

## Литература

1. В.Анерт, Ф.Штеффен. «Техника звукоусиления. Теория и практика». – Москва: «ПКФ»Лерушаа», 2003.
2. Йордан В. Л. «Акустическое проектирование концертных залов и театров». – Москва: Стройиздат, 1985.
2. Йордан В. Л. «Акустическое проектирование концертных залов и театров». – Москва: Стройиздат, 1985.
3. Макриненко Л. И. «Акустика помещений общественных зданий». – Москва: Стройиздат, 1986.
4. Ковригин С. Д. «Архитектурно-строительная акустика». – Москва: «Высшая школа», 1980.
5. Акустика: Справочник / под ред. М.А. Сапожкова. - М.: Радио и связь, 1989.
6. Фурдудев В.В. Акустические основы вещания. - М.: Связьиздат, 1960.
7. ГОСТ 24146-89. Зрительные залы. Метод измерения времени реверберации. – М.: Госстрой СССР – 8 с.
8. Руководство по акустическому проектированию залов многоцелевого назначения средней вместимости/ НИИСФ Госстроя СССР. – М.: Стройиздат, 1981. – 47 с.
9. Справочник по акустике/ Под ред. М.А. Сапожкова – М.:Связь, 1979. – 312 с.
10. Ковригин С.Д., Крышов С.И. Архитектурно-строительная акустика. – М.: Высшая школа, 1986. – 256 с.

*Представлено метод машинного синтеза дискретных коригующих фільтрів мінімального порядку для складних багатозв'язкових динамічних систем з виучуваною внутрішньою моделлю мінімального порядку в контурі керування. Наведено приклад реалізації методу*

*Ключові слова: синтез, ДКФ – дискретний коригуючий фільтр, ВМ – внутрішня модель*

*Представлен метод машинного синтеза дискретных корректирующих фильтров минимального порядка для сложных много-связных динамических систем с обучаемой внутренней моделью минимального порядка в контуре управления. Приведен пример реализации метода*

*Ключевые слова: синтез, ДКФ - дискретный корректирующий фильтр, ВМ - внутренняя модель*

*The method of machine synthesis of discrete approach-correcting filters of the minimum order for difficult multicoherent dynamic systems with trained internal model of the minimum order in a control loop is presented. The example of realisation of a method is resulted*

*Keyword: synthesi: DACF – discrete approach - correcting filter, IM - internal model*

УДК 681.51.015

# ЭТАПЫ МАШИННОГО СИНТЕЗА ДИСКРЕТНЫХ КОРРЕКТИРУЮЩИХ ФИЛЬТРОВ

В.Г. Зотов

Кандидат технических наук, старший научный сотрудник  
Контактный тел.: (057) 760-38-76

## 1. Введение

Традиционный подход к построению задачи синтеза корректирующих фильтров с внутренней моделью (ВМ) предполагает выбор ВМ точно отражающей основные свойства объекта управления (ОУ). В связи с этим, до недавнего времени, порядок ВМ выбирался равным порядку ОУ.

Задача в таком виде была чрезвычайно громоздка и формулировка целей проектирования усложнялась. В последнее время отмечено стремление исследователей к редуцированию дифференциальных уравнений, описывающих ВМ с сохранением качественных характеристик [1- 4]. При этом, естественно, ВМ все-таки вносит некоторые ошибки в систему за счет своей грубости.

Необходимо учитывать, что математическое описание самого ОУ может не отражать некоторые особенности его функционирования, которые называют не моделируемой динамикой. Для учета отмеченных особенностей система управления может строиться на основе принципов адаптивных систем во временной области. Ведущими учеными высказывается уверенность, что «особенно перспективными на этом пути могут оказаться системы с внутренними моделями» [5], отвечающие условиям робастности.

## 2. Цель работы

Целью работы является создание эффективно-го метода машинного синтеза дискретных корректирующих фильтров (ДКФ) минимального порядка для сложных многосвязных динамических систем с присоединенными осцилляторами. Для построения эффективной процедуры синтеза, предлагается введение в контур управления обучаемой ВМ с регулятором. Отработка ошибки рассогласования ОУ и ВМ строится на принципах адаптивного управления с минимизацией функционала качества. Формирование ДКФ и повышение точности дискретной системы достигается многополиномиальной аппроксимацией сигнала ошибки решением дифференциального уравнения ВМ с использованием метода наименьших квадратов [6].

## 3. Изложение основного материала

В настоящей работе на основе анализа публикаций, которые относятся к этой проблеме в качестве ВМ, взята система в виде дифференциального уравнения минимального порядка с постоянными коэффициентами и ПД регулятора. Другими словами ВМ представляет собой стационарную систему с регулятором. Из сравнения ВМ и ОУ следует, что общими свойствами у них являются только эффективность управляющих органов и колебательность переходных процессов.

Таким образом, настоящая ВМ может рассматриваться как редукция ОУ с регулятором. В такой ситуации для упрощения задачи необходимо осуществить декомпозицию системы в целом путем разделения движений на медленные и быстрые в различных каналах многосвязной системы. Синтез ДКФ осуществить по этапам с последовательным поэтапным усложнением динамической схемы объекта. Проведение вычислений для системы в целом с учетом медленных и быстрых движений объекта, которые описываются сильно разреженными матрицами, может привести к большим погрешностям. В связи с этим, синтез ДКФ сразу для всей многосвязной системы может быть достаточно продолжительным, либо не приводящим к решению задачи.

Представим последовательность описания динамической схемы ОУ, ВМ и системы адаптации по этапам синтеза.

### Этап I

На этапе 1 предлагается синтез ДКФ минимального порядка для упрощенного ОУ в канале корот-

ко – периодического движения. Динамическая схема ОУ в этом канале описывается дифференциальным уравнением 2-го порядка без присоединенных осцилляторов. После приведения уравнений к форме Коши и приведения их к дискретной форме, замкнутая дискретная система в терминах пространства состояний примет вид [7]

$$x[(k_0+1)T_1] = A' x(k_0T_1) \quad (1)$$

$$y(k_0T_1) = H x(k_0T_1) \quad (2)$$

где

$$A' = \begin{bmatrix} \Phi + D'Q^T H & | & E' & | & D'S^T \\ \hline 0 & | & I_{m1} & | & 0 \\ \hline GH & | & 0 & | & R \end{bmatrix};$$

$$x(k_0T_1) = \begin{bmatrix} x^H(k_0T_1) \\ F(k_0T_1) \\ U(k_0T_1) \end{bmatrix};$$

$$\Phi = e^{\tilde{A} T_1}; \tilde{A} = \begin{bmatrix} -A^{-1}B & | & -A^{-1}C \\ \hline I & | & 0 \end{bmatrix};$$

$$D' = (\Phi - I)\tilde{A}^{-1}\tilde{B}; \tilde{B} = \begin{bmatrix} A^{-1}D \\ \hline 0 \end{bmatrix}; E = \begin{bmatrix} A^{-1} \\ \hline 0 \end{bmatrix};$$

$$E' = (\Phi - I)\tilde{A}^{-1}E; D = [a_{25}, 0, \dots, 0]^T; Q = Q_2 = -a_{20};$$

$$S = S_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$R = R_2 = \begin{bmatrix} 0 & | & & & & \\ 0 & | & & & I & \\ \dots & | & & & & \\ 0 & | & & & & \\ \hline -b_{2, \ell_2+1} & | & b_{2, \ell_2} & | & -b_{2, \ell_2-1} & | & \dots & | & b_{21} \end{bmatrix};$$

$$G = G_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ g_{22} & 1 & 0 & \dots & 0 \\ g_{23} & g_{22} & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{2, \ell_2+1} & g_{2, \ell_2} & g_{2, \ell_2-1} & \dots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{20} \\ a_{21} \\ a_{22} \\ \dots \\ a_{2, \ell_2} \end{bmatrix};$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \ddots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix};$$

$$H = \|0000000001000000\|; x^H(k_0T_1) = [x_2, x_3, \dots, x_6];$$

$$F(k_0T_1) = [f_1, f_2]^T;$$

$$U(k_0T_1) = \{u_2[(k_0 - \ell_2)T_1], u_2[(k_0 - \ell_2 - 1)T_1], u_2[(k_0 - \ell_2 - 2)T_1]\};$$

$A'$  - ( $n'' \times n''$ ) – мерная расширенная блочная матрица состояния дискретной системы;  $\Phi$  – переходная матрица дискретной системы;  $\tilde{A}$  – матрица состояния непрерывной системы;  $I_{m_1}$  -  $m_1$  – мерная единичная матрица;  $\tilde{B}, E$  – матрицы управляемого и возмущаемого перехода непрерывной системы соответственно;  $D', E'$  – матрицы управляемого и возмущаемого перехода дискретной системы;  $R, G, S, Q$  – матрицы разностных уравнений дискретного регулятора размера  $(\ell_2 \times \ell_2), (\ell_2 \times r), (\ell_2 \times 1), (r \times 1)$  соответственно;  $A, B, C, D$  – матрицы коэффициентов исходных уравнений движения объекта управления;  $x(k_0T_1)$  - ( $n'' \times 1$ ) – мерный вектор состояния дискретной системы;  $x(k_0T_1)$  - вектор переменных состояния непрерывной части системы;  $F(k_0T_1)$  -  $m_1$  – мерный вектор возмущений;  $U(k_0T_1)$  -  $(\ell_2 \times 1)$  – мерный вектор управления;  $T_1$  - период квантования сигнала по времени;  $y(k_0T_1)$  - выход объекта управления;  $H$  – матрица измерений;  $n'' = n - \ell_1 - 8$ ;  $\ell_2$  – порядок ДКФ;  $r$  – число дискретных регуляторов.

На этапе 1 в матрицах  $A, B, C$  оставлены только коэффициенты быстрого канала, без коэффициентов взаимного влияния каналов и присоединенных осцилляторов. В уравнениях дискретного регулятора оставлены только матрицы  $R_2, G_2, Q_2, S_2$  - участвующие в формировании управляющего воздействия на движение объекта в быстром канале.

Дискретная ВМ (ДВМ) на этапе I представлена уравнениями динамики в терминах пространства состояний в виде

$$x_M[(k_0 + 1)T_1] = \Phi_M x_M(k_0T_1) + F_M u_M(k_0T_1), \quad (3)$$

$$u_M(k_0T_1) = m [g(k_0T_1) - x_M(k_0T_1)],$$

$$m = k_1 x_{1M}(k_0T_1) + k_2 x_{2M}(k_0T_1),$$

$$y_M(k_0T_1) = C_M x_M(k_0T_1), \quad (4)$$

где

$$\Phi_M = e^{-A_M T_1}; F_M = (\Phi_M - I) A_M^{-1} b;$$

$$A_M = \begin{bmatrix} 0 & T_1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$x_M(k_0T_1) = \begin{bmatrix} x_{1M}(k_0T_1) \\ x_{2M}(k_0T_1) \end{bmatrix}; C_M = [1 \ 0];$$

$\Phi_M$  - переходная матрица состояния ДВМ;  $F_M$  - матрица управляемого перехода ДВМ;  $u_M(k_0T_1)$  - управляющий сигнал;  $x_M(k_0T_1)$  - ( $2 \times 1$ ) - мерный вектор переменных состояния ДВМ;  $A_M$  - ( $2 \times 2$ ) – мерная матрица состояния непрерывной ВМ;  $y_M(k_0T_1)$  - выход ВМ;  $b$  - эффективность управляющих органов;  $C_M$  – матрица измерений ВМ;  $k_1, k_2$  - коэффициенты ПД - регулятора.

В уравнениях всех трех этапов учтен экстраполятор нулевого порядка.

**Этап II**

На этапе II осуществляется синтез ДКФ минимального порядка для ОУ в канале коротко – периодического движения с 4-мя присоединенными осцилляторами. Тогда уравнения состояния дискретной системы примут вид

$$x[(k_0 + 1)T] = A' x(k_0T_1), \quad (5)$$

$$y(k_0T_1) = H x(k_0T_1), \quad (6)$$

где

$$A' = \begin{bmatrix} \Phi + D'Q^T H & | & E' & | & D'S^T \\ \hline 0 & | & I_{m_1} & | & 0 \\ \hline GH & | & 0 & | & R \end{bmatrix};$$

$$x(k_0T_1) = \begin{bmatrix} x^H(k_0T_1) \\ F(k_0T_1) \\ U(k_0T_1) \end{bmatrix};$$

$$\Phi = e^{\tilde{A} T_1}; \tilde{A} = \begin{bmatrix} -A^{-1}B & | & -A^{-1}C \\ \hline I & | & 0 \end{bmatrix};$$

$$D' = (\Phi - I) \tilde{A}^{-1} \tilde{B}; \tilde{B} = \begin{bmatrix} A^{-1}D \\ \hline 0 \end{bmatrix}; E = \begin{bmatrix} A^{-1} \\ \hline 0 \end{bmatrix};$$

$$E' = (\Phi - I) \tilde{A}^{-1} E; D = [a_{25}, 0, \dots, a_{95}, a_{10,5}]^T;$$

$$Q = Q_2 = -a_{20};$$

$$S = S_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$R = R_2 = \begin{bmatrix} 0 & | & & & & \\ 0 & | & & & I & \\ \dots & | & & & & \\ 0 & | & & & & \\ \hline -b_{2, \ell_2 + 1} & | & b_{2, \ell_2} & | & -b_{2, \ell_2 - 1} & | & \dots & | & b_{21} \end{bmatrix};$$

$$G_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ g_{22} & 1 & 0 & \dots & 0 \\ g_{23} & g_{22} & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{2,\ell_2+1} & g_{2,\ell_2} & g_{2,\ell_2-1} & \dots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{20} \\ a_{21} \\ a_{22} \\ \dots \\ a_{2,\ell_2} \end{bmatrix};$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \ddots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix};$$

$$H = \|0000000001000000\|; x^H(k_0T_1) = [x_2, x_3, \dots, x_{16}]^T;$$

$$F(k_0T_1) = [f_1, f_2, 0, \dots, 0]^T;$$

$$U(k_0T_1) = \{u_2[(k_0 - \ell_2)T_1], u_2[(k_0 - \ell_2 - 1)T_1], u_2[(k_0 - \ell_2 - 2)T_1]\};$$

$A'$  - ( $n' \times n'$ ) – мерная расширенная блочная матрица состояния системы;  $\Phi$  – переходная матрица дискретной системы;  $\tilde{A}$  – матрица состояния непрерывной системы;  $I$  – единичная матрица;  $\tilde{B}, E$  – матрицы управляемого и возмущаемого перехода непрерывной системы соответственно;  $D', E'$  – матрицы управляемого и возмущаемого перехода дискретной системы;;  $A, B, C, D$  – матрицы коэффициентов исходных дифференциальных уравнений движения объекта управления;  $x(k_0T_1)$  – ( $n' \times 1$ ) – мерный вектор переменных состояния системы;  $x(k_0T_1)$  – вектор переменных состояния непрерывной части системы;  $F(k_0T_1)$  –  $m_1$  – мерный вектор возмущений;  $U(k_0T_1)$  – ( $\ell_2 \times 1$ ) мерный вектор управления;  $T_1$  – период квантования сигнала по времени;  $x_{13}, x_{14}, x_{15}, x_{16}$  – координаты присоединенных осцилляторов;  $y(k_0T_1)$  – выход объекта управления;  $H$  – матрица измерений;  $\ell_2$  – порядок ДКФ;  $n' = n - \ell_1 - 3$ .

Дополнение системы уравнениями присоединенных осцилляторов приводит к расширению матриц  $A, B, C$ , а также матрицы  $A'$ . Дискретный регулятор, синтезированный на этапе 1, является исходным для этапа II. Следовательно, ДКФ синтезированный на этапе I будет уточняться с учетом функционирования присоединенных осцилляторов.

Структура ДВМ на этапе II остается без изменений и описывается уравнениями динамики (3), (4)

$$x_M[(k_0+1)T_1] = \Phi_M x_M(k_0T_1) + F_M u_M(k_0T_1),$$

$$u_M(k_0T_1) = m[g(k_0T_1) - x_M(k_0T_1)],$$

$$m = k_1 x_{1M}(k_0T_1) + k_2 x_{2M}(k_0T_1),$$

$$y_M(k_0T_1) = C x_M(k_0T_1),$$

где

$$\Phi_M = e^{-A_M T_1}; A_M = \begin{bmatrix} 0 & T_1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; F_M = (\Phi_M - I) A_M^{-1} b;$$

$$x_M(k_0T_1) = \begin{bmatrix} x_{1M}(k_0T_1) \\ x_{2M}(k_0T_1) \end{bmatrix}; C_M = [1 \ 0];$$

$\Phi_M$  – переходная матрица ДВМ;  $F$  – матрица управляемого перехода;  $u_M(k_0T_1)$  – управляющий сигнал;  $x(k_0T_1)$  – ( $2 \times 1$ ) мерный вектор состояния;

$A_M$  – ( $2 \times 2$ ) – мерная матрица состояния ВМ;  $x_M(k_0T_1)$  – вектор состояния ВМ;

$y_M(k_0T_1)$  – выход ВМ;  $b = a_{25}$  – эффективность управляющих органов;  $C_M$  – матрица измерений ВМ;  $k_1, k_2$  – коэффициенты регулятора.

### Этап III

На этапе III осуществляется синтез ДКФ минимального порядка для ОУ с двумя связанными каналами: коротко – периодическим и длинно – периодическим с учетом 4-х осцилляторов. Решение, с учетом взаимного влияния каналов и осцилляторов, ищется в длинно – периодическом канале. При этом уравнения состояния замкнутой системы описываются в виде

$$x[(k_0+1)T_1] = A' x(k_0T_1), \tag{7}$$

$$y(k_0T_1) = H x(k_0T_1), \tag{8}$$

$$\text{где } A' = \begin{bmatrix} \Phi + D'Q^T H & | & E' & | & D'S^T \\ \hline 0 & | & I_{m_1} & | & 0 \\ \hline GH & | & 0 & | & R \end{bmatrix};$$

$$x(k_0T_1) = \begin{bmatrix} x^H(k_0T_1) \\ F(k_0T_1) \\ U(k_0T_1) \end{bmatrix};$$

$$\Phi = e^{\tilde{A}T_1}; \tilde{A} = \begin{bmatrix} -A^{-1}B & | & -A^{-1}C \\ \hline - & | & - \\ I & | & 0 \end{bmatrix};$$

$$D' = (\Phi - I)\tilde{A}^{-1}\tilde{B}; \tilde{B} = \begin{bmatrix} A^{-1}D \\ \hline 0 \end{bmatrix}; E = \begin{bmatrix} A^{-1} \\ \hline 0 \end{bmatrix};$$

$$E' = (\Phi - I)\tilde{A}^{-1}E;$$

$$D = [a_{15}, a_{25}, 0, \dots, a_{95}, a_{10,5}, 0, \dots, 0]^T;$$

$$Q = \begin{bmatrix} Q_1 \\ Q_2 \end{bmatrix}; Q_1 = -a_{10}; Q_2 = -a_{20}; S = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix};$$



или

$$\bar{Q} = \min_{C_1 \in R^n} \sum_{i=0}^{N-1} \left[ \frac{\varepsilon(iT_1)}{y_{уст.}} \cdot (C_1 + C_2 iT_1) \right],$$

где

$$\varepsilon(iT_1) = y_{тп}(iT_1) - y_{м}(iT_1) = y_{уст.}(iT_1) - y_{м}(iT_1);$$

$\varepsilon(iT_1)$  - величина рассогласования между выходом объекта и выходом модели на  $i$ -ой итерации;  $e^{\alpha_i T_1}$  - переменный весовой коэффициент  $i$ -ой итерации;  $C_i, i=1,4$  - весовые коэффициенты;  $T_1$  - период квантования сигнала по времени;  $y_{уст.}$  - установившееся значение регулируемого параметра;  $R^n$  - область существования решения.

На каждом этапе, после каждого выбора ДРКФ, осуществляется оценка устойчивости замкнутой корректированной системы по матричным нормам и модулю следа матрицы [8]. Алгоритм исследования устойчивости замкнутой системы следующий:

- проверяется условие неустойчивости в виде  $Sp A' \hat{k} \geq n$ , (9)

где  $Sp A' = \sum_{i,j=1}^{n_1+n_2} a'_{ij}$  - след блочной

матрицы состояния замкнутой системы  $A'$ ;  $\hat{k}$  - показатель степени матрицы  $A'$ ;  $n$  - порядок матрицы  $A'$ .

Если условие (9) удовлетворяется, то оценка прекращается;

- если условие (9) не удовлетворяется, тогда исследуется условие устойчивости

$$\|A' \hat{k}\| < 1, \quad (10)$$

где  $\|A' \hat{k}\|$  - нормы последовательных степеней матрицы  $A'$ .

Структурная схема задачи синтеза дискретных корректирующих фильтров с моделью представлена на рис. 1.

Направление случайного шага поиска определяется векторными функциями

$$\bar{k}_{p+1} = \bar{k}_p + \Delta \bar{k}_{p+1},$$

$$\Delta \bar{k}_{p+1} = a \bar{F}(\bar{\xi}, \bar{W}),$$

$$\bar{F} = \left( \bar{\xi}_{p+1} + \bar{W}_{p+1} \right) / \left| \bar{\xi}_{p+1} + \bar{W}_{p+1} \right|,$$

где функция  $\bar{F}$  реализует пространственное распределение случайного шага.

По вычисляемой величине приращения функционала

$$\Delta Q_p = Q_p - Q_{p-1}$$

и приращению варьируемых параметров модели определяются компоненты вектора непрерывного обучения модели

$$W_{p+1}^j = k_1^j W_p^j - \delta_1 (\Delta Q_p + d) \Delta k_p^j,$$

где

$$\Delta k_{p+1}^j = a \left[ \left( \bar{\xi}_{p+1}^j + \bar{w}_{p+1}^j \right) / \left| \bar{\xi}_{p+1}^j + \bar{w}_{p+1}^j \right| \right];$$

$W_{p+1}^j$  - прогнозируемое значение  $j$ -ой компоненты вектора обучения;

$W_p^j$  - значение  $j$ -ой компоненты вектора обучения на текущей итерации;  $k_1^j$  - коэффициент запоминания ( $0 < k_1^j < 1$ );  $\delta_1$  - параметр скорости обучения ( $\delta_1 > 0$ );  $\Delta Q_p$  - приращение функционала на текущей итерации;  $d$  - коэффициент скептицизма ( $d > 0$ );  $\Delta k_p^j$  - приращение  $j$ -го коэффициента регулятора модели на  $p$ -ой итерации;  $a$  - шаг поиска.

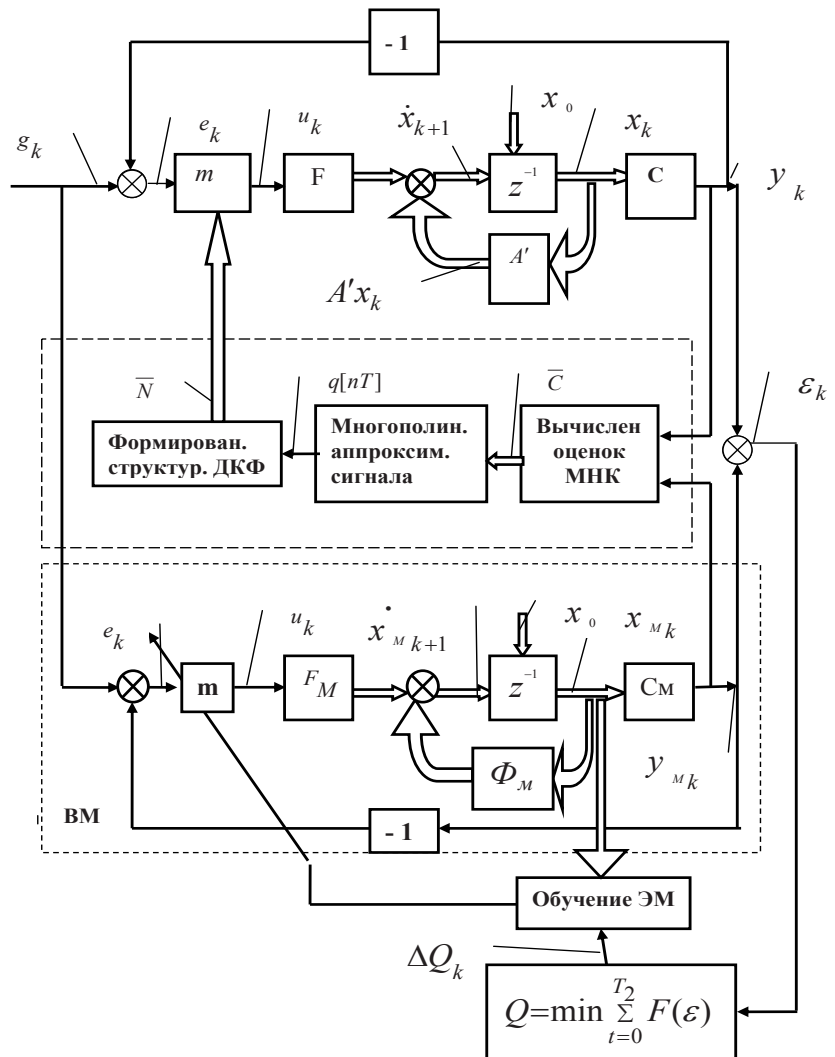


Рис. 1. Структурная схема дискретной замкнутой стационарной САР с одним входом и выходом

Для проверки правильности выбора коэффициентов ДКФ во втором связанном канале и их возможного уточнения, в соответствии с разработанной программой, на ЦВМ строится область устойчивости и качества в плоскости этих коэффициентов.

При этом задаются:

- $k_3[\min, \max], k_4[\min, \max]$  - диапазоны изменения коэффициентов с учетом их ранее найденных значений на этапе III;
- $\bar{K}_{нач.} = [k_3, k_4]$  - исходный вектор поиска;
- $S_{max}$  - максимальное число точек диапазона изменения  $k_3, k_4$ ;
- $m$  - число тактов в периоде аппроксимации;
- $k_{oc}$  ~ коэффициент обратной связи в ДКФ;
- Метод - № ~ номер метода построения области устойчивости и качества;
- $Q_{Tmax}$  ~ достижимое значение функционала качества.

(8), (3), (4). Уравнения состояния и измерений имеют вид

$$x[(k_0 + 1)T_1] = A'x(k_0T_1), \tag{11}$$

$$y(k_0T_1) = Hx(k_0T_1), \tag{12}$$

где  $A'$  - расширенная блочная матрица состояния системы, включающая дискретный регулятор;  $x(k_0T_1)$  - вектор переменных состояния системы;  $y(k_0T_1)$  - выход объекта управления;  $H$  - матрица измерений.

Исходные данные для непрерывной части системы заданы коэффициентами уравнений, приведенных в [11].

Исходные данные для этапов 1- 3 синтеза заданы табл. 1.

**Таблица 1**

Исходные данные для синтеза ДКФ

	Этап синтеза	Такт решения T, с	Число тактов в периоде аппроксимации, m	Порядок ДКФ k	Шаг поиска ΔX	Коэфф. запомин. k*	Коэфф. скорости обучения δ*	Коэфф. скептицизма d	Ограничение вектора обучения  W	Коэфф. обратной связи ДКФ k <sub>oc</sub>
Метод SSO1	1	0.05	5	3	0.2	0.8	7	5	30	0.0001
	2	0.05	5	3	0.2	0.8	7	5	30	0.0001
	3	0.05	5	3	0.2	0.8	7	5	30	0.0001

**Таблица 1 (продолжение)**

Порядок системы n	Коэффициенты функционала				Число точек переходного процесса МАХТКТ	Начальный вектор K нач.				Возмущения M возм.	Идентиф. этапа KL
	C1	C2	C3	C4		k1	k2	k3	k4		
10	-	-	1.2	0.6	200	-55.0	-133.5	-	-	0.2	0
18	-	-	1.2	0.6	200	-55.0	-133.5	-	-	0.2	0
22	1.2	0.6	-	-	200	-55.8	-132.7	-1.5	+1.4	0.2	1

*Пример.*

Для иллюстрации работоспособности представленного выше метода машинного синтеза взят гипотетический объект управления со сложной динамической схемой [9], [10], описываемый соответствующей системой дифференциальных уравнений. Исследуется двухконтурная связанная система с разнесенными по частоте четырьмя осцилляторами.

В терминах метода пространства состояний и метода синтеза представленного в настоящей работе уравнения описывающие систему взяты в виде (7),

Требуется осуществить поэтапный синтез ДРКФ минимального порядка для двухконтурной системы с присоединенными осцилляторами с целью обеспечения устойчивости и приемлемого качества переходных процессов замкнутой скорректированной системы.

Этап 1.

В качестве подготовки к синтезу получаем матрицы состояния  $A'$  размера (6×6), управляемого перехода  $D'$  размера (1×6), возмущаемого перехода  $E'$  размера (6×1) и расширенную матрицу состояния  $A'$  размера (10×10) дискретной системы

$$\tilde{A}' = \begin{bmatrix} 1.001342 & 0.995322 & 1.758145E-3 & 5.000988E-2 & 3.187105E-2 & -7.318766E-5 \\ 0.00000 & -3.073382 & 0.000000 & 0.000000 & 2.184156E-4 & 0.000000 \\ 1.415002E-5 & 8.416513E-5 & 0.537951 & 4.230064E-6 & 3.111451E-6 & -3.415167E-3 \\ 0.113751 & 2.058438 & 6.964182E-2 & 1.002843 & 0.996276 & -8.394108E-4 \\ 0.000000 & -1.985954 & 0.000000 & 0.000000 & 5.013168E-3 & 0.000000 \\ -6.389055E-3 & -9.383130E-3 & 43.63986 & -2.762412E-4 & -9.33900E-5 & 0.4762518 \end{bmatrix},$$

$$D' = [-8.066418E-3 \quad -4.932096E-3 \quad -1.713778 \quad -1.970383E-4 \quad -9.059981E-5 \quad 2.056835E-2],$$

$$E' = [5.0154746E-2 \quad 3.1959590E-2 \quad 3.0706272E-2 \quad 1.2536061E-3 \quad 5.6843186E-4 \quad -3.7011065E-4]^T,$$

$$A' = \begin{bmatrix} 1.001342 & 0.9953221 & -1.7581445E-3 & 5.0009876E-2 & 3.1871047E-2 & -7.3187657E-5 & 0.00 & 0.00 & 0.00 & 0.00 \\ 0.00 & -3.0733824E-2 & 0.00 & 0.00 & 2.1841563E-4 & 0.00 & 0.00 & 0.00 & 0.00 & 0.00 \\ 1.4150020E-5 & 8.4165127E-5 & 0.5379511 & 4.2300640E-6 & 3.1114512E-6 & 3.4151669E-3 & 0.00 & 0.00 & 0.00 & 0.00 \\ 0.1137510 & 2.058438 & 6.9641824E-2 & 1.002843 & 0.9962760 & -8.3941087E-4 & 0.00 & 0.00 & 0.00 & 0.00 \\ 0.00 & -1.985954 & 0.00 & 0.00 & 5.9131679E-3 & 0.00 & 0.00 & 0.00 & 0.00 & 0.00 \\ -6.3890554E-3 & -9.3831308E-3 & 43.63986 & -2.7624122E-4 & -9.3390001E-5 & 0.4762518 & 0.00 & 0.00 & 0.00 & 0.00 \\ -5.0154746E-2 & 3.1959590E-2 & 3.0706272E-2 & 1.2535061E-3 & 5.6843186E-4 & -3.7017065E-4 & 1.00 & 0.00 & 0.00 & 0.00 \\ -8.0664176E-3 & -4.9320962E-3 & -1.713778 & -1.9703826E-4 & -9.089809E-5 & 2.0568350E-2 & 0.00 & 0.00 & 0.00 & 0.00 \\ 0.00 & 0.00 & 0.00 & 0.00 & 0.00 & 0.00 & 0.00 & 1.00 & 0.00 & 0.00 \\ 0.00 & 0.00 & 0.00 & 0.00 & 0.00 & 0.00 & 0.00 & 0.00 & 1.00 & 0.00 \end{bmatrix}$$

Согласно изложенного выше метода решение найдено на 3-ей итерации.

При этом характер изменения элементов вектора варьируемых параметров  $\bar{K} = [k_1, k_2]$ , элементов вектора обучения  $\bar{W} = [w_1, w_2]$ , значения функции цели  $Q$  и установившегося значения регулируемого параметра  $Y_{уст.}$  представлены в виде рис. 2-5.

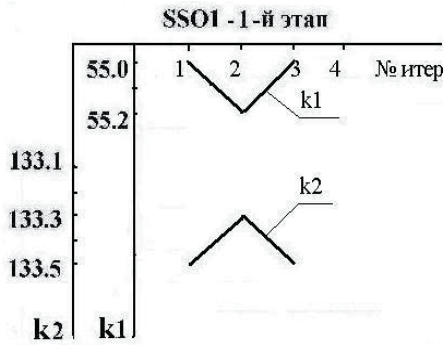


Рис. 2. Изменение элементов вектора K в процессе синтеза

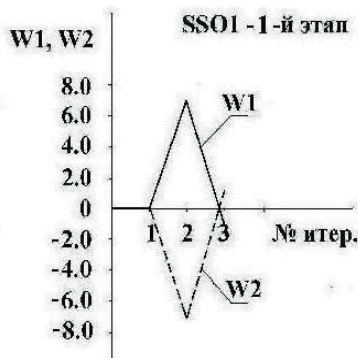


Рис. 3. Изменение элементов вектора обучения W в процессе синтеза

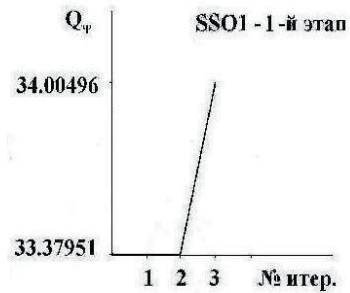


Рис. 4. Изменение функции цели в процессе синтеза

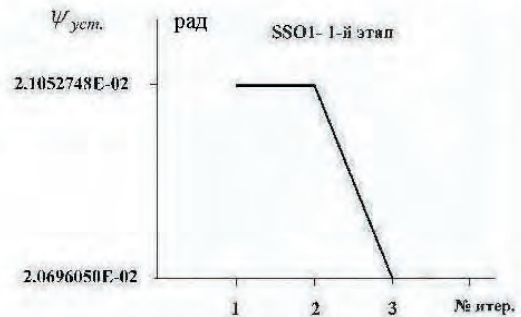


Рис. 5. Изменение  $\psi_{уст.}$  в процессе синтеза

Z - передаточная функция дискретного рекурсивного корректирующего фильтра минимального порядка получена в виде

Вычислены корни ДРКФ:

$$W(z) = \frac{302.89 - 54.522Z^{-1} - 83.720Z^{-2} - 95.336Z^{-3}}{1.0000 - 0.0054522Z^{-1} - 0.0083720Z^{-2} - 0.0095336Z^{-3}}$$

полюсы  $\sim Z_{1,2}^* = -0.110836 \pm j*0.110836$ ;  $Z_3^* = 0.227125$ ; нули  $\sim Z_{1,2}^0 = -0.354538 \pm j*0.477835$ ;  $Z_3^0 = 0.889083$ .

Расположение корней ДРКФ в окрестности единичного радиуса Z - плоскости представлена на рис. 6.



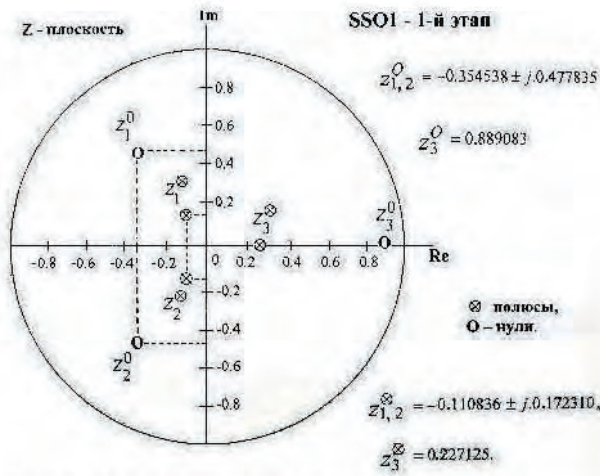


Рис. 6. Расположение корней ДРКФ в Z - плоскости

Анализ замкнутой корректированной системы на 1-ом этапе по матричным нормам показывает, что система устойчива. Корни ДРКФ находятся внутри окружности единичного радиуса Z – плоскости. ДРКФ собственно устойчив и минимального порядка (k=3). ДАЧХ, ДФЧХ и годограф ДАФЧХ ДРКФ представлены рис. 7-9.

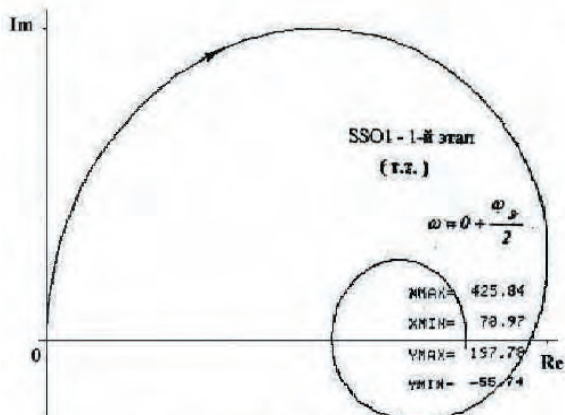


Рис. 7. Годограф ДАФЧХ ДРКФ

Рис. 7. Годограф ДАФЧХ ДРКФ

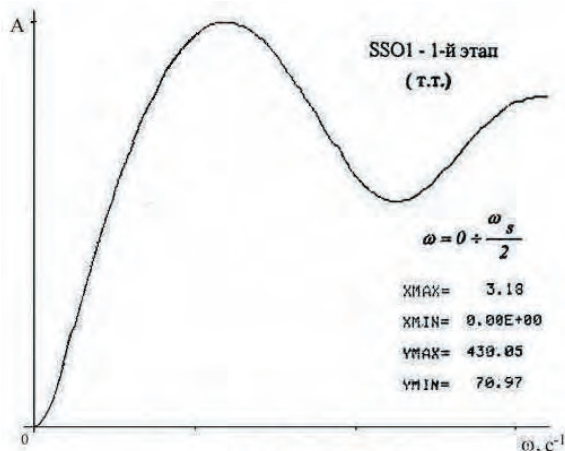


Рис. 8. ДАЧХ ДРКФ

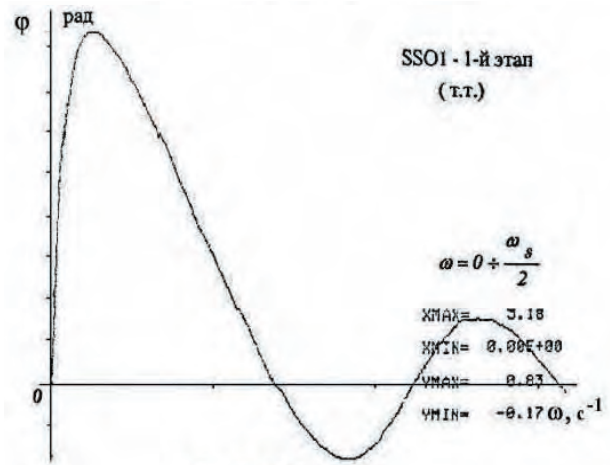


Рис. 9. ДФЧХ ДРКФ

Анализ частотных характеристик показывает, что ДРКФ имеет опережение по фазе в диапазонах частот  $\omega = 0, 1.4 \text{ c}^{-1}$  и  $\omega = 2.233, 3.117 \text{ c}^{-1}$  с максимальным значением  $\phi_{\text{max}} = 0.83 \text{ рад.}$  на частоте  $\omega = 0.283 \text{ c}^{-1}$ .

Анализ полученных результатов также показывает, что величины приращения функции цели  $\Delta Q$  и скорости обучения  $\Delta W$  уменьшаются при подходе к области существования решения.

Переходные процессы в замкнутой корректированной системе приведены на рис. 10.

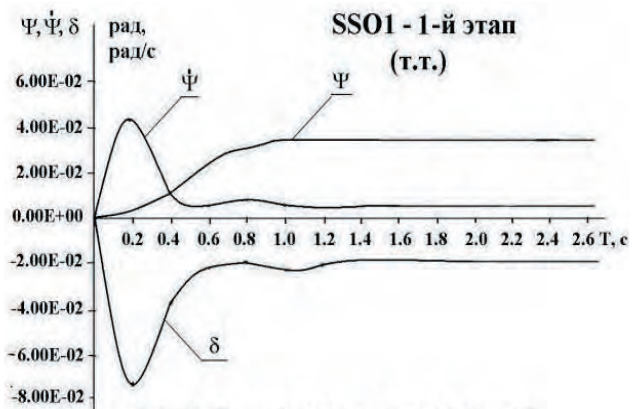


Рис. 10. Переходные процессы в замкнутой корректированной системе

Максимальные значения регулируемых параметров первого канала представлены в табл. 2.

Этап 2.

На данном этапе получены: матрица состояния  $\tilde{A}'$  размера (14×14), матрица управляемого перехода  $D'$  размера (1×14), матрица возмущаемого перехода  $E'$  размера (14×1) и расширенная матрица состояния  $A'$  размера (18×18) дискретной системы.

На 2-ом этапе решение с учетом работы присоединенных осцилляторов найдено на 6-ой итерации. Характер изменения в процессе синтеза вектора варьируемых параметров  $\tilde{K} = [k_1, k_2]$ , вектора обучения  $\tilde{W} = [w_1, w_2]$ , функции цели  $Q$  и установившегося значения регулируемого параметра  $Y_{\text{уст.}}$  представлен на рис. 11-14.

Таблица 2

Результаты исследований метода синтеза ДКФ

1	Этап синтеза	Z – передаточная функция синтезированного ДКФ	Корни ДКФ	Максимальные значения регулir. параметров системы	ДАФЧХ, ДАЧХ, ДФЧХ ДКФ	Измен. K, W, Q, $\Psi_{уст.}$	Переход. процессы	Число итерац.
1	2	3	4	5	6	7	8	9
Метод SSO1	1	$W(z) = \frac{302.89 - 54,522z^{-1} -}{1 - 0.0054522z^{-1} -} \frac{-83.720z^{-2} - 95.336z^{-3}}{-0.008372z^{-2} - 0.0095336z^{-3}}$	Рис. 6	$\Psi_{max} = 0.0348247$ рад $\dot{\Psi}_{max} = 0.0440683$ рад/с $\delta_{max} = 0.0739524$ рад	Рис. 7-9	Рис. 2-5	Рис. 10	1
	2	$W(z) = \frac{325.82 - 59.815z^{-1} -}{1 - 0.0059815z^{-1} -} \frac{-90.342z^{-2} - 102.55z^{-3}}{-0.0090342z^{-2} - 0.010255z^{-3}}$	Рис. 18	$\Psi_{max} = 0.0198415$ рад $\dot{\Psi}_{max} = 0.0775527$ рад/с $\delta_{max} = 0.0775527$ рад $\beta_{1max} = 0.0791344$ $\beta_{2max} = -0.00229447$ $q_{1max} = -0.000568236$ $q_{2max} = 0.316076E-04$	Рис. 15-17	Рис. 11-14	Рис. 19-21	5
Метод SSO1	3	$W_{\Psi}(z) = \frac{325.82 - 59.815z^{-1} -}{1 - 0.0059815z^{-1} -} \frac{-90.342z^{-2} - 102.55z^{-3}}{-0.0090342z^{-2} - 0.010255z^{-3}}$ $W_z(z) = \frac{1.9 - 1.8z^{-1}}{1 - z^{-1}}$		$\Psi_{max} = 0.04303055$ рад $\dot{\Psi}_{max} = -0.0696037$ рад/с $z_{max} = -1.37951$ м $\dot{z}_{max} = -1.28058$ м/с $\delta_{max} = 0.1$ рад $\delta_{min} = 0.0033$ рад $\beta_{1max} = 0.236689$ $\beta_{2max} = -0.126305$ $q_{1max} = -0.76793E-03$ $q_{2max} = 0.474034E-04$	Рис. 15-17	Рис. 22-25	Рис. 26-30	3

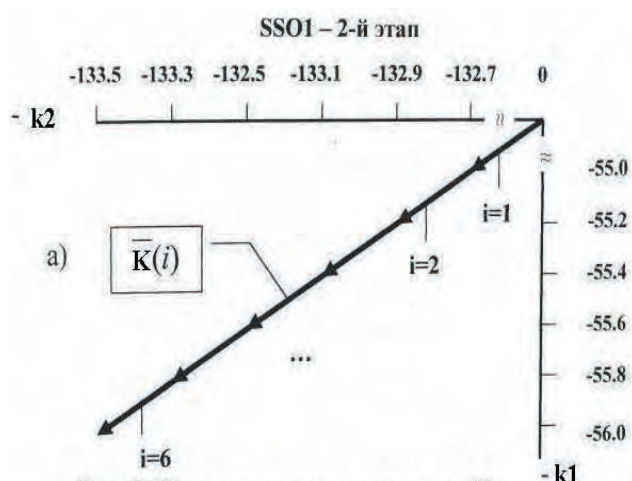


Рис. 11. Изменение элементов вектора X в процессе синтеза: а) i - № итерации

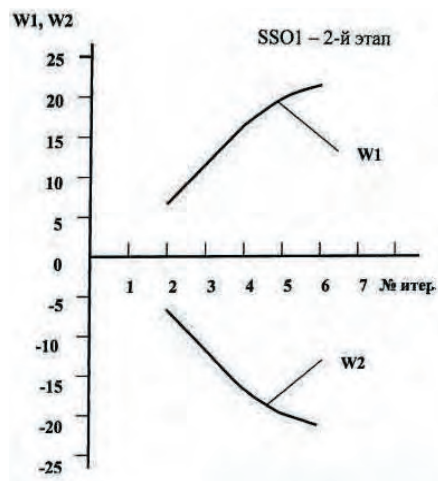


Рис. 12. Изменение элементов вектора обучения W в процессе синтеза

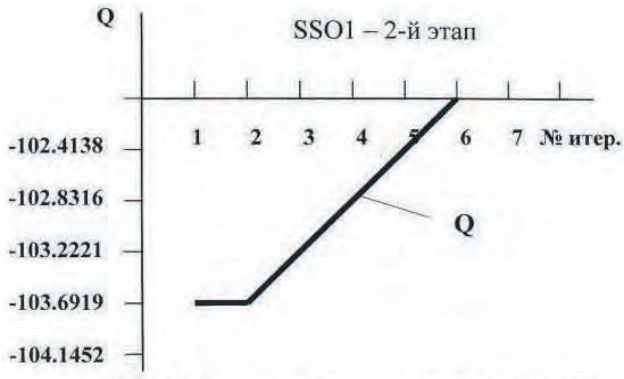


Рис. 13. Изменение функции цели Q в процессе синтеза

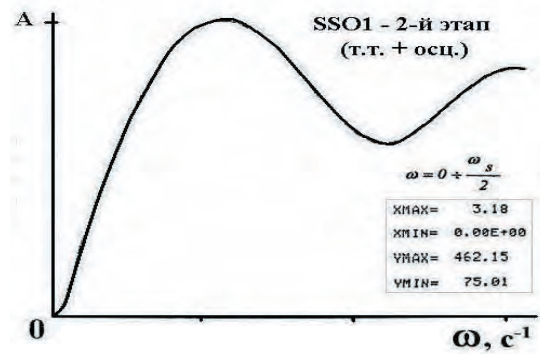


Рис. 16. ДАЧХ ДРКФ

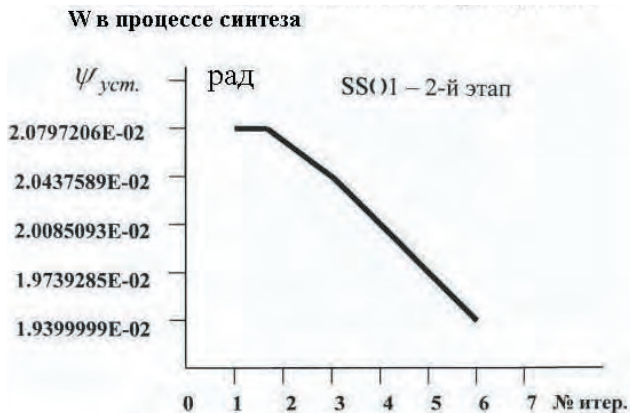


Рис. 14. ψуст. в процессе синтеза

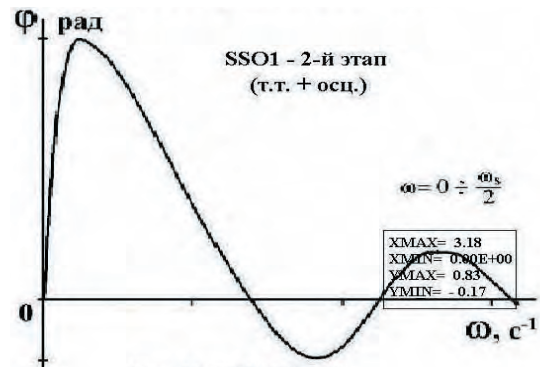


Рис. 17. ДФЧХ ДРКФ

Z – передаточная функция ДРКФ получена в виде

$$W(z) = \frac{325.82 - 59.815z^{-1} - 90.342z^{-2} - 102.55z^{-3}}{1.0000 - 0.0059815z^{-1} - 0.0090342z^{-2} - 0.010255z^{-3}} \quad (13)$$

Корни рекурсивного ДРКФ получены в виде: Полюсы ~  $Z_{1,2}^* = -0.110836 \pm j*0.110836$ ;  $Z_3^* = 0.227125$ ; Нули ~  $Z_{1,2}^o = -0.354538 \pm j*0.477835$ ;  $Z_3^o = 0.889083$ .

Анализ результатов расчета показывает, что система в целом устойчива. ДРКФ синтезированный с учетом осцилляторов собственно устойчив и отвечает требованию минимальности порядка (k=3).

Частотные характеристики ДРКФ представлены на рис. 15-17.

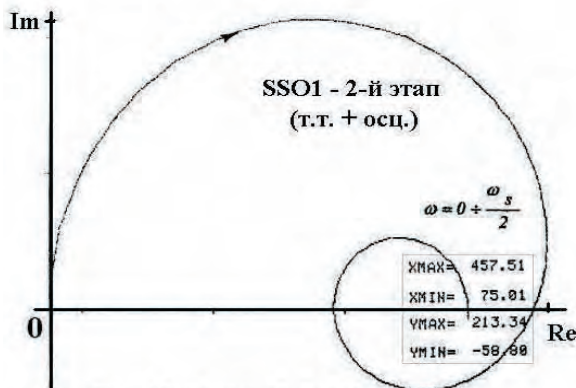


Рис. 15. Годограф ДАФЧХ ДРКФ

Расположение корней ДРКФ в окружности единичного радиуса Z – плоскости представлено на рис. 18.

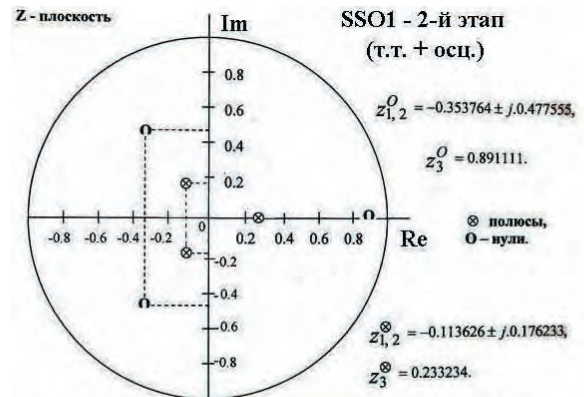


Рис. 18. Расположение корней ДРКФ в Z-плоскости

Анализ полученных результатов показывает, что величина приращения функции цели ΔQ и скорости обучения BM W уменьшается при подходе к области существования решения.

Переходные процессы осцилляторов β<sub>1</sub>, β<sub>2</sub> и q<sub>1</sub>, q<sub>2</sub>, представленные на рис. 19-20, сходятся.

Переходные процессы в устойчивой замкнутой корректированной системе, представленные на рис. 21 и максимальные значения регулируемых параметров представленные табл. 2, отвечают заданным требованиям.

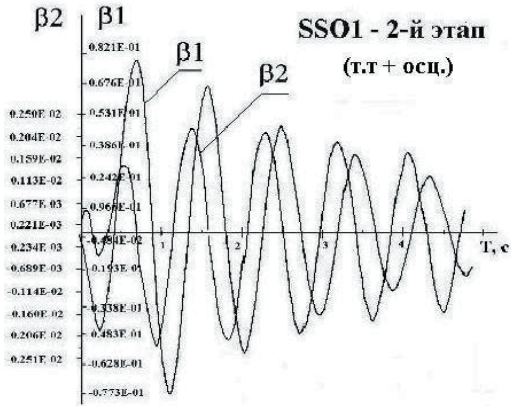


Рис. 19. Переходные процессы для осцилляторов  $\beta_1, \beta_2$

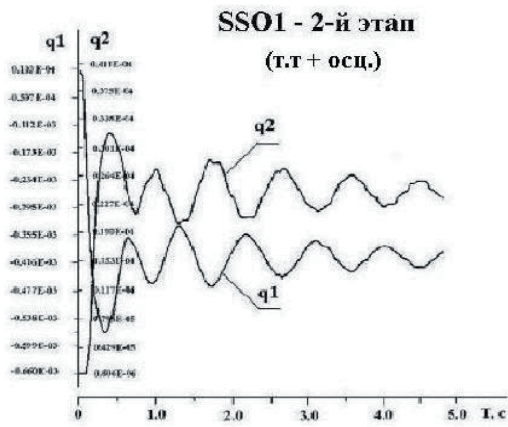


Рис. 20. Переходные процессы для осцилляторов  $q_1, q_2$

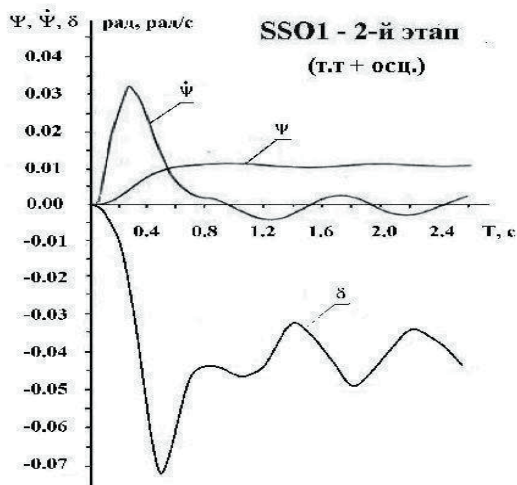


Рис. 21. Переходные процессы в 1-ом канале скорректированной системы

Этап 3

На 3-ем этапе синтеза рассматривается двухкантурная система с учетом взаимного влияния связанных каналов.

На данном этапе получены: матрица состояния  $\tilde{A}'$  размера  $(16 \times 16)$ , матрица управляемого перехода  $D'$  размера  $(1 \times 16)$ , матрица возмущаемого перехода  $E'$  размера  $(16 \times 1)$  и расширенная матрица состояния  $A'$  размера  $(22 \times 22)$  дискретной системы.

Первый связанный канал замкнут ДРКФ вида (11). Выбор коэффициентов ДРКФ во втором связанном канале осуществляется аналогично описанному выше. При этом характер изменения в процессе синтеза вектора варьируемых параметров  $\bar{K} = [k_3, k_4]$ , вектора обучения  $\bar{W} = [w_3, w_4]$ , функции цели  $Q_Z$  и установившегося значения регулируемого параметра  $Z_{уст}$  представлен в виде рис. 22-25.

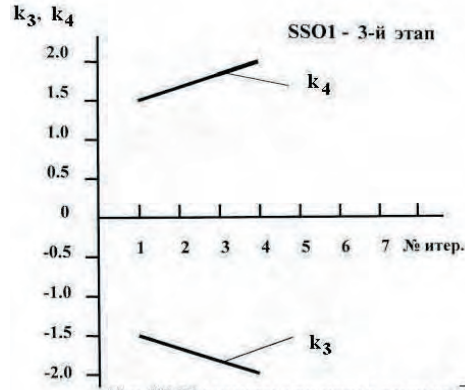


Рис. 22. Изменение элементов вектора  $K$  в процессе синтеза

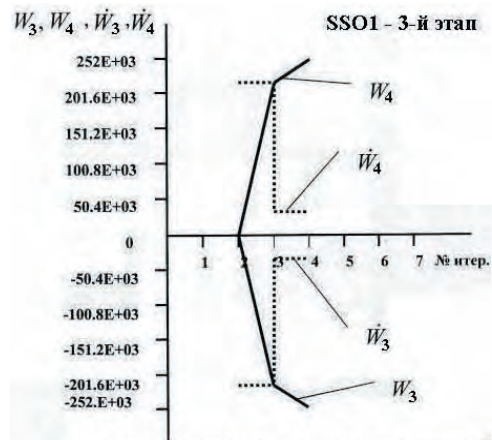


Рис. 23. Изменение элементов векторов  $W$  в процессе синтеза

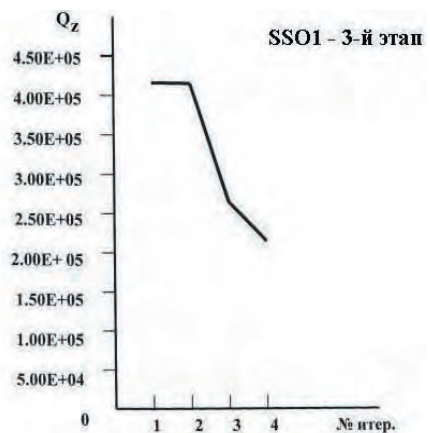


Рис. 24. Изменение функции цели

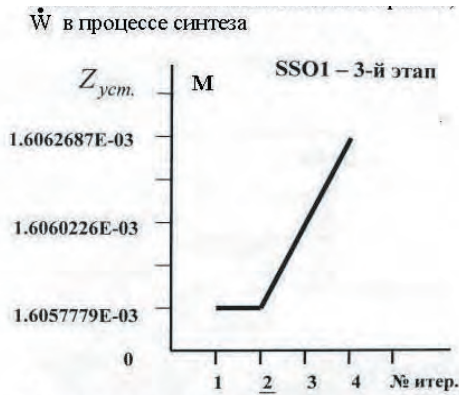


Рис. 25. Изменение  $Z_{уст.}$  в процессе синтеза

В процессе синтеза предусмотрен останов по заданной величине шага поиска в автоматическом режиме, а также останов по величине варьируемых параметров  $k_3$  и  $k_4$  в диалоговом режиме. В первом случае возможны варианты с большими затратами времени. Во втором случае затраты времени незначительны, но корректность выбора коэффициентов ДРКФ во втором канале требует анализа переходных процессов даже при устойчивости многосвязной системы.

Для оценки правильности выбора коэффициентов ДРКФ и их возможного уточнения, предлагается построение области устойчивости и качества двухкантурной системы в плоскости коэффициентов ДРКФ второго связанного канала. Выбор рабочей точки в получаемой области производится в точках, отвечающих минимальным значениям уровня функции цели.

Исходные данные для программы расчета и построения данной области:

- Коэффициенты при возрастающих отрицательных степенях  $Z$  числителя и знаменателя ДРКФ 1-го канала соответственно:

EN: 325.8178 - 59.81448 - 90.34206 - 102.5504  
AN: 1.000000 - 5.9814481E-03 - 9.0342052E-03 - 1.0255039E-02;

- $S_{max} = 40$ ;  $m = 5$ ;  $k_{oc} = 0.0001$ ; Метод - 2;

$Q_{Tmax} = 2.6957E+06$ ;  $T_1 = 0.05$  с;  $X_{нач} = [-55.8, -132.7]$ ;

- $K_{x1} = [-4.0, 0.0]$ ,  $K_{x9} = [0.0, 4.0]$ ;

$K_{x92} = 4.000000$ ,  $K_{x91} = 0.000000$ ,

$K_{x12} = 0.000000$ ,  $K_{x11} = -4.000000$ .

Результаты расчета представлены на рис. 26, где с ЦВМ построен фрагмент области устойчивости и качества для двухканальной системы с уровнями функции цели  $i=1,9$ . Уровень «ж» функции цели соответствует участкам границы области, попавших в фрагмент. Рабочая точка выбрана с координатами  $K_{x1} = -1.9$ ,  $K_{x9} = 1.8$  в области минимальных значений уровней функции цели, равных 1.

Таким образом, в результате получен ДКФ рекурсивной структуры минимального порядка ( $k = 1$ ) для 2-го связанного канала в разностно – временной форме:

$$u_{x1}(k_0 T_1) = -1.855x_1(k_0 T_1) + 0.045x_1[(k_0 - 1)T_1] + 1.8x_9[(k_0 - 1)T_1]$$



Рис. 26. Фрагмент области устойчивости и качества 2-го связанного канала системы

Переходные процессы в замкнутой скорректированной двусвязной системе с синтезированными ДРКФ представлены на рис. 27-31. Максимальные значения регулируемых параметров приведены в табл. 2.

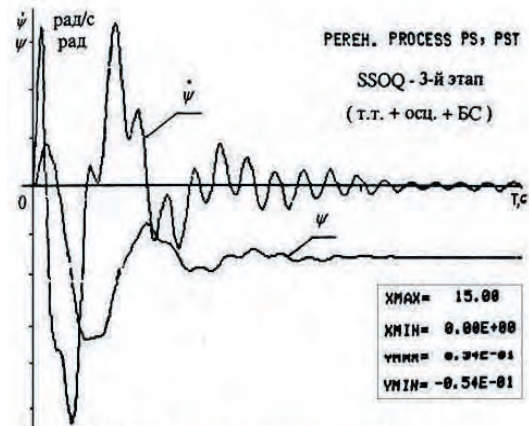


Рис. 27. Переходные процессы в 1-ом канале

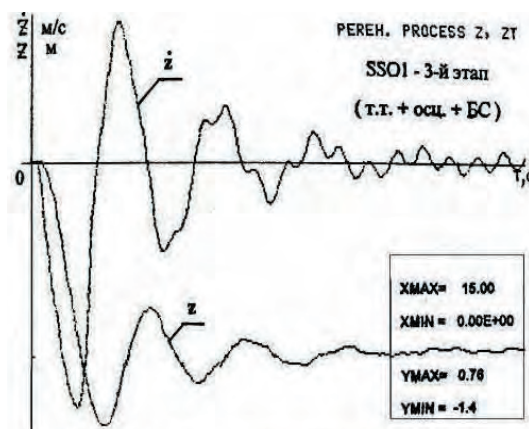


Рис. 28. Переходные процессы во 2-ом канале

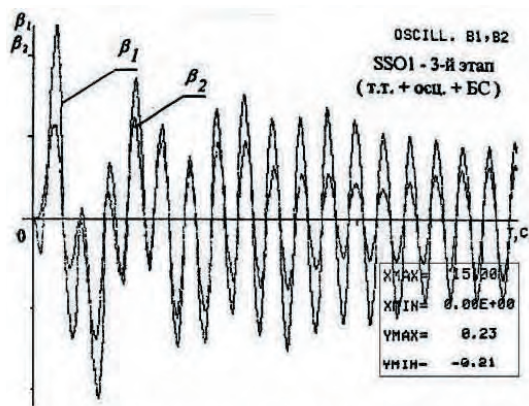
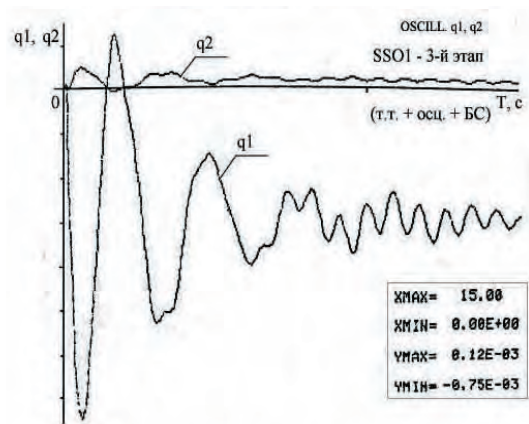
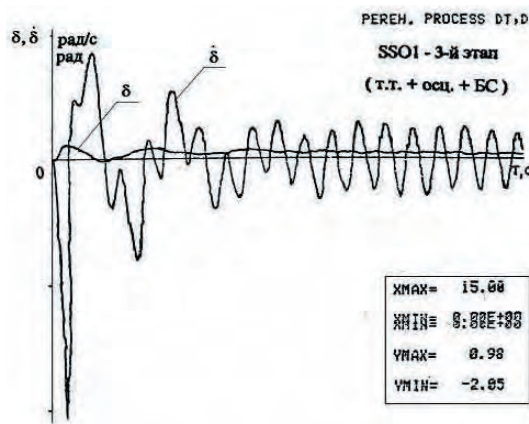
Рис. 29. Переходные процессы для осцилляторов  $\beta_1, \beta_2$ Рис. 30. Переходные процессы для осцилляторов  $q_1, q_2$ 

Рис. 31. Переходные процессы управляющих органов

### 3. Выводы

1. При разработке данного метода машинного синтеза дискретных корректирующих фильтров, впервые получено математическое описание ДКФ не рекурсивной и рекурсивной структур с ВМ в разностно-временной форме и в виде  $z$  – передаточных функций. Формализация ДКФ осуществлена помощью многополиномиальной аппроксимации сигнала ошибки решением дифференциального уравнения ВМ на основе метода наименьших квадратов и теории конечных разностей.

2. Впервые получено математическое описание и исследована задача поэтапного машинного синтеза ДКФ минимального порядка для сложных динамических систем с обучаемой ДВМ минимального порядка в контуре управления на основе принципов адаптации.

3. В результате исследования предложенного метода синтеза получен набор наилучших коэффициентов настройки алгоритма непрерывного обучения ВМ, способного работать в условиях многомерности и большого числа ограничений для систем рассматриваемого класса.

4. Назначение пропорционально – дифференцирующего регулятора для ВМ сделано с целью ужесточения требований к синтезируемому ДКФ. Выбор более совершенного регулятора заведомо приведет к лучшим результатам.

5. При исследовании метода синтеза ДКФ установлена высокая эффективность оценки устойчивости сложных динамических систем непосредственно по расширенной блочной матрице состояния  $A'$  в процессе синтеза.

6. Предложенный метод синтеза обеспечивает максимальное использование ЦВМ на всех этапах синтеза в диалоговом и автоматическом режимах с выдачей промежуточных и конечных результатов по запросу оператора в виде коэффициентов, порядка, корней и частотных характеристик синтезированного ДКФ. По запросу оператора в процессе синтеза возможен просмотр и получение твердой копии протоколов параметров поиска, матриц описывающих непрерывную и дискретную систему, области устойчивости и качества, переходных процессов и фазовых портретов регулируемых параметров.

7. Анализ результатов исследования показал высокую эффективность предложенного метода с точки зрения повышения качества проектирования и существенного снижения стоимостных и временных затрат.

8. Предложенный метод успешно прошел проверку на аналого-цифровом комплексе.

### Литература

1. Крутова И.Н. Применение упрощенной эталонной модели в системе настройки параметров управления методом адаптивной идентификации [Текст] / И. Н. Крутова // Журн. Автоматика и телемеханика. – 1997. - № 11. - С. 131- 144. 2. Aoki M. Optimization methods and applications for large-scale system. New York. McGraw-Hill, 1973.
3. Moore B.C. Principal component analysis in linear systems: controllability and Model reduction / B. C. Moore // IEEE Trans. on Aut. Cont. - 1981. - AC-26, № 1. - P. 17-31.
4. Tse E. C. Y. Generalized Hessenberg Transformations for reduced – order modeling of large-scale systems / E. C. Y. Tse, J. V. Medanic, W. R. Percins // Int. Journal of Control. -1978. - V.27, № 4. - P. 493-512.
5. Дискуссия по проблеме робастности в системах управления [Текст] // Журн. Автоматика и телемеханика. – 1992. - № 1. - С. 165-176.
6. Зотов В.Г. Формализация дискретных рекурсивных корректирующих алгоритмов с моделью для машинного синтеза [Текст] / В. Г. Зотов // Журн. НАНУ - НКАУ «Космічна наука і технологія». - 1997. Т. 3, № 3/4. - С. 103-104.

7. Синтез цифровых фильтров для многосвязных систем / Зотов В.Г., Авраменко А.Ф.: Харьк. авиац. ин – т. – Харьков, 1988. 8с. Библиогр. 4 назв. – Рус. – Деп. в ВИНТИ 03.05.1988, № 3349 – В88.
8. Дидук Г.А. Методы теории матриц и их применение для автоматизации исследований при проектировании систем управления [Текст] / Г. А. Дидук. – Л.: – Л.: СЗПИ, 1986. - 83 с.
9. Арнс, В. Д. Динамика систем управления ракет с бортовыми вычислительными машинами [Текст] : / В. Д. Арнс, М. С. Хитрик, С. М. Федоров; под ред. М. С. Хитрика, С. М. Федорова; - М.: Машиностроение, 1972. - 232 с.
10. Айзенберг Я.Е. Проектирование систем стабилизации носителей космических аппаратов [Текст] / Я. Е. Айзенберг, В. Г. Сухоробрый. – М.: Машиностроение, 1986. - 224 с.
11. Микишев Г.Н. Динамика твердого тела с полостями, частично заполненными жидкостью [Текст] / Г.Н. Микишев, Б.Н Рабинович. – М.: Машиностроение, 1968.

*Запропоновано евристичний алгоритм вдосконаленні технології оцінювання якості тестового матеріалу із урахуванням швидкості виконання тестових завдань різної складності. Формалізована евристична процедура переробки тестового матеріалу, яка полягає у встановленні можливих причин та шляхів усунення низької якості завдань*

*Ключові слова: евристичний алгоритм, швидкість виконання тестового завдання, тестовий матеріал, рівень складності завдання*

*Предложен эвристический алгоритм совершенствования технологии оценки качества тестового материала с учетом скорости выполнения тестовых заданий различной сложности. Формализована эвристическая процедура переработки тестового материала, состоящая в установлении возможных причин и путей устранения низкого качества заданий*

*Ключевые слова: эвристический алгоритм, скорость выполнения тестового задания, тестовый материал, уровень сложности задания*

*The heuristic algorithm of perfection of quality assessment technology for testing material with a glance on the rate of different complexity tests' fulfillment is suggested. The heuristic procedure of testing material processing is formalized. It consists in ascertainment of possible reasons and ways of low task quality removal*

*Key words: heuristic algorithm, tests' fulfillment rate, testing material, test complexity level*

УДК 681.3:378.146

## ЭВРИСТИЧЕСКИЙ АЛГОРИТМ СОВЕРШЕНСТВОВА- НИЯ ТЕХНОЛОГИИ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ТЕСТОВЫХ ЗАДАНИЙ

**Н.О. Ризун**

Кандидат технических наук, доцент  
Кафедра экономической кибернетики и математических  
методов в экономике

Днепропетровский университет экономики и права  
наб. Ленина, 18, г. Днепропетровск, Украина, 49000

Контактный тел.: (056) 713-43-99

E-mail: n\_fedo@mail.ru

### Введение

Тестовые формы контроля знаний студентов на современном этапе являются одним из наиболее перспективных средств повышения эффективности процесса

обучения. К безусловным достоинствам тестовых технологий контроля знаний относятся объективность и независимость, возможность оперативной оценки большого количества студентов при достаточно полном охвате материала изучаемого курса. Следует от-