

В. И. Петунин

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ МНОГОСВЯЗНЫХ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ С СЕЛЕКТОРАМИ КАНАЛОВ

Рассматриваются особенности построения математических моделей многосвязных систем автоматического управления с селекторами каналов. Показано, что алгебраический селектор может быть представлен относительно разностей своих входных сигналов в виде эквивалентных нелинейных структур. Это позволяет получить математическое описание и аналитически исследовать многосвязные системы управления с алгебраическим селектором на режимах переключения каналов. Показано, что анализ многоканальной системы с селектором сводится к анализу эквивалентной одноканальной нелинейной системы. Система автоматического управления; селектор; канал управления; режим переключения каналов; математическая модель

ВВЕДЕНИЕ

В системах автоматического управления (САУ) многомерными, многосвязными объектами с числом управляющих воздействий, меньшим числа управляемых координат, формирование управления часто осуществляется с помощью селекторов. К таким системам относятся, например, САУ подачей топлива в камеры сгорания газотурбинных двигателей (ГТД) [1]. Обычно применяется принцип селектирования, согласно которому регулируется параметр двигателя, наиболее приблизившийся к величине, определяемой программой регулирования. Такое селектирование реализуется с помощью алгебраических селекторов (АС). Большое распространение в САУ получили селекторы минимальной или максимальной алгебраической величины, переключающие каналы управления, уравнения которых имеют вид:

$$U = \min(U_1, U_2, \dots, U_m)$$

или

$$U = \max(U_1, U_2, \dots, U_m),$$

где U_i – входные, а U – выходной сигналы.

Наличие такого переключающего элемента обуславливает переменную структуру САУ и не позволяет рассматривать ее как линейную. Известные работы И. И. Ахметгалеева по динамике таких систем [2, 3] связаны с использованием метода фазовой плоскости и применимы для САУ низкого порядка.

В данной работе рассмотрен метод эквивалентных преобразований многосвязных систем с алгебраическим селектором, позволяющий исследовать такие САУ произвольного порядка на режимах переключения селектируемых кана-

лов путем исследования эквивалентной одноканальной нелинейной САУ.

1. СТРУКТУРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ МНОГОСВЯЗНОЙ САУ С АС ДВУХ СИГНАЛОВ

Рассмотрим многосвязную САУ с АС двух сигналов и n неселектируемыми каналами, приведенную на рис. 1.

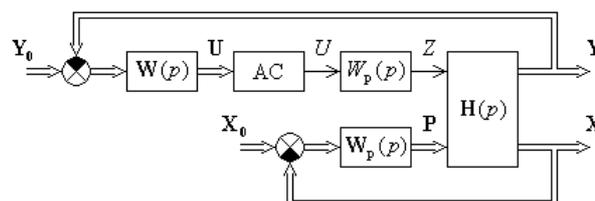


Рис. 1. Структурная схема многосвязной САУ ГТД с АС

Здесь $\mathbf{H}(p) = [H_{ij}(p)]_{q \times r}$ – передаточная матрица объекта управления, где $q = n + 2$, $r = n + 1$;

$W_p(p)$ – передаточная функция общего регулятора селектируемых каналов;

$W_p(p) = [W_{ij}(p)]_{n \times n}$ – передаточная матрица регуляторов неселектируемых каналов;

$W(p) = \text{diag}[W_1(p), W_2(p)]$ – передаточная матрица корректирующих звеньев селектируемых каналов;

$\mathbf{Y}_0 = [Y_{10}, Y_{20}]^T$ и $\mathbf{X}_0 = [X_{10}, X_{n0}]^T$ – задающие воздействия каналов;

$\mathbf{U} = [U_1, U_2]^T$ – матрица входных сигналов АС;

U – выходной сигнал АС;

Z – управляющее воздействие селектируемых каналов;

$\mathbf{P} = [P_{ij}]_{n \times 1}$ – матрица управляющих воздействий неселектируемых каналов;

$\mathbf{Y} = [Y_1, Y_2]^T$ и $\mathbf{X} = [X_1, X_n]^T$ – матрицы управляемых координат объекта управления.

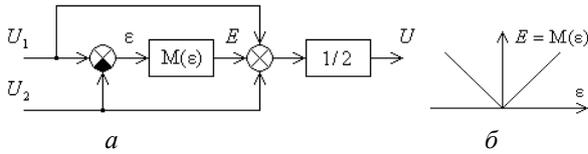


Рис. 2. Эквивалентная нелинейная структура АС: *a* – структурная схема селектора; *б* – нелинейность $M(\varepsilon)$ типа «модуль»

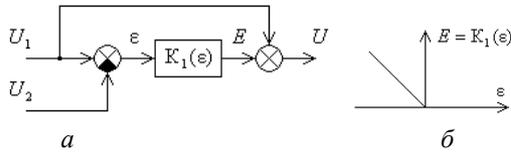


Рис. 3. Эквивалентная нелинейная структура АС: *a* – структурная схема селектора; *б* – нелинейность $K_1(\varepsilon)$ типа «ключ»

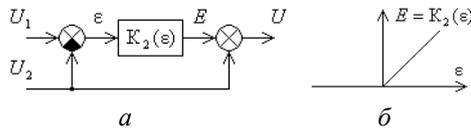


Рис. 4. Эквивалентная нелинейная структура АС: *a* – структурная схема селектора; *б* – нелинейность $K_2(\varepsilon)$ типа «ключ»

Важным информативным параметром для АС и, следовательно, для САУ является разность его входных сигналов, т. е. выходных сигналов селектируемых каналов [4]

$$\varepsilon = U_1 - U_2, \tag{1}$$

знак которой говорит о включении того или иного канала, а величина – о близости к моменту селектирования. Причем изменение знака ε связано с переключением селектируемых каналов. Устойчивые периодические колебания по ε говорят о наличии колебаний в САУ с АС. Стремление ε в бесконечность связано с неустойчивостью исходной САУ.

Как показано в работе [5], относительно разности входных сигналов селектора ε выражение, описывающее работу АС двух величин, преобразуется с использованием операции выделения модуля следующим образом:

$$U = \begin{cases} U_1 & \text{при } \mu\varepsilon > 0 \\ U_2 & \text{при } \mu\varepsilon \leq 0 \end{cases} = \frac{1}{2}(U_1 + U_2 + \mu|\varepsilon|), \tag{2}$$

где $\mu = 1$ для селектора максимального сигнала; $\mu = -1$ для селектора минимального сигнала.

При использовании единичных функций получаем:

$$U = U_1 + (-\varepsilon)I(-\mu\varepsilon); \tag{3}$$

$$U = U_2 + \varepsilon I(\mu\varepsilon), \tag{4}$$

где $I(X) = \begin{cases} 1 & \text{при } X \geq 0 \\ 0 & \text{при } X < 0 \end{cases}$ – единичная функция.

Следовательно, АС при $m = 2$ может быть представлен относительно разности входных сигналов ε в виде трех эквивалентных нелинейных структур на рис. 2, *a*; рис. 3, *a*; рис. 4, *a*, где $M(\varepsilon) = \mu|\varepsilon|$ – нелинейность типа «модуль»; $K_1(\varepsilon) = (-\varepsilon)I(-\mu\varepsilon)$, $K_2(\varepsilon) = \varepsilon I(\mu\varepsilon)$ – нелинейности типа «ключ».

Характеристики нелинейностей $M(\varepsilon)$, $K_1(\varepsilon)$ и $K_2(\varepsilon)$ при $\mu = 1$ изображены, соответственно, на рис. 2, *б*; рис. 3, *б*; рис. 4, *б*.

С учетом эквивалентного нелинейного описания АС (2.18) данная многосвязная система управления $(n + 2)$ -мерным объектом $\mathbf{H}(p)$ с АС двух сигналов и n неселектируемыми каналами (рис. 1) преобразуется относительно сигнала $\varepsilon = U_1 - U_2$ к виду рис. 5, где

$$\mathbf{A}_w(p) = [W_1(p); -W_2(p)];$$

$$a_0(p) = \mathbf{A}_w(p)\mathbf{Y}_0(p) = W_1(p)Y_{10}(p) - W_2(p)Y_{20}(p);$$

$$a(p) = \mathbf{A}_w(p)\mathbf{Y}(p) = W_1(p)Y_1(p) - W_2(p)Y_2(p);$$

$$\mathbf{B}_w(p) = [W_1(p); W_2(p)];$$

$$b_0(p) = \mathbf{B}_w(p)\mathbf{Y}_0(p) = W_1(p)Y_{10}(p) + W_2(p)Y_{20}(p);$$

$$b(p) = \mathbf{B}_w(p)\mathbf{Y}(p) = W_1(p)Y_1(p) + W_2(p)Y_2(p).$$

Передаточную матрицу объекта управления представим в блочной форме:

$$\mathbf{H}(p) = [H_{ij}(p)]_{q \times r} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{YZ}(p); & \mathbf{H}_{YP}(p) \\ \mathbf{H}_{XZ}(p); & \mathbf{H}_{XP}(p) \end{bmatrix},$$

где размерности матриц: $\mathbf{H}_{YZ}(p) - (2 \times 1)$; $\mathbf{H}_{YP}(p) - (2 \times n)$; $\mathbf{H}_{XZ}(p) - (n \times 1)$; $\mathbf{H}_{XP}(p) - (n \times n)$.

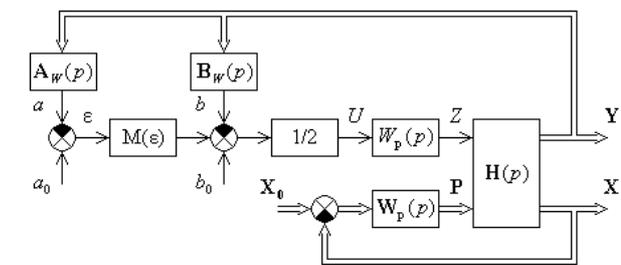


Рис. 5. Первоначальная эквивалентная структурная схема многосвязной САУ ГТД с АС

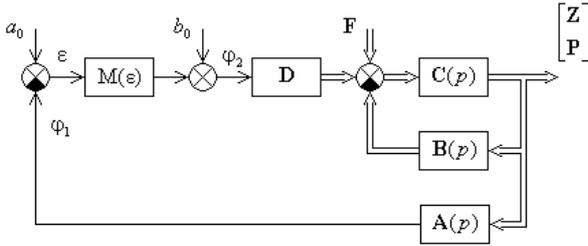


Рис. 6. Промежуточная эквивалентная структурная схема многосвязной САУ ГТД с АС

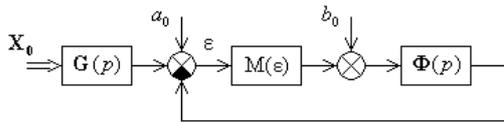


Рис. 7. Эквивалентная структурная схема многосвязной САУ ГТД с АС

Линейная часть многосвязной САУ (рис. 5) может быть преобразована относительно управляющих воздействий объекта управления Z, P и в матричной форме представлена в следующем виде (рис. 6):

$$\mathbf{A}(p) = [\mathbf{A}_w(p)\mathbf{H}_{YZ}(p); \mathbf{A}_w(p)\mathbf{H}_{YP}(p)];$$

$$\mathbf{B}(p) = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_w(p)\mathbf{H}_{YZ}(p); & \mathbf{B}_w(p)\mathbf{H}_{YP}(p) \\ \mathbf{H}_{XZ}(p); & \mathbf{H}_{XP}(p) \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{C}(p) = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}W_p(p); & \mathbf{0}_1 \\ \mathbf{0}_2; & \mathbf{W}(p) \end{bmatrix}; \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 1 \\ \mathbf{0}_2 \end{bmatrix}; \mathbf{F} = \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{X}_0 \end{bmatrix};$$

где $\mathbf{0}_1$ и $\mathbf{0}_2$ – нулевые матрицы, имеющие размерности, соответственно, $(1 \times n)$ и $(n \times 1)$.

Координаты φ_1 и φ_2 связаны между собой следующим образом:

$$\varphi_1 = \mathbf{A}(p)[\mathbf{E} + \mathbf{C}(p)\mathbf{B}(p)]^{-1}\mathbf{C}(p)[\mathbf{D}(p)\varphi_2 + \mathbf{F}] = \Phi(p)\varphi_2 + \mathbf{G}(p)\mathbf{X}_0,$$

где \mathbf{E} – единичная матрица;

$$\begin{bmatrix} \Phi(p); & \mathbf{G}(p) \end{bmatrix}_{1 \times (n+1)} = \mathbf{A}(p) \times [\mathbf{E} + \mathbf{C}(p)\mathbf{B}(p)]^{-1}\mathbf{C}(p).$$

Окончательно, в результате эквивалентирования рассмотренной САУ с АС получаем структурную схему одноканальной нелинейной относительно сигнала ε системы, как показано на рис. 7. При $n = 1$ имеем

$$\Phi(p) = \Phi(p);$$

$$\Phi(p) = \Phi(p) = [W_p(W_1H_{11} - W_2H_{21})(1 + W_{p1}H_{32}) - W_pW_{p1}(W_1H_{12} - W_2H_{22})H_{31}] / \{ [2 + W_p(W_1H_{11} + W_2H_{21})](1 + W_{p1}H_{32}) - W_pW_{p1}(W_1H_{12} + W_2H_{22})H_{31} \}; \tag{5}$$

$$\mathbf{G}(p) = G(p),$$

$$\mathbf{G}(p) = G(p) = [-2[W_{p1}(W_1H_{12} - W_2H_{22}) + W_pW_{p1}W_1W_2(H_{12}H_{21} - H_{11}H_{22})]] / \{ [2 + W_p(W_1H_{11} + W_2H_{21})](1 + W_{p1}H_{32}) - W_pW_{p1}(W_1H_{12} + W_2H_{22})H_{31} \}, \tag{6}$$

где в передаточных функциях отдельных звеньев переменная p для упрощения записи условно опущена.

2. СТРУКТУРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДВУХСВЯЗНОЙ САУ С АС ДВУХ СИГНАЛОВ

При $n = 0$, т. е. при отсутствии неселектируемых каналов, структурная схема исходной САУ с АС принимает вид рис. 8, а эквивалентные структурные схемы (рис. 6) и (рис. 7) – соответственно, вид рис. 9 и рис. 10, где

$$\begin{aligned} A(p) &= W_1(p)H_1(p) - W_2(p)H_2(p); \\ B(p) &= W_1(p)H_1(p) + W_2(p)H_2(p); \\ \Phi(p) &= \frac{W_p(p)[W_1(p)H_1(p) - W_2(p)H_2(p)]}{2 + W_p(p)[W_1(p)H_1(p) + W_2(p)H_2(p)]} = \\ &= \frac{W_I(p) - W_{II}(p)}{2 + W_I(p) + W_{II}(p)}; \\ W_I(p) &= W_1(p)W_p(p)H_1(p); \\ W_{II}(p) &= W_2(p)W_p(p)H_2(p). \end{aligned} \tag{7}$$

Здесь $W_I(p)$ и $W_{II}(p)$ – передаточные функции отдельных разомкнутых каналов.

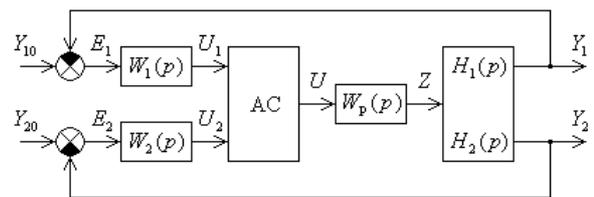


Рис. 8. Структурная схема САУ с АС для двухмерного объекта с одним управляющим воздействием

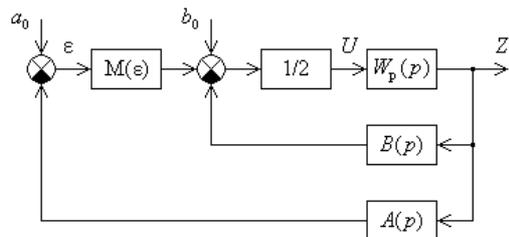


Рис. 9. Промежуточная эквивалентная структурная схема САУ с АС для двухмерного объекта с одним управляющим воздействием

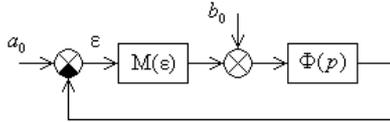


Рис. 10. Эквивалентная структурная схема САУ с АС для двухмерного объекта с одним управляющим воздействием

Аналогично могут быть проведены преобразования САУ с АС при представлении АС в виде (3) и (4). Например, при описании АС в виде (4) для последнего варианта САУ получаем эквивалентную структурную схему, подобную схеме на рис. 10, где вместо $M(\varepsilon)$ должно быть $K(\varepsilon)$, а также

$$\begin{aligned} a_0(p) &= W_1(p)Y_{10}(p) - W_2(p)Y_{20}(p); \\ b_0(p) &= W_2(p)Y_{20}(p); \\ \Phi(p) &= \frac{W_1(p) - W_{II}(p)}{1 + W_{II}(p)}. \end{aligned}$$

Справедливость предложенных преобразований может быть показана на примере САУ с АС минимума двух сигналов путем адекватного описания поведения исходной САУ (рис. 8) по структурной схеме САУ (рис. 9), полученной в результате преобразований.

Относительно координаты Z на основании рис. 9 можно записать следующее выражение

$$\begin{aligned} Z(p) &= \Phi_1(p)a_0(p) + \Phi_2(p)b_0(p) = \\ &= [\Phi_1(p) + \Phi_2(p)]W_1(p)Y_{10}(p) + \\ &+ [\Phi_1(p) - \Phi_2(p)]W_2(p)Y_{20}(p), \end{aligned} \quad (8)$$

где $\Phi_1(p)$ и $\Phi_2(p)$ – передаточные функции по сигналам, соответственно $a_0(p)$ и $b_0(p)$, взятые при $\varepsilon \leq 0$ или при $\varepsilon > 0$.

При $\varepsilon \leq 0$ получаем:

$$\Phi_1(p) = \Phi_2(p) = \frac{W_p(p)}{2[1 + W_p(p)W_1(p)H_1(p)]}.$$

В этом случае на основании (8)

$$\begin{aligned} Z(p) &= \frac{W_p(p)W_1(p)}{1 + W_p(p)W_1(p)H_1(p)}Y_{10}(p); \\ Y_1(p) &= \frac{W_p(p)W_1(p)H_1(p)}{1 + W_p(p)W_1(p)H_1(p)}Y_{10}(p); \\ Y_2(p) &= \frac{W_p(p)W_1(p)H_2(p)}{1 + W_p(p)W_1(p)H_1(p)}Y_{10}(p). \end{aligned}$$

При $\varepsilon = U_1 - U_2 \leq 0$ в соответствии с (2) должен быть замкнут первый и разомкнут второй канал. Выражения для $Y_1(p)$ и $Y_2(p)$ подтверждают это.

При $\varepsilon > 0$ получаем:

$$\Phi_1(p) = -\Phi_2(p) = -\frac{W_p(p)}{2[1 + W_p(p)W_2(p)H_2(p)]}.$$

В этом случае на основании (8)

$$\begin{aligned} Z(p) &= \frac{W_p(p)W_2(p)}{1 + W_p(p)W_2(p)H_2(p)}Y_{20}(p); \\ Y_1(p) &= \frac{W_p(p)W_2(p)H_1(p)}{1 + W_p(p)W_2(p)H_2(p)}Y_{20}(p); \\ Y_2(p) &= \frac{W_p(p)W_2(p)H_2(p)}{1 + W_p(p)W_2(p)H_2(p)}Y_{20}(p). \end{aligned}$$

При $\varepsilon = U_1 - U_2 > 0$ в соответствии с (2) должен быть замкнут второй и разомкнут первый канал. Выражения для $Y_1(p)$ и $Y_2(p)$ подтверждают это.

3. СТРУКТУРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ САУ С АС ТРЕХ И БОЛЕЕ СИГНАЛОВ

Структурная схема САУ с АС трех сигналов и одним управляющим воздействием может быть преобразована к виду рис. 11, где

$$\begin{aligned} a_{ij0}(p) &= W_i(p)Y_{i0}(p) - W_j(p)Y_{j0}(p); \\ A_{ij}(p) &= W_i(p)H_i(p) - W_j(p)H_j(p); \\ (i &= 1, 2, 3; \quad j = 1, 2, 3); \\ b_0(p) &= W_1(p)Y_{10}(p) + W_2(p)Y_{20}(p) + \\ &+ W_3(p)Y_{30}(p); \\ B(p) &= W_1(p)H_1(p) + W_2(p)H_2(p) + \\ &+ W_3(p)H_3(p). \end{aligned}$$

К структурной схеме, подобной представленной на рис. 11, может быть также приведена и САУ с числом входных сигналов АС большим трех.

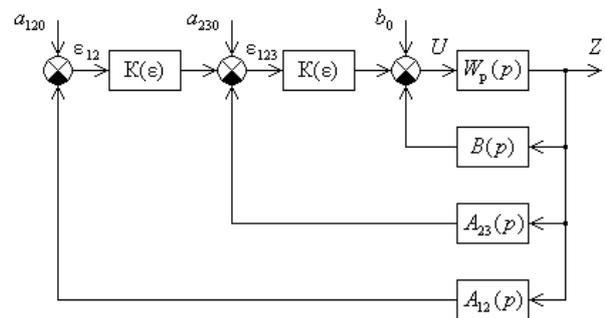


Рис. 11. Эквивалентная структурная схема САУ с АС трех сигналов

Таким образом, рассмотренный метод структурных преобразований многосвязных САУ с АС состоит в следующем:

1. В качестве входных сигналов АС принимаются разности сигналов отдельных каналов $\varepsilon_{ij} = U_i - U_j$.

2. АС преобразуется к виду нелинейного звена, включающего нелинейности типа «модуль» или «ключ»;

3. Преобразование структурной схемы многосвязной САУ с АС осуществляется относительно сигналов ε_{ij} и управляющих воздействий объекта Z и P ;

4. Многосвязная САУ с АС двух сигналов преобразуется относительно сигнала $\varepsilon = U_1 - U_2$ к виду одноканальной нелинейной системы.

Следовательно, предложенный метод структурных преобразований позволяет проводить анализ многоканальной, многосвязной САУ с АС путем исследования поведения разности входных сигналов АС в эквивалентной одноканальной нелинейной САУ.

4. АНАЛИЗ СТРУКТУРЫ ЛИНЕЙНОЙ ЧАСТИ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ НЕЛИНЕЙНОЙ СИСТЕМЫ

Для САУ с АС (рис. 10) передаточная функция $\Phi(p)$ линейной части эквивалентной нелинейной системы соответствует выражению (7), а структурная схема линейной части имеет вид рис. 12. Следовательно, линейная часть является замкнутой системой и состоит из двух замкнутых каналов.

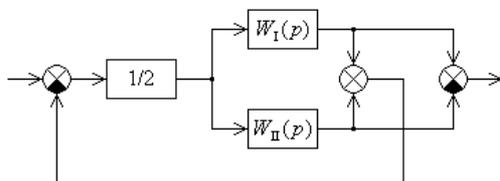


Рис. 12. Структурная схема линейной части эквивалентной нелинейной системы

В зависимости от вида передаточных функций отдельных каналов $W_I(p)$ и $W_{II}(p)$ получаем различные выражения для передаточной функции $\Phi(p)$, приведенные в таблице.

$W_I(p)$	$W_{II}(p)$	$\Phi(p)$
K_1	K_2	$\frac{K_1 - K_2}{2 + K_1 + K_2}$
$\frac{K_1}{p}$	$\frac{K_2}{p}$	$\frac{K_1 - K_2}{2p + K_1 + K_2}$
$\frac{K_1}{T_1 p + 1}$	$\frac{K_2}{T_2 p + 1}$	$\frac{(K_1 T_2 - K_2 T_1)p + K_1 - K_2}{2T_1 T_2 p^2 + (2T_1 + 2T_2 + K_1 T_2 + K_2 T_1)p + 2 + K_1 + K_2}$
$\frac{K_1}{p(T_1 p + 1)}$	$\frac{K_2}{p(T_2 p + 1)}$	$\frac{(K_1 T_2 - K_2 T_1)p + K_1 - K_2}{2T_1 T_2 p^3 + (2T_1 + 2T_2 + K_1 T_2 + K_2 T_1)p^2 + 2p + K_1 + K_2}$

Таким образом, линейная часть эквивалентной нелинейной системы сама по себе является замкнутой статической системой.

Динамические характеристики линейной части можно оценить через динамические характеристики отдельных каналов. Например, при точной коррекции динамических характеристик каналов, т. е. $W_I(p)H_1(p) = K_1$; $W_2(p)H_2(p) = K_2$, и условия астатизма САУ: $W_p(p) = 1 / p$, передаточная функция линейной части согласно таблице имеет следующий вид:

$$\Phi(p) = \frac{K_1 - K_2}{2p + K_1 + K_2}.$$

Следовательно, линейная часть системы является низкочастотным фильтром.

При выравнивании отдельных каналов, т. е. при равенстве передаточных функций

$$W_I(p)H_1(p) = W_2(p)H_2(p) = R_0(p)$$

или

$$W_I(p) = W_{II}(p) = W_0(p) = W_p(p)R_0(p),$$

происходит вырождение линейной части системы, так как

$$A(p) = W_I(p)H_1(p) - W_2(p)H_2(p) = 0,$$

$$B(p) = W_I(p)H_1(p) + W_2(p)H_2(p) = 2R_0(p).$$

В этом случае структурная схема линейной части системы с передаточной функцией $\Phi(p) = \Phi_0(p)$ имеет вид рис. 12, а исходная САУ (рис. 8) может быть приведена относительно сигнала ε к разомкнутой системе, показанной на рис. 13, где $\varepsilon = a_0(p)$,

$$\Phi_0(p) = \frac{W_p(p)}{2[1 + W_0(p)]}. \tag{9}$$

Однако в этом случае для получения одинаковых процессов в исходной и упрощенной системах необходимо выдерживать равенство начальных условий по выходным координатам отдельных каналов.

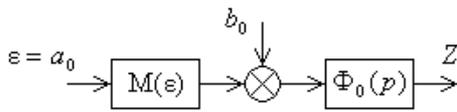


Рис. 13. Эквивалентная структурная схема САУ с АС

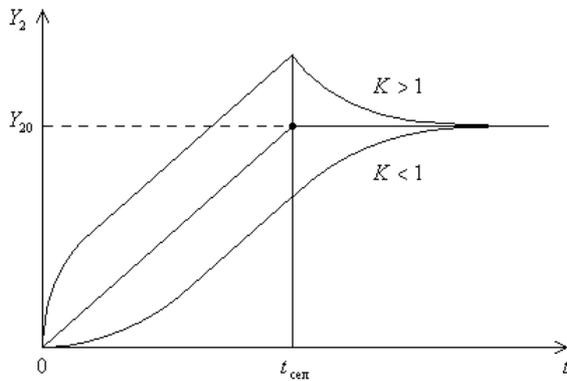


Рис. 14. Переходные процессы в САУ с АС при различных значениях коэффициента передачи K

Аналогично можно провести анализ линейной части эквивалентной нелинейной системы и для САУ с АС, структурная схема которой приведена на рис. 1, однако в этом случае согласно (5) и (6) необходимо учитывать перекрестные связи между селективируемыми и неселективируемыми каналами.

5. ПРИМЕР АНАЛИЗА С ПОМОЩЬЮ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ КУСОЧНО-ЛИНЕЙНОЙ СИСТЕМЫ

Анализ качества переходных процессов в системе может быть проведен с учетом кусочно-линейного описания САУ с АС. Поясним сказанное на примере.

Пусть $Y_{10}(t) = at$; $Y_{20}(t) = Y_{20} = \text{const}$;

$$H_1(p) = 1/(p + 1);$$

$$H_2(p) = (p + 1)/(p + 1) = 1;$$

$$W_p(p) = K(p + 1)/p.$$

Тогда при $W_m(p) = K/p$ получим $W_1(p) = 1$; $W_2(p) = 1/(p + 1)$.

Для АС минимального сигнала структурная схема эквивалентной кусочно-линейной системы имеет вид, аналогичный рис. 13, где вместо нелинейности $M(\varepsilon)$ используется нелинейность $K_2(\varepsilon)$ при $\mu = -1$;

$$a_0(p) = W_1(p)Y_{10}(p) - W_2(p)Y_{20}(p);$$

$$b_0(p) = W_2(p)Y_{20}(p);$$

$$\Phi_0(p) = W_p(p)/[1 + W(p)] =$$

$$= K(p + 1)/(p + K).$$

В этом случае условие селектирования $U_1(t) = U_2(t)$ выполняется при $at = Y_{20}$, т. е. при $t_{\text{сел}} = Y_{20}/a$.

Изменение Y_2 до селектирования:

$$Y_2(p) = [K(p + 1)/(p + K)]Y_{10}(p).$$

Изменение Y_2 после селектирования:

$$Y_2(p) = [K/(p + K)]Y_{20}(p).$$

Поведение Y_2 при разных значениях K представлено на рис. 14.

Как видно из приведенного рисунка, данная САУ с АС при $K > 1$ имеет низкую динамическую точность и заброс по выходной координате Y_2 . Полученные результаты расчета подтверждаются при моделировании данной САУ с использованием системы Matlab.

6. СТРУКТУРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ САУ С АС С УЧЕТОМ НАЧАЛЬНЫХ ЗНАЧЕНИЙ СИГНАЛОВ

Процессы в кусочно-линейных системах характеризуются нарушениями гладкости в моменты переключения. В связи с этим при математическом описании таких систем используется аппарат обобщенных функций, применение которого исключает необходимость пересчета начальных условий при переключениях [6].

Рассмотренные структурные схемы преобразованных САУ с селекторами каналов справедливы при нулевых начальных условиях. При ненулевых начальных условиях необходимо использовать аппарат обобщенных функций и методику анализа кусочно-линейных систем, рассмотренную в работе [6]. Согласно этой работе при преобразовании структурных схем вследствие линейности кусочно-линейных систем на интервалах между переключениями для них справедливы те же правила переноса суммирующих элементов и точек съема сигналов, что и для линейных систем. Часть системы, которая состоит только из линейных элементов, можно преобразовывать на уровне D -схемы.

Тогда для САУ, соответствующей рис. 8, получаем следующую эквивалентную структурную схему (рис. 15), где δ – единичная импульсная функция; $W_{\Delta\delta}(p)$, $W_{\Sigma\delta}(p)$ и $\Phi_\delta(p)$ – передаточные функции, характеризующие предысторию звеньев САУ, то есть предначальные значения координат и их производных.

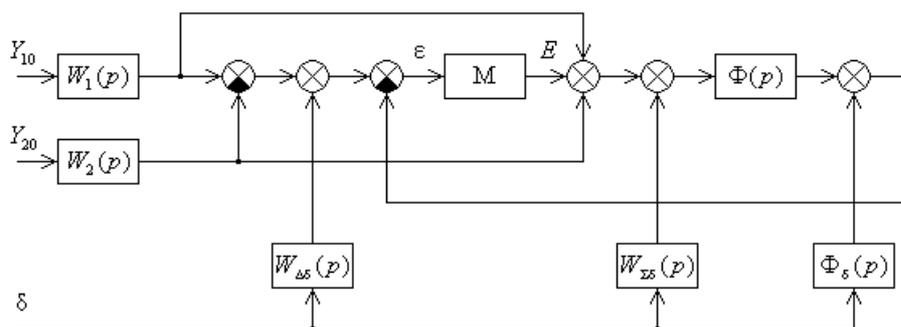


Рис. 15. Эквивалентная структурная схема САУ с селектором каналов

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Важным информативным параметром для алгебраического селектора и, следовательно, для многосвязной САУ с селектором каналов является разность его входных сигналов.

Показано, что относительно разности входных сигналов алгебраический селектор может быть представлен в виде эквивалентных нелинейных структур, включающих в себя нелинейности типа «модуль» или «ключ». Многосвязная САУ с селектором каналов преобразуется при этом к эквивалентной одноканальной нелинейной системе.

Предложенный метод структурных преобразований позволяет проводить анализ исходной многоканальной САУ с селектором каналов путем исследования эквивалентной одноканальной нелинейной САУ.

Полученные математические модели использованы автором при синтезе САУ ГТД с селекторами каналов [7–9].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Интегральные системы автоматического управления силовыми установками самолетов / Под ред. А. А. Шевякова. М.: Машиностроение, 1983. 283 с.
2. Ахметгалеев И. И. О стабилизации двумерного объекта с одним управляющим устройством // Материалы I Поволжск. конф. по автоматическому управлению. Кн. I. Казань, 1971. С. 64–70.
3. Ахметгалеев И. И. Об одном виде двумерных систем с переменной структурой // Электронные

узлы систем контроля и управления летательных аппаратов: Тр., вып. 51. Уфа: УАИ, 1974. С. 94–100.

4. Петунин В. И. Принципы построения логико-динамических систем автоматического управления газотурбинными двигателями // Вестник УГАТУ. 2003. Т. 4, № 1. С. 78–87.

5. Петунин В. И. Эквивалентные структуры алгебраического селектора на основе непрерывной логики // Вестник УГАТУ (сер. «Управление, вычислительная техника и информатика»). 2009. Т. 12, № 1 (30). С. 40–45.

6. Смольников Л. П., Бычков Ю. А. Расчет кусочно-линейных систем. Л.: Энергия, 1972. 160 с.

7. Петунин В. И. Синтез систем автоматического управления газотурбинными двигателями с селектором каналов // Вестник УГАТУ (сер. «Управление, вычислительная техника и информатика»). 2008. Т. 11, № 1 (28). С. 3–10.

8. Петунин В. И. Особенности синтеза многосвязных систем автоматического управления с селектором каналов // Вестник УГАТУ (сер. «Управление, вычислительная техника и информатика»). 2008. Т. 11, № 1 (28). С. 11–17.

9. Петунин В. И., Фрид А. И. Синтез структуры и исследование астатического регулятора переходных режимов газотурбинного двигателя // Вестник УГАТУ. 2010. Т. 14, № 2 (37). С. 118–127.

ОБ АВТОРЕ

Петунин Валерий Иванович, доц. каф. авиац. приборостроения. Дипл. инж.-электромех. по авиац. приборостроению (УАИ, 1970). Канд. техн. наук по сист. обработки инф. и управления (УГАТУ, 1999). Иссл. в обл. систем авт. управления ГТД, логико-динамическ. систем, адапт. и интел. систем.