}^0 & a_{l22}^0 & \dots & a_{ll2}^0 & \dots & a_{l1l}^0 & a_{l2l}^0 & \dots & a_{lll}^0 \end{bmatrix}.$$

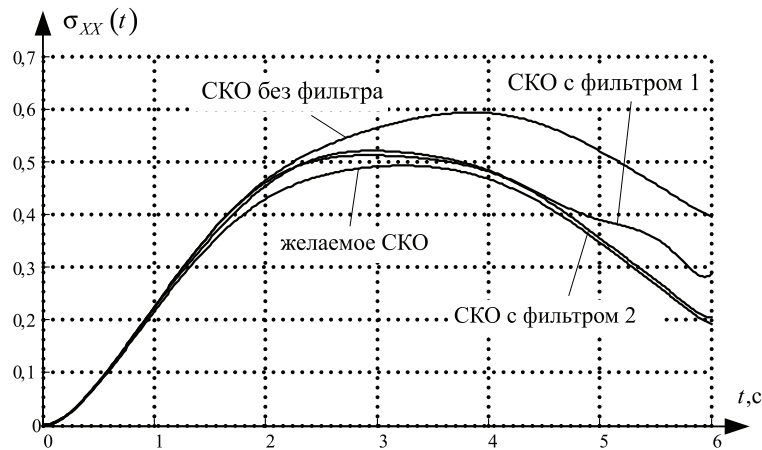


Рис. 4. Графики СКО выходного сигнала системы

Тогда матричный оператор фильтра определяется следующим образом:

$$\mathbf{A}_{\text{кф}} \left(c_i^{a\phi}, c_i^{b\phi} \right) = \left(\mathbf{I} + \mathbf{A}_0^U \left(\mathbf{C}^{a\phi} \right) \right)^{-1} \mathbf{A}^E \left(\mathbf{C}^{b\phi} \right). \quad (7)$$

Оптимальные параметры $p = \{c_i^{a\phi}, c_i^{b\phi}, i = \overline{1,12}\}$ найдем исходя из следующих зависимостей:

– критерий близости корреляционных функций:

$$\left\| \mathbf{A}_{\phi}^{R*} - \left(\mathbf{I} + \mathbf{A}_0^U \left(\mathbf{C}^{a\phi} \right) \right)^{-1} \mathbf{A}^E \left(\mathbf{C}^{b\phi} \right) \right\| = \left\| \mathbf{G}^R \left(c_i^{a\phi}, c_i^{b\phi} \right) \right\| \rightarrow \min_{c_i^{a\phi}, c_i^{b\phi}}; \quad (8)$$

– критерий близости дисперсий:

$$\left\| \mathbf{A}_{\phi}^{D*} - \left(\mathbf{I} + \mathbf{A}_0^U \left(\mathbf{C}^{a\phi} \right) \right)^{-1} \mathbf{A}^E \left(\mathbf{C}^{b\phi} \right) \right\| = \left\| \mathbf{G}^D \left(c_i^{a\phi}, c_i^{b\phi} \right) \right\| \rightarrow \min_{c_i^{a\phi}, c_i^{b\phi}}. \quad (9)$$

Задавшись евклидовой нормой для матриц (8), (9), получим следующие целевые функции, подлежащие минимизации:

$$G^R(p^*) = \left\| \mathbf{G}^R(p) \right\| = \sqrt{\sum_{i,j} \left(g_{ij}^R(p) \right)^2} \rightarrow \min_p;$$

$$G^D(p^*) = \left\| \mathbf{G}^D(p) \right\| = \sqrt{\sum_i \left(g_i^D(p) \right)^2} \rightarrow \min_p,$$

где $p = \{c_i^{a\phi}, c_i^{b\phi}, i = \overline{1,12}\}$ – совокупность искоемых параметров.

В результате минимизации целевых функций методом Гаусса – Ньютона были найдены: $\mathbf{C}_R^{a\phi}, \mathbf{C}_R^{b\phi}$ – спектральные характеристики соответствующих коэффициентов фильтра, найденные по критерию (8); $\mathbf{C}_D^{a\phi}, \mathbf{C}_D^{b\phi}$ – спектральные характеристики, найденные по критерию (9).

Целевые функции при оптимальных параметрах принимают следующие значения:

$$G^R(p_R^*) = 0,3455; \quad G^D(p_D^*) = 0,0777;$$

$$G^R(p_D^*) = 0,3867; \quad G^D(p_R^*) = 0,3040.$$

Этап 5. Анализ системы с найденными фильтрами. Матричные операторы всей системы:

$$\mathbf{A}^R = \left(\mathbf{I} + \mathbf{A}_0 \mathbf{A}_{\phi}^R \right)^{-1} \mathbf{A}_0 \mathbf{A}^R;$$

$$\mathbf{A}^D = \left(\mathbf{I} + \mathbf{A}_0 \mathbf{A}_{\phi}^D \right)^{-1} \mathbf{A}_0 \mathbf{A}^D.$$

Спектральные характеристики выходного сигнала, обусловленные воздействием полезного сигнала и помехи:

$$\mathbf{C}_R^{R_{xx}} = \mathbf{A}^R \left(\mathbf{C}^{R_{mm}} + \mathbf{C}^{R_{nn}} \right) \left(\mathbf{A}^R \right)^T;$$

$$\mathbf{C}_D^{R_{xx}} = \mathbf{A}^D \left(\mathbf{C}^{R_{mm}} + \mathbf{C}^{R_{nn}} \right) \left(\mathbf{A}^D \right)^T.$$

Автокорреляционные функции, дисперсии и СКО выходного сигнала, обусловленные действием полезного сигнала и помехи:

$$R_{XX-R}(t_1, t_2) = \Phi(t_1) C_R^{R_{XX}} \Phi^T(t_2);$$

$$\sigma_{XX-R}(t) = \sqrt{D_{XX-R}(t)} = \sqrt{R_{XX-R}(t, t)} \Big|_{t_1=t_2=t};$$

$$R_{XX-D}(t_1, t_2) = \Phi(t_1) C_D^{R_{XX}} \Phi^T(t_2);$$

$$\sigma_{XX-D}(t) = \sqrt{D_{XX-D}(t)} = \sqrt{R_{XX-D}(t, t)} \Big|_{t_1=t_2=t}.$$

На рис. 4 представлены графики СКО выходного сигнала с фильтром, построенным на основе равенства корреляционных функций выходного и эталонного процессов (фильтр 1) и на основе равенства дисперсий выходного и эталонного процессов (фильтр 2). В случае получения результата с недостаточной точностью, необходимо на этапе 4 задать более сложную структуру фильтра.

Предложенный подход к построению фильтров, основанный на методе матричных операторов, позволяет найти ДУ оптимальных фильтров, как для класса стационарных, так и нестационарных случайных процессов, причем нет ограничений и на стационарность объекта. Все это позволяет широко использовать элементный базис аналоговой микроэлектроники для сборки синтезируемого устройства.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований и Правительства Калужской области (гранты № 14-48-03013, № 16-41-400701).

Список литературы

1. Аунг Ч.С., Макаренков А.М., Мью П.С. Идентификация случайных параметров математической модели электрогидравлического следящего привода // *Фундаментальные исследования*. – 2016. – № 2–2. – С. 231–235.
2. Мартыанов П.С. Синтез аналоговых фильтров на элементарных звеньях для радиотехнических систем: диссертация ... кандидата технических наук: – М., 2010. – 156 с.
3. Мельников Д.В., Егупов Н.Д., Мин Ч.Ту. Метод матричных операторов синтеза нестационарных фильтров // *Вопросы радиоэлектроники*. – 2013. – Т. 1, № 4. – С. 65–75.
4. Мельников Д.В., Корнюшин П.Ю., Мин Ч.Т., Чжо Т.А., Окар М. Проекционно-матричный подход к анализу и синтезу систем управления электроэнергетических систем // *Научное обозрение*. – 2015. – № 2. – С. 88–97.
5. Мельников Д.В., Корнюшин Ю.П., Мин Ч.Ту. Спектральный метод синтеза нелинейных радиоэлектронных систем управления // *Вопросы радиоэлектроники*. – 2013. – Т. 1, № 4. – С. 116–124.
6. Мельников Д.В., Мин Ч.Ту. Исследование радиотехнических устройств в стохастических режимах // *Вопросы радиоэлектроники*. – 2013. – Т. 1, № 4. – С. 76–88.
7. Мельников Д.В., Чжо Ту.А., Окар М. Алгоритм статистического анализа линейных нестационарных систем со случайными параметрами с использованием аппарата матричных операторов и теории чувствительности // *Научное обозрение*. – 2015. – № 20. – С. 185–190.
8. Мин Ч.Ту., Мельников Д.В., Алгоритм стохастического исследования нелинейных систем управления с ис-

пользованием проекционно-матричного аппарата // *Научное обозрение*. – 2014. – № 10–1. – С. 87–93.

9. Мишин Г.Т. Современная аналоговая микроэлектроника: теория и практика. – М.: Издательство «Радиотехника», 2007. – 208 с.

10. Окар Мин, Мельников Д.В. Алгоритм расчета нелинейных систем управления проекционно-матричным методом // *Инженерный журнал: наука и инновации*. – 2014 – № 12 (36). – С. 17; <http://engjournal.ru/catalog/it/asu/1268.html>.

11. Пупков К.А., Егупов Н.Д., Колесников Л.В., Лукашенко Ю.Л., Мельников Д.В., В.М. Рыбин, Трофимов А.И. Матричные методы расчета и проектирования сложных систем автоматического управления для инженеров / Под ред. К.А. Пупкова и Н.Д. Егупова. – М.: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2007. – 664 с.

12. Пупков К.А., Егупов Н.Д., Колесников Л.В., Мельников Д.В., Трофимов А.И. Высокоточные системы самонаведения. Расчет и проектирование. Вычислительный эксперимент / Под. ред. Пупкова К.А., Егупова Н.Д. – М.: Физматлит, 2011. – 512 с.

13. Чжо Ту Аунг, Мельников Д.В. Алгоритм исследования нелинейных систем автоматического управления в стохастических режимах // *Инженерный журнал: наука и инновации*. – 2014. – № 4 (28). – С. 3; <http://engjournal.ru/catalog/it/asu/1270.html>.

References

1. Aung Ch.S., Makarenkov A.M., Mo P.S. Identifikacija sluchajnyh parametrov matema-ticheskoj modeli jelektrogidravlicheskogo sledjashhego privoda // *Fundamentalnye issledovaniya*. 2016. no. 2–2. pp. 231–235.
2. Martjanov P.S. Sintez analogovyh filtrov na jelementarnyh zvenjah dlja radiotekhnicheskix sistem: dissertacija ... kandidata tehnikeskix nauk: M., 2010. 156 p.
3. Melnikov D.V., Egupov N.D., Min Ch.Tu. Metod matrichnyh operatorov sinteza nesta-cionarnyh filtrov // *Voprosy radiojelektroniki*. 2013. T. 1, no. 4. pp. 65–75.
4. Melnikov D.V., Kornjushin P.Ju., Min Ch.T., Chzho T.A., Okar M. Proekcionno–matrichnyj podhod k analizu i sintezu sistem upravlenija jelektroenergeticheskix si-stem // *Nauchnoe obozrenie*. 2015. no. 2. pp. 88–97.
5. Melnikov D.V., Kornjushin Ju.P., Min Ch.Tu. Spektralnyj metod sinteza nelinejnyh radiojelektronnyh sistem upravlenija // *Voprosy radiojelektroniki*. 2013. T. 1, no. 4. pp. 116–124.
6. Melnikov D.V., Min Ch.Tu. Issledovanie radiotekhnicheskix ustrojstv v stohasticheskix rezhimah // *Voprosy radiojelektroniki*. 2013. T. 1, no. 4. pp. 76–88.
7. Melnikov D.V., Chzho Tu.A., Okar M. Algoritm statisticheskogo analiza linejnyh ne-stacionarnyh sistem so sluchajnymi parametrami s ispolzovaniem apparata matrichnyh operatorov i teorii chuvstvitelnosti // *Nauchnoe obozrenie*. 2015. no. 20. pp. 185–190.
8. Min Ch.Tu., Melnikov D.V., Algoritm stohasticheskogo issledovaniya nelinejnyh si-stem upravlenija s ispolzovaniem proekcionno–matrichnogo apparata // *Nauchnoe obo-zrenie*. 2014. no. 10–1. pp. 87–93.
9. Mishin G.T. Sovremennaja analogovaja mikroelektronika: teorija i praktika. M.: Iz-datelstvo «Radiotekhnika», 2007. 208 p.
10. Okar Min, Melnikov D.V. Algoritm rascheta nelinejnyh sistem upravlenija proek-cionno-matrichnym metodom // *Inzhenernyj zhurnal: nauka i innovacii*. 2014 no. 12 (36). pp. 17; <http://engjournal.ru/catalog/it/asu/1268.html>.
11. Pupkov K.A., Egupov N.D., Kolesnikov L.V., Lukashenko Ju.L., Melnikov D.V., V.M. Rybin, Trofimov A.I. Matrichnye metody rascheta i proektirovaniya slozhnyh sistem avtomaticheskogo upravlenija dlja inzhenerov / Pod red. K.A. Pupkova i N.D. Egupova. M.: Izdatelstvo MGTU im. N.Je. Bauman, 2007. 664p.
12. Pupkov K.A., Egupov N.D., Kolesnikov L.V., Melnikov D.V., Trofimov A.I. Vysoko-tochnye sistemy samonavedeniya. Raschet i proektirovanie. Vychislitelnyj jeksperiment / Pod. red. Pupkova K.A., Egupova N.D. M.: Fizmatlit, 2011. 512 p.
13. Chzho Tu Aung, Melnikov D.V. Algoritm issledovaniya nelinejnyh sistem avtomati-cheskogo upravlenija v stohasticheskix rezhimah // *Inzhenernyj zhurnal: nauka i innovacii*. 2014. no. 4 (28). pp. 3; <http://engjournal.ru/catalog/it/asu/1270.html>.