ТРУДЫ
МОСКОВСКОГО ИНСТИТУТА
ЭЛЕКТРОМЕХАНИКИ И АВТОМАТИКИ (МИЭА)

Основаны в 2010 году

Выпуск 11

НАВИГАЦИЯ И УПРАВЛЕНИЕ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ

Под общей редакцией доктора технических наук А. Г. Кузнецова

Москва
2015

УДК 629.7.05

АНАЛИТИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ КОНТУРА ТРАЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ САМОЛЕТОМ МЕТОДОМ ФОРМИРОВАНИЯ ЖЕЛАЕМЫХ КОРНЕЙ ДИНАМИЧЕСКИХ ЗВЕНЬЕВ В ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКОМ ПОЛИНОМЕ ЗАМКНУТОЙ СИСТЕМЫ

***В. Е. КУЛИКОВ**, д. т. н., профессор,*
В. В. КУЛИКОВ
АО «Московский институт электромеханики и автоматики»

Предложен метод решения задачи модального управления для продольного движения летательного аппарата, основанный на сохранении в распределении корней замкнутой системы желаемых корней ее автономных подсистем. Основной эффект метода достигается введением в состав корней замкнутой системы управления желаемых корней безынерционного контура траекторного управления самолетом в вертикальной плоскости. Получен результат аналитического синтеза закона управления быстродействующей системой стабилизации высоты полета маломаневренного самолета.

***Ключевые слова:** синтез модального управления, стабилизация высоты, характеристический полином, вектор состояния, дискретный фильтр*

ANALYTICAL SYNTHESIS OF AIRCRAFT FLIGHT PATH CONTROL LOOP THROUGH FORMING NEEDED ROOTS OF DYNAMIC UNITS INTO CLOSED-LOOP CHARACTERISTIC POLYNOMIAL

***V. E. KULIKOV,** Dr. Sc. in Engineering, professor,*
V. V. KULIKOV
'Moscow Institute of Electromechanics and Automatics' JSC

A problem-solving procedure of modal control for the pitch mode of the aircraft is presented in this paper. The method is based on keeping needed roots of a stand-alone subsystem inside closed-loop system roots distribution. The main idea is to enter needed roots of inertialless aircraft pitch control loop into the closed-loop system roots configuration. The result of analytical synthesis is a control law of a quick-responding low-maneuver aircraft altitude control system.

***Keywords:** modal control synthesis, altitude stabilization, characteristic polynomial, state vector, digital filter*

Задача аналитического синтеза систем автоматического управления (САУ) подвижными объектами, связанного с размещением корней характеристического полинома замкнутой системы, является теоретически решенной задачей. Этот метод синтеза, названный модальным синтезом [1], имеет точное решение для наблюдаемых по Калману объектов управления с одним входом и одним выходом при всех доступных для измерения переменных состояния.

Будем считать, что объект управления задан в форме Коши и его надо превратить в управляемую систему с заданными характеристиками устойчивости и быстродействия.

Пусть динамический объект управления имеет запись в нормальной (фробениусовой) операторной форме:

$$pEx(p) = Ax(p) + Bu(p), \tag{1}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & -a_{n-2} & \cdots & -a_1 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \cdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix},$$

где $x(p) = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad \cdots \quad x_n]^T$ – вектор состояния, B – матрица-столбец управления, $u(p)$ – скалярный вход, E – единичная матрица, p – комплексная переменная преобразования Лапласа. Характеристическое уравнение для исходной системы (1), с помощью которого находятся собственные числа матрицы А (корни системы), определяется выражением:

$$det[pE - A] = 0,$$

которое для рассматриваемого случая принимает вид:

$$a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + a_2 p^{n-2} + \cdots + a_{n-1} p + a_n = 0, \quad a_0 = 1, \tag{2}$$

где a_i, $i = 0, 1, \ldots, n$ – коэффициенты характеристического полинома объекта. Старший коэффициент a_0 здесь показан в качестве масштабного множителя, не изменяющего корней свободной системы.

Так как обратная связь для формирования желаемой замкнутой системы поступает на вход объекта управления (1), то при синтезе САУ речь идет о формировании дополнительных обратных связей по фазовым координатам. Это обеспечивает сохранение формы Фробениуса синтезированной системы путем уточнения коэффициентов характеристического полинома с учетом обратной связи. Таким образом, решение задачи размещения корней характеристического полинома осуществля-

ется с помощью формирования обратной связи по всем фазовым координатам, включающим в себя $n-1$ производные регулируемой координаты, а именно в виде:

$$u(p) = -Kx(p), K = \begin{bmatrix} k_n & k_{n-1} & k_{n-2} & \cdots & k_1 \end{bmatrix}, \tag{3}$$

где K – матрица-строка обратной связи, элементы которой должны принимать положительные значения. В противном случае получается не отрицательная, а положительная обратная связь, возникновение которой не допускается в технических системах управления. Замкнутая система управления с учетом (3) принимает вид:

$$pEx(p) = (A - BK)x(p),$$

$$A - BK = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_n - k_n & -a_{n-1} - k_{n-1} & -a_{n-2} - k_{n-2} & \dots & -a_1 - k_1 \end{bmatrix}. \tag{4}$$

Задавая для замкнутой системы (4) желаемый характеристический полином:

$$\lambda_0 p^n + \lambda_1 p^{n-1} + \lambda_2 p^{n-2} + \cdots + \lambda_{n-1} p + \lambda_n = 0, \lambda_0 = 1,$$

$$\lambda_i = a_i + k_i,\ i = 1, \dots, n, \tag{5}$$

который содержит желаемые корни, получаем искомое решение в виде:

$$u(p) = -k_n x_1(p) \cdots - k_i x_{n-i}(p) \cdots - k_1 x_{n-1}(p),\ k_i = \lambda_i - a_i, i = 1, 2, \dots, n. \tag{6}$$

Простое решение (6) помимо структурно необходимого условия $\lambda_i \geq a_i$ (i = 1, 2, ..., n) не дает ответа на вопрос, как следует назначать желаемое размещение корней замкнутой системы для конкретного динамического объекта управления. Расположение полюсов находится известными методами настроек аппроксимирующей эталонной модели [2], соответствующей стандартным симметричным полиномам Ньютона и Баттерворта, или методами аналитического конструирования [3, 4], получившими свое развитие в современной теории автоматического управления [5].

Решение задачи о размещении полюсов замкнутой системы будем рассматривать на основе алгебраической теории делимости многочленов [6]. Объектом исследования является многочлен n-й степени от неизвестного p, совпадающий с полиномом (5) замкнутой системы:

$$f(p) = \lambda_0 p^n + \lambda_1 p^{n-1} + \lambda_2 p^{n-2} + \cdots \lambda_i p^{n-i} \cdots + \lambda_{n-1} p + \lambda_n. \tag{7}$$

Известно каноническое разложение полинома [7], при котором любой многочлен с действительными коэффициентами можно разложить в произведение многочленов первой степени и второй степени (не имеющих действительных корней) с действительными коэффициентами. Тогда многочлен (7) может быть переписан в виде:

$$h(p) = \lambda_0 \left[\prod_i^k (p - c_i) \right] \times \left[\prod_m^l \left(p^2 + \mu_{m_1} p + \mu_{m_2} \right) \right], \tag{8}$$

$$\mu_{m_1} = z_m + z_m^*, \mu_{m_2} = z_m z_m^*,\ z_j = -\alpha - j\beta,\ z_j^* = -\alpha + j\beta, k + 2l = n,$$

где c_i – действительные корни, z_j, z_j^* – пары комплексно сопряженных корней. Понятно, что речь идет о корнях с отрицательными действительными частями, требуется так разместить корни системы, чтобы она была устойчивой и имела заданное качество управления.

Потребуем выполнения равенства:

$$f(p) = h(p). \tag{9}$$

Основной идеей предлагаемого метода является проведение последовательных операций деления без остатка многочлена (7) на линейные двучлены и квадратные трехчлены (8), включающие в себя заданные корни синтезируемой замкнутой системы. По теореме Безу [7] полином (7) делится без остатка на двучлен p-c только в том случае, если c является корнем $f(p)$. Тогда выполняется равенство (9) и, с учетом выражений (5), содержащих неизвестные коэффициенты обратных связей, может быть получен искомый контур управления. После деления на линейный двучлен многочлен (7) в общем случае принимает следующий вид:

$$f(p) = (p - c) b(p) + r,\ \ b(p) = b_0 p^{n-1} + b_1 p^{n-2} + \ldots + b_{n-1}, \tag{10}$$

где r – остаток, b_i (i =1, ..., n –1) – коэффициенты полинома – частного от деления. Согласно методу Горнера при сравнении коэффициентов при одинаковых степенях p в (10) и (7) имеют место следующие равенства:

$$\lambda_0 = b_0,$$

$$\lambda_1 = b_1 - c b_0,$$

$$\lambda_2 = b_2 - c b_1,$$

$$\cdots\cdots\cdots$$

$$\lambda_{n-1} = b_{n-1} - c b_{n-2},$$

$$\lambda_n = r - c b_{n-1}.$$

Отсюда коэффициенты частного и остаток определяются по рекуррентной процедуре:

$$b_0 = \lambda_0 ,$$
$$b_k = cb_{k-1} + \lambda_k ,\ i = 1, 2, \ldots, n-1, \tag{11}$$
$$r = \lambda_n + cb_{n-1}.$$

Для того чтобы полином (7) делился без остатка на линейный двучлен с желаемым корнем *c*, то есть, чтобы синтезируемая система включала в себя последовательно соединенное желаемое апериодическое звено, достаточно выполнения равенства для задаваемого характеристического полинома:

$$\lambda_n = -cb_{n-1}. \tag{12}$$

Заметим, что для принятого в теории многочленов описании коэффициент (12) представляет собой свободный член характеристического уравнения, который сосредотачивает свойства заданного инерционного звена в полной замкнутой динамической системе. Его формирует основная обратная связь по регулируемой координате, определяемая согласно (5), с учетом (12), в виде:

$$k_n = -cb_{n-1} - a_n. \tag{13}$$

Здесь корень *c* для устойчивой системы отрицательный и для существования отрицательной обратной связи в замыкаемой системе должно выполняться неравенство:

$$-cb_{n-1} > a_n. \tag{14}$$

Это требование всегда обязательно и накладывает ограничения на выбор желаемых корней, при которых синтезируемая система становится более быстродействующей, чем исходная. Если требуемый характеристический многочлен должен состоять из произведений линейных двучленов, то последовательная процедура деления приводит к выражениям, аналогичным (13) для каждого полинома-частного, у которого снижен на одну единицу порядок по сравнению с полиномом-делимым. Такой способ является фактически способом формирования желаемого характеристического полинома, содержащего все назначенные желаемые корни при условии существования только отрицательной обратной связи по каждой фазовой координате исходного объекта аналогично условию (14). Понятно, что на каждом следующем этапе деления полином-частное будет играть роль полинома-делимого, свободный член которого определяет условия для назначения желаемого корня линейного двучлена-делителя в целях правильного формирования отрицательной обратной связи по первой и последующим производным регулируемой

координаты. Следует заметить, что при исходном многочлене-делимом с положительными действительными коэффициентами при делении без остатка на линейный двучлен с отрицательным корнем полином-частное всегда будет содержать только положительные коэффициенты. После $n-1$ шага деления желаемый характеристический полином будет сформирован в виде произведений n линейных множителей, а именно:

$$f(p) = \lambda_0 \left[\prod_i^n (p - c_i) \right]. \tag{15}$$

Вариант представления характеристического полинома (7) в виде (15), несмотря на гарантированные характеристики устойчивости, не всегда является предпочтительным для формирования желаемых свойств систем слежения и стабилизации с точки зрения быстродействия синтезируемого контура управления. Для этих целей в составе сомножителей характеристического полинома подходят звенья второго порядка с коэффициентами затухания в интервале 0,7,...,0,8.

Рассмотрим аналогично методу Горнера схему деления желаемого многочлена на квадратный трехчлен, описывающий заданные динамические характеристики звена второго порядка, вводимого в замкнутую систему управления. Пусть дан многочлен-делитель:

$$c(p) = p^2 + c_1 p + c_2. \tag{16}$$

Характеристический полином (7) с учетом введенного делителя (16) примет следующий вид:

$$f(p) = c(p)q(p) + r(p),$$

$$q(p) = q_0 p^{n-2} + q_1 p^{n-3} + \ldots + q_{n-3} p + q_{n-2},\ r(p) = r_1 p + r_2. \tag{17}$$

Сравнивая коэффициенты при одинаковых степенях p в (7) и (17), получим следующую схему деления многочлена на квадратный трехчлен с остатком:

$$\begin{cases} \lambda_0 = q_0, \\ \lambda_1 = q_1 + c_1 q_0, \\ \lambda_2 = q_2 + c_1 q_1 + c_2 q_0, \\ \lambda_3 = q_3 + c_1 q_2 + c_2 q_1, \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ \lambda_{n-2} = q_{n-2} + c_1 q_{n-3} + c_2 q_{n-4}, \end{cases} \tag{18}$$

$$\lambda_{n-1} = c_1 q_{n-2} + c_2 q_{n-3} + r_1,$$

$$\lambda_n = c_2 q_{n-2} + r_2.$$

На основании (18) рекуррентная формула для коэффициентов частного будет иметь вид:

$$\begin{cases} q_0 = \lambda_0, \\ q_1 = \lambda_1 - c_1 q_0, \\ q_i = \lambda_i - c_1 q_{i-1} - c_2 q_{i-2}, \quad i = 2, 3, \ldots, n-2. \end{cases} \tag{19}$$

Для деления без остатка достаточно равенства нулю коэффициентов остаточного полинома, а именно:

$$r_1 = 0,\ r_2 = 0. \tag{20}$$

Подставляя (20) в два последних уравнения (18), с учетом полученных рекуррентным способом (19) коэффициентов частного при $i = n-3$, $n-2$, получим выражения для искомых коэффициентов характеристического полинома, обращающих в нуль остаток от деления исходного многочлена на желаемый его сомножитель:

$$\begin{aligned} \lambda_{n-1} &= c_1 q_{n-2} + c_2 q_{n-3}, \\ \lambda_n &= c_2 q_{n-2}. \end{aligned} \tag{21}$$

В этом случае коэффициенты обратной связи, обеспечивающие найденное решение (21), согласно (5), будут равны:

$$\begin{cases} k_{n-1} = c_1 q_{n-2} + c_2 q_{n-3} - \lambda_{n-1}, \\ k_n = c_2 q_{n-2} - \lambda_n. \end{cases} \tag{22}$$

каждой из фазовых координат записываются в виде:

$$k_i \geq 0,\ i = 1, \ldots, n. \tag{23}$$

Здесь равенство нулю некоторых коэффициентов обратной связи, вообще говоря, не исключается, что равносильно отсутствию обратной связи по некоторым производным регулируемой координаты, реализации которых может и не потребоваться.

Заметим, что вне зависимости от порядка исходного многочлена объекта управления (при $n > 2$) для обеспечения его делимости на квадратный трехчлен достаточно изменить не более двух младших коэффициентов исходного многочлена. То есть достаточно, согласно (22), ввести две обратные связи по регулируемой координате и ее первой производной, чтобы получить в полном характеристическом полиноме заданные делителем желаемые корни. Как правило регулируемая координата обладает самым «медленным» корнем из всех корней замкнутой системы управления. Например, координата траекторного движения самолета является более «медленной» по отношению к координате углового движения, которая определяют силу для изменения траектории полета, и, тем более по отношению к координате движения рулевого

привода, которая определяет возникновение момента силы для изменения углового положения самолета относительно воздушного потока.

Таким образом, первый делитель формируемого полинома замкнутой системы траекторного управления есть полином с желаемыми корнями «медленной» регулируемой координаты, которые в полном характеристическом уравнении (5) выделяют сомножитель вида (16), обеспечивающем равенство:

$$p^2 + c_1 p + c_2 = 0. \qquad (24)$$

Осуществляя в дальнейшем последовательное деление полиномов–частных на квадратные трехчлены и (или) линейные двучлены с более быстродействующими желаемыми корнями внутренних контуров синтезируемой САУ, в итоге, согласно (22), (13), получаем коэффициенты обратных связей по всем элементам вектора состояния замкнутой системы. При этом соблюдение правила (23) ограничивает возможности произвольного назначения желаемых корней в синтезируемом характеристическом полиноме, появление которых не согласовывается с принципом отрицательной обратной связи, лежащего в основе построения систем автоматического управления летательными аппаратами.

Рассмотрим на базе предложенного подхода синтез системы автоматического управления в режиме стабилизации высоты для простоты сначала при безынерционном приводе руля высоты. Структурная схема объекта управления в вертикальной плоскости (рис. 1) представляет собой последовательное соединение типовых динамических звеньев с известными передаточными функциями и имеет в качестве входа изображение Лапласа заданной перегрузки $n_{y_{зад}}(p)$, а выхода – изображение высоты полета $H(p)$.

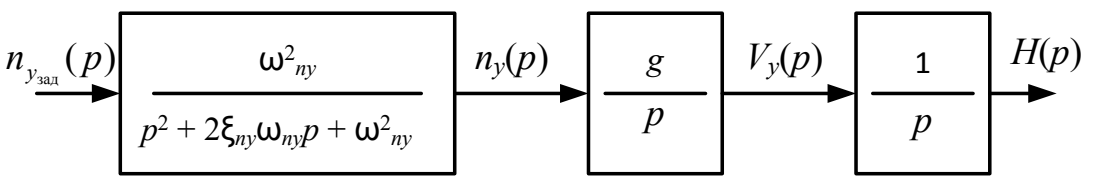


Рис. 1. Структурная схема продольного канала управления самолета

Параметрами звеньев являются: ω_{n_y} и $\xi_n y$ – частота собственных колебаний и коэффициент затухания колебательного звена отработки самолетом заданной нормальной перегрузки, g – ускорение свободного падения, p – комплексная переменная преобразования Лапласа.

Формирование основных корней системы стабилизации высоты свяжем с допущением о безынерционности контура создания перегрузки, с тем, чтобы после формирования комплексно-сопряженных корней идеального статического контура стабилизации высоты полета зафиксировать эти корни в полной синтезируемой системе управления.

При этих условиях замкнутая система стабилизации высоты примет вид, представленный на рис. 2.

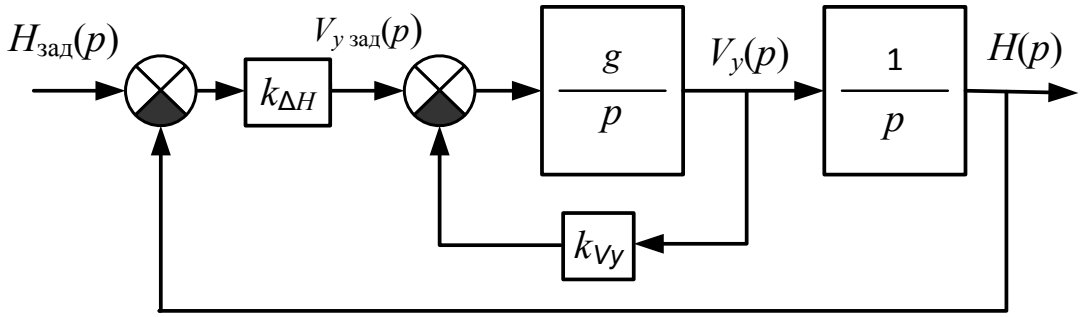


Рис. 2. Структурная схема идеального контура стабилизации высоты

Система стабилизации высоты при безынерционных приводе и контуре перегрузки имеет, после преобразования структуры на рис. 2, следующую идеальную передаточную функцию второго порядка:

$$W_{H_{ид.}}^{H_{зад}}(p) = \frac{gk_{\Delta H}}{p^2 + gk_{V_y}p + gk_{\Delta H}} = \frac{1}{T_H^2 p^2 + 2\xi_H T_H p + 1}. \quad (25)$$

Передаточные коэффициенты системы стабилизации высоты $k_{\Delta H}$ и k_{V_y} найдем из (25) по желаемым параметрам: T_H – постоянной времени и ξ_H – коэффициенту затухания, а именно:

$$k_{\Delta H} = \frac{1}{gT_H^2}, \quad k_{Vy} = \frac{2\xi_H}{gT_H}. \quad (26)$$

Покажем, что при замыкании контура стабилизации высоты для объекта (рис. 1) обратными связями с коэффициентами (26) будет происходить смещение пары комплексно-сопряженных корней, определяющих траекторное движение самолета, относительно желаемых корней, задаваемых параметрами T_H и ξ_H. В этом случае структурная схема замыкания с учетом выражения для постоянной времени контура перегрузки $T_{n_y} = \frac{1}{\omega_{ny}}$ будет выглядеть, как показано на рис. 3.

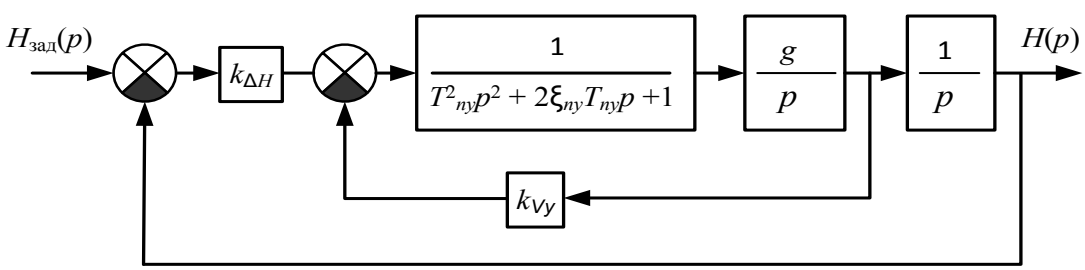


Рис. 3. Структурная схема расширенного контура стабилизации высоты с безынерционным приводом

Передаточная функция системы (рис. 3) имеет следующий вид:

$$W_H^{H_{зад}}(p) = \frac{gk_{\Delta H}}{T_{ny}^2 p^4 + 2\xi_{ny} T_{ny} p^3 + p^2 + gk_{V_y} p + gk_{\Delta H}}. \quad (27)$$

Зададим два варианта желаемых достаточно малых постоянных времени $T_{1H} = 2{,}5$ с и $T_{2H} = 1{,}5$ с для идеального контура стабилизации высоты с коэффициентом затухания $\xi_H = \sqrt{0{,}5} \approx 0{,}707$ при фиксированном контуре отработки нормальной перегрузки с параметрами $T_{ny} = 0{,}5$ с и $\xi_{ny} = \sqrt{0{,}5} \approx 0{,}707$. Согласно (26) , передаточные коэффициенты идеального траекторного контура для 1-го и 2-го вариантов будут соответственно равны $k_{\Delta H1} = 0{,}0163$ м$^{-1}$, $k_{V_{y1}} = 0{,}0577$ м$^{-1}$ с и $k_{\Delta H2} = 0{,}0453$ м$^{-1}$, $k_{V2} = 0{,}096$ м$^{-1}$ с. Для этих вариантов на рис. 4 и рис. 5, соответственно, показаны графики переходных процессов на ступенчатый нормированный входной сигнал отработки заданной высоты с безынерционным приводом в сравнении с переходным процессом идеального контура.

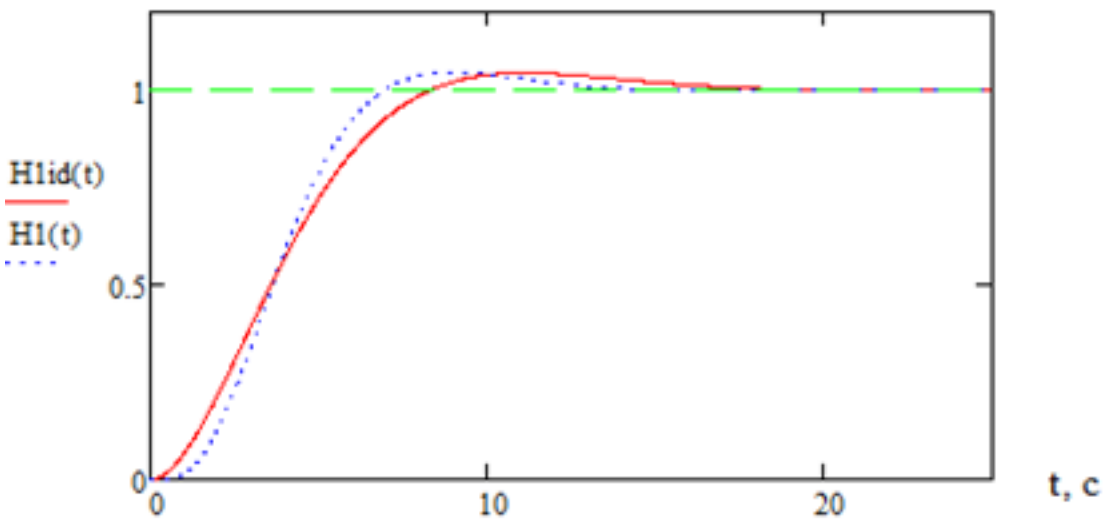


Рис. 4. Переходные процессы в идеальном контуре H1id(t) для T_{2H} = 1,5 с и в расширенном контуром H1(t)

Пара комплексно-сопряженных медленных корней $z_{1,2} = -\alpha \pm j\beta$ для рассматриваемого первого варианта имеет следующие значения действительной и мнимой частей $\alpha_1 = 0{,}3907$ с$^{-1}$ и $\beta_1 = 0{,}3909$ с$^{-1}$ при соответствующих величинах для идеального контура $\alpha_{1ид} = 0{,}2828$ с$^{-1}$ и $\beta_{1ид} = 0{,}2828$ с$^{-1}$. Тогда оценки постоянной времени и затухания расширенного контура, рассчитанные по основной паре корней как:

$$T = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}}, \quad \xi = \frac{\alpha}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}}, \quad (28)$$

составляют T_1 =1,809 с и ξ_1 = 0,7069. Таким образом, при соотношении постоянных времени $T_{1H}/\ T_{пу}$ = 5 контур отработки перегрузки с безынерционным приводом практически не влияет на поведение расширенного контура стабилизации высоты по сравнению его идеальным контуром и сохраняет желаемое затухание переходного процесса. Заметим, что для контура отработки перегрузки исходные параметры корней $\alpha_{пу}$ =1,414 с$^{-1}$ и $\beta_{пу}$ =1,414 с$^{-1}$ сместились в сторону уменьшения значений до величин $\alpha_{пу1}$ =1,023 с$^{-1}$ и $\beta_{пу1}$ = 1,024 с$^{-1}$. То есть контур перегрузки в замкнутом состоянии стал более медленный, его эффективная постоянная времени увеличилась до значения $T_{пу1}$ = 0,69 с при сохранении коэффициента затухания $T_{пу1}$ = 0,7069.

Рассмотрим второй вариант задания желаемой постоянной времени при прямом применении передаточных коэффициентов, полученных для идеальной системы, в замыкании расширенного контура, учитывающего динамику отработки перегрузки (рис. 5).

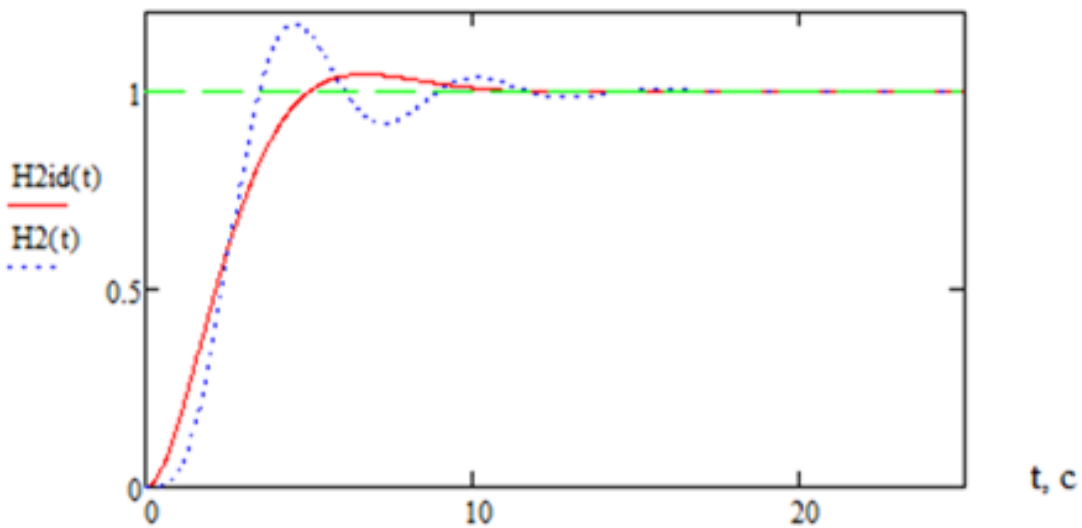


Рис. 5. Переходные процессы в идеальном контуре H2id(t) для T_{2H}=1,5 с и в расширенном контуром H2(t)

Здесь величины действительной и мнимой частей медленной пары корней для сравниваемых контуров будут равны:

$$\alpha_{2ид} = 0{,}4713\ с^{-1},\ \beta_{2ид} = 0{,}4713 с^{-1};\ \alpha_2 = 0{,}2989\ с^{-1},\ \beta_2 = 1{,}1153\ с^{-1}. \quad (29а)$$

Для контура перегрузки α_2 = 1,115 с$^{-1}$, β_2 = 0,3 с$^{-1}$, что делает эти корни еще более медленными по сравнению с первым вариантом при полученной постоянной времени $T_{пу2}$= 0,866 с и $\xi_{пу2}$= 0,966.

Соответствующие параметры медленной составляющей движения согласно (28) составляют T_2 = 0,866 с и ξ_2 = 0,259. То есть сближение постоянных времени контура высоты и контура перегрузки при прак-

тически их слиянии в соотношении T_{2H} / $T_{пу}$= 3, при сохраненных коэффициентах $k_{\Delta H}$ и k_{Vy}, приводит к появлению повышенной колебательности по высоте. Исследования показали, что при соотношении постоянных времени $T_H/T_{пу} > 4$ сохраняется заданная степень колебательности расширенного контура, а при значениях этого отношения менее 4-х наступает резкое уменьшение коэффициента затухания. При всех вариантах постоянная времени, рассчитанная по самому медленному корню, всегда уменьшается по отношению к постоянной времени идеального контура. При этом время срабатывания, как время первого пересечения текущим сигналом заданного значения входного сигнала (в наших случаях – единицы), для расширенного и идеального контура остается практически одинаковым.

Таким образом, приближение желаемой постоянной времени изолированного контура высоты к постоянной времени изолированного контура перегрузки в целях увеличения быстродействия траекторного движения имеет ограничение, что вынуждает разработчика при синтезе САУ для сохранения степени устойчивости разносить собственные частоты углового и траекторного движений в 5...8 раз.

Потребуем выполнения условия в качестве приема синтеза САУ сохранения в замкнутом контуре стабилизации высоты (27) желаемых корней безынерционной системы (25), используя способ деления многочленов без остатка вида (18)–(22). Исходным является многочлен

$$T_{пу}^2 p^4 + 2\xi_{пу} T_{пу} p^3 + p^2 + gk_{Vy} p + gk_{\Delta H},$$

поведение которого, как характеристического полинома системы (27), было выше изучено. Метод деления без остатка, согласно (21), требует формирования в новом полиноме-делимом двух младших коэффициентов при первой и нулевой степени переменной p. Это будут уточненные коэффициенты обратных связей по ошибке высоты и вертикальной скорости полета. Обозначим их соответственно как $k_{\Delta H}^*$ и k_{Vy}^*. Тогда полином новой системы примет вид:

$$T_{пу}^2 p^4 + 2\xi_{пу} T_{пу} p^3 + p^2 + gk_{Vy}^* p + gk_{\Delta H}^*. \tag{29}$$

Делителем полинома (29) будет полином системы (25):

$$p^2 + gk_{Vy} p + gk_{\Delta H}. \tag{30}$$

Будем считать результатом деления без остатка такое представление полинома (29), которое соответствует, согласно(8), следующему произведению квадратных трехчленов:

$$\left(p^2 + gk_{Vy} p + gk_{\Delta H}\right)\left(q_0 p^2 + q_1 p + q_2\right). \tag{31}$$

По формуле (19) найдем необходимые коэффициенты для второго сомножителя-полинома $q(p)$ из (31), они будут равны:

$$\begin{cases} q_1 = 2\xi_{ny}T_{ny} - T_{ny}^2 gk_{Vy}, \\ q_2 = 1 - gk_{Vy}\left(2\xi_{ny}T_{ny} - T_{ny}^2 gk_{Vy}\right). \end{cases} \tag{32}$$

Подставив (32) в выражения (21), получим искомые коэффициенты вновь формируемого полинома $\lambda_1^* = gk_{Vy}^*$ и $\lambda_2^* = gk_{\Delta H}^*$, а именно:

$$\begin{cases} gk_{Vy}^* = gk_{Vy}\left[1 - T_{ny}^2 gk_{\Delta H} - gk_{Vy}\left(2\xi_{ny}T_{ny} - T_{ny}^2 gk_{Vy}\right)\right] + gk_{\Delta H}\left(2\xi_{ny}T_{ny} - T_{ny}^2 gk_{Vy}\right), \\ gk_{\Delta H}^* = gk_{\Delta H}\left[1 - T_{ny}^2 gk_{\Delta H} - gk_{Vy}\left(2\xi_{ny}T_{ny} - T_{ny}^2 gk_{Vy}\right)\right]. \end{cases} \tag{33}$$

Учитывая выражения (26) для коэффициентов k_{V_y} и $k_{\Delta H}$, уточненные передаточные коэффициенты замкнутой системы на основании (33) запишем в виде

$$\begin{cases} k_{Vy}^* = \dfrac{2\xi_H}{T_H}\left[1 - \dfrac{T_{ny}^2}{T_H^2} - \left(2\xi_{ny}T_{ny} - \dfrac{2\xi_H T_{ny}^2}{T_H}\right)\right] + \dfrac{1}{T_H^2}\left(2\xi_{ny}T_{ny} - \dfrac{2\xi_H T_{ny}^2}{T_H}\right), \\ k_{\Delta H}^* = \dfrac{1}{T_H^2}\left[1 - \dfrac{T_{ny}^2}{T_H^2} - \dfrac{2\xi_H}{T_H}\left(2\xi_{ny}T_{ny} - \dfrac{2\xi_H T_{ny}^2}{T_H}\right)\right]. \end{cases} \tag{34}$$

Остановимся в дальнейшем на рассмотрении второго варианта задания желаемых корней, при котором после замыкания контура возникает эффект слияния действительных частей корней двух подсистем с одновременным ухудшением устойчивости. Для этого случая после коррекции передаточных коэффициентов согласно (34) их новые значения будут составлять

$$k_{\Delta H}^* = 0{,}0201 \text{ м}^{-1}, \quad k_{Vy}^* = 0{,}0641 \text{ м}^{-1}\text{с}, \tag{35}$$

вместо соответствующих значений для идеальной системы

$$k_{\Delta H}=0{,}0453 \text{ м}^{-1},\ k_{Vy}= 0{,}0961 \text{ м}^{-1} \text{ с}.$$

Переходный процесс для контура (27) с измененными передаточными коэффициентами представлен на рис. 6.

Действительные и мнимые части медленной траекторной пары корней и пары корней контура перегрузки для замкнутой системы с коэффициентами (33) составляют: $\alpha_{2r} = 0{,}4713$ с$^{-1}$, $\beta_{2r} = 0{,}4715$ с$^{-1}$ и $\alpha_{nyr} = 0{,}9427$ с$^{-1}$, $\beta_{nyr} = 0{,}9432$ с$^{-1}$ ($T_{nyr} = 0{,}75$ с, $\xi_{nyr} = 0{,}7069$). Траекторные корни соответствуют желаемым, постоянная времени контура перегрузки увеличилась с 0,5 с до 0,75 с при сохранении исходного коэффициента затухания 0,707. Таким образом, удается по изложенной

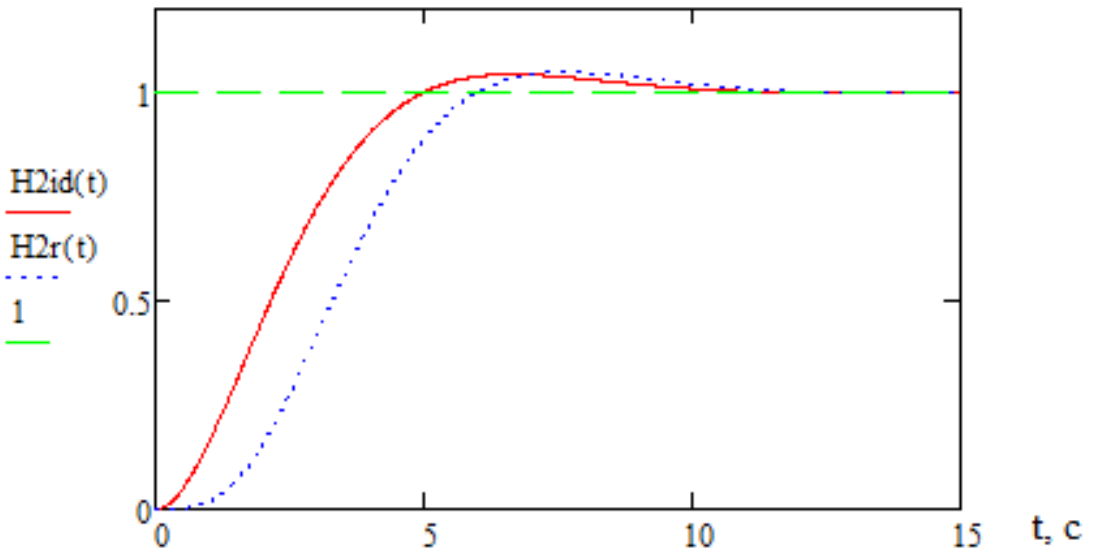


Рис. 6. Переходные процессы в расширенном контуре H2r(t) с уточненными коэффициентами и в идеальном контуре при T_{2H} = 1,5 с

методике произвести разделение корней углового и траекторного движений самолета только за счет уточнения траекторных передаточных коэффициентов при хорошем затухании автономного контура перегрузки, который сохраняется при этом без изменений. Следует заметить, что время срабатывания при этом увеличилось на 1 секунду.

Действительные и мнимые части медленной траекторной пары корней и пары корней контура перегрузки для замкнутой системы с коэффициентами (33) составляют: α_{2r} = 0,4713 с$^{-1}$, β_{2r} = 0,4715 с$^{-1}$ и α_{nyr} = 0,9427 с$^{-1}$, β_{nyr} = 0,9432 с$^{-1}$ (T_{nyr} = 0,75 с, ξ_{nyr} = 0,7069). Траекторные корни соответствуют желаемым, постоянная времени контура перегрузки увеличилась с 0,5 с до 0,75 с при сохранении исходного коэффициента затухания 0,707. Таким образом, удается по изложенной методике произвести разделение корней углового и траекторного движений самолета только за счет уточнения траекторных передаточных коэффициентов при хорошем затухании автономного контура перегрузки, который сохраняется при этом без изменений. Следует заметить, что время срабатывания при этом увеличилось на 1 секунду.

Посмотрим, до каких пор можно сближать постоянные времени желаемого траекторного контура и контура отработки перегрузки по предложенной процедуре разделения корней. Ответ на этот вопрос следует из рассмотрения выражений (26) и (33) как уравнений для неизвестного T_H. При $T_H \to T_{ny}$ коэффициенты $k^*_{\Delta H}$ и k^*_{Vy} становятся равными нулю и задача синтеза системы управления в указанной постановке вырождается. Однако сближение возможно до уровня совпадения

разделяемых корней в контуре с уточненными по процедуре деления многочленов коэффициентами САУ. Основной задачей в рассматриваемой работе является задача назначения корней идеального контура стабилизации высоты, определяемых постоянной времени и коэффициентом затухания в алгоритме (34).

На примере замыкания системы через автономный контур перегрузки с постоянной времени $T_{пу}$ = 0,5 с и коэффициентом затухания $\xi_{пу}$ = 0,707, построим (рис. 7) зависимость $k^*_{\Delta H}(T_H)$ (34) от назначаемой постоянной времени T_H контура высоты при желаемом коэффициенте затухания ξ_H = 0,707.

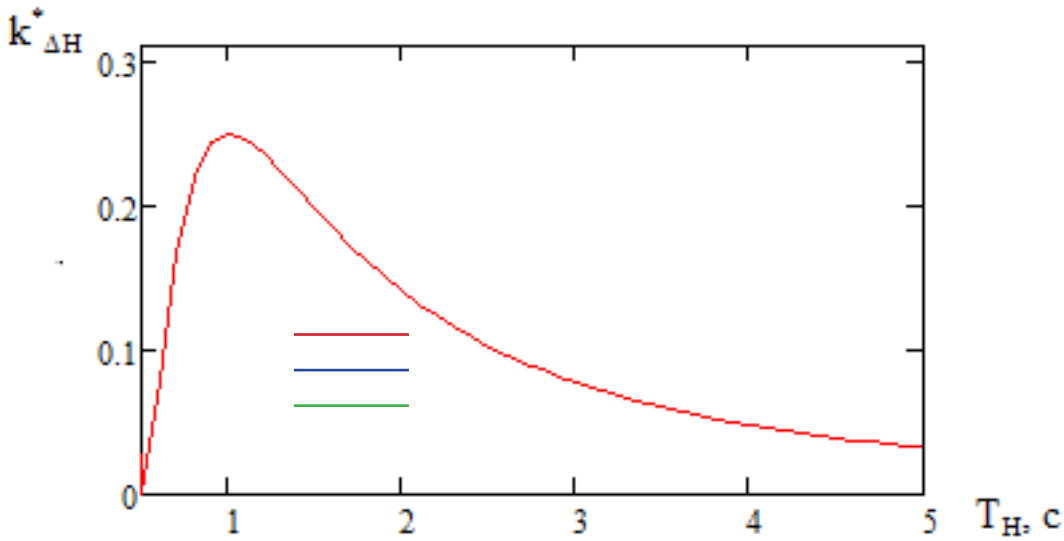


Рис. 7. График зависимости коэффициента усиления САУ от назначенной постоянной времени T_H

На интервале значений аргумента $T_H \geq 0{,}5$ секунд коэффициент усиления синтезируемой САУ имеет экстремум. Определим на основании (34) значение T_{H0} как точку экстремума (максимума) функции $k^*_{\Delta H}(T_H)$ из необходимого условия его существования $dk^*_{\Delta H}(T_H)/dT_H = 0$. Для этого перепишем выражение для $k^*_{\Delta H}$ из (34) в виде:

$$k^*_{\Delta H} = \frac{1}{T_H^2} - \frac{T_{пу}^2\left(1-4\xi_H^2\right)}{T_H^4} - \frac{4\xi_H\xi_{пу}T_{пу}}{T_H^3}, \tag{36}$$

возьмем в (36) производную по T_H и, приравняв ее к нулю, получим уравнение относительно переменной T_H:

$$\frac{dk^*_{\Delta H}(T_H)}{dT_H} = -\frac{2}{T_H^3} - \frac{4T_{пу}^2\left(4\xi_H^2-1\right)}{T_H^5} + \frac{12\xi_H\xi_{пу}T_{пу}}{T_H^4} = 0. \tag{37}$$

Положительным корнем уравнения (37) является точка экстремума:

$$T_{H0} = T_{ny}\left(\sqrt{9\xi_H^2\xi_{ny}^2 - 8\xi_H^2 + 2} + 3\xi_H\xi_{ny}\right). \quad (38)$$

Нетрудно видеть, что для рассматриваемого случая при $\xi_{ny} = \xi_H = \sqrt{0,5}$ выражение (38) дает решение:

$$T_{H0} = 2T_{ny} = 1 \text{ с}. \quad (39)$$

При таком соотношении (39) постоянных времени контура перегрузки и безынерционного контура высоты обеспечивается максимально возможный коэффициент усиления и максимальное быстродействие замкнутого контура управления при гарантированном обеспечении заданного коэффициента затухания. Интересно отметить, что при задании постоянной времени согласно (39) получается полное совпадение комплексных пар корней в виде $\alpha_{H0} = \alpha_{ny0} = 0,707$ с$^{-1}$, $\beta_{H0} = \beta_{ny0} = 0,707$ с$^{-1}$, а соответствующий характеристический полином замкнутой системы управления представляет собой произведение одинаковых полиномов колебательных звеньев в виде:

$$\left(T_{H0}^2 p^2 + 2\xi_H T_{H0} p + 1\right)^2. \quad (40)$$

Способ обеспечения желаемой степени устойчивости $\xi = 0,707$ внутреннего контура углового продольного движения самолета, имеющего одинаковый с контуром управления перегрузки характеристический полином, изложен в работе [8].

На рис. 8 показан переходный процесс полученной системы (40) при $T_{H0} = 1$ с в сравнении с переходным процессом для идеального (безынерционного) контура высоты при $T_{2H} = 1,5$ с.

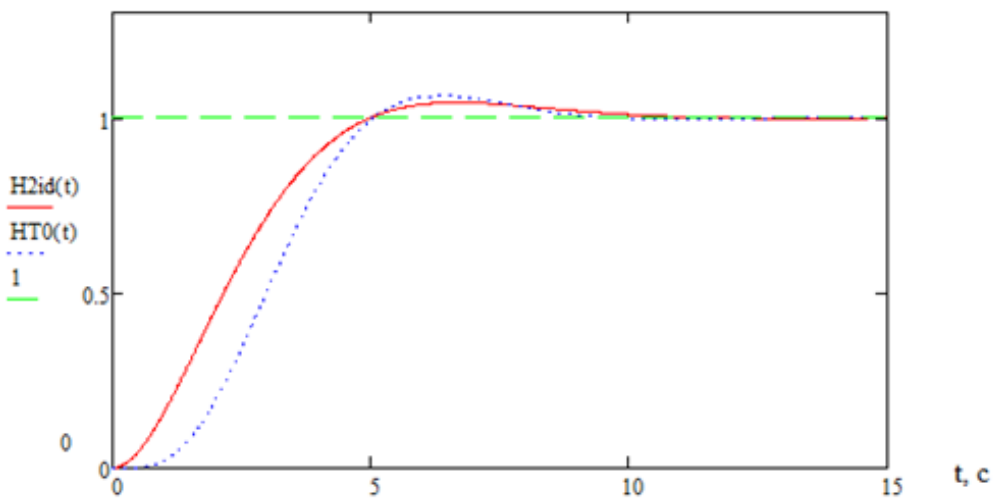


Рис. 8. Переходный процесс HT0(t) субоптимального по быстродействию контура стабилизации высоты

Как следует из графиков, система с инерционным контуром перегрузки по времени срабатывания и перерегулированию практически совпадает с поведением идеального контура с большей постоянной времени. Исследования показали, что добиться еще более высокого быстродействия контура высоты возможно только при ухудшении устойчивости (снижении коэффициента затухания), что, в свою очередь, является нецелесообразным в практике разработки САУ. В указанном смысле полином замкнутой системы (40), полученный при коэффициентах (34) и условии (39), вытекающем из (37), является субоптимальным.

Для учета динамики привода, как правило, представляющем собой быстродействующее звено второго порядка, требуется повторение процедуры деления для системы увеличенного порядка. Численные эксперименты показали, что для постоянных времени привода 0,1...0,15 с и коэффициенте затухания 0,7...0,8 сохраняется возможность управления контуром высоты с помощью двух передаточных коэффициентов траекторного уровня без заметного ухудшения качества переходного процесса.

Вывод

Предложенный способ определения обратной связи системы управления с использованием метода деления без остатка характеристического полинома при аналитическом уточнении двух его младших коэффициентов позволяет синтезировать САУ в режиме стабилизации высоты по принципу модального управления с гарантированными свойствами устойчивости и высокого быстродействия.

Литература

1. Кузовков Н. Т. Модальное управление и наблюдающие устройства. М.: Машиностроение, 1976. – 184 с.
2. Григорьев Н. Т., Журавлева Н. В., Лукьянова Г. В., Сергеев К. А. Синтез систем автоматического управления методом модального управления.- С-Пб: СПбГУ ИТМО, 2007. –108 с.
3. Летов А. М. Аналитическое конструирование регуляторов. IV. Автоматика и телемеханика, т. XXII, № 4, 1961.
4. Красовский А. А. Аналитическое конструирование контуров управления летательными аппаратами / А.А. Красовский. – М.: Машиностроение, 1969. – 238 с.
5. Подчукаев В. А. Теория автоматического управления (аналитические методы). – М.: Физматлит, 2004. – 392 с.
6. Курош А. Г. Курс высшей алгебры, 9 изд. М: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1968. – 431 с.
7. Фаддеев Д. К. Лекции по алгебре: Учебное пособие для вузов. – М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1984.– 416 с.
8. Куликов В. Е. Аналитический синтез демпфера тангажа с использованием аэродинамических параметров линеаризованных силовых уравнений продольного движения самолета. // Труды МИЭА. Навигация и управление летательными аппаратами. Вып. 10, 2014, с. 2-19.

УДК 629.7.015

РЕАЛИЗАЦИЯ ТЕРМИНАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ ПРОДОЛЬНЫМ ДВИЖЕНИЕМ САМОЛЕТА НА ПОСАДКЕ

А. В. ГРЕБЕНКИН, *д. т. н., профессор*
Д. Ю. ГЛАДКАЯ
АО «Московский институт электромеханики и автоматики»

В статье рассматривается автоматическое управление траекторным движением самолета в вертикальной плоскости с реализацией общего принципа стабилизации заданной высоты полета, захвата и стабилизации глиссады, выравнивания и приземление в заданной конечной точке.

Ключевые слова: *стабилизация глиссады, приземление, траектория движения*

TERMINAL CONTROL IMPLEMENTATION BY PLANE LONGITUDINAL MOVEMENT ON THE LANDING PHASE

A. GREBIONKIN, *Dr. Sc. in Engineering,*
D. GLADKAYA,
'Moscow Institute of Electromechanics and Automatics' JSC

In article automatic control of plane movement in a vertical plane with realization of the general principle of stabilization of the set height of flight, capture and stabilization of glide path, alignments and a landing in the set final point is considered.

Keywords: *glide path stabilization, landing, movement trajectory*

Управление траекторным движением в вертикальной плоскости на режимах стабилизации заданной высоты полета, захода на посадку и посадки с выполнением функций захвата глиссады, стабилизации глиссады и выравнивания может быть реализовано по общему принципу: наведение вектора траекторной скорости на воображаемую точку («цель»), которая движется на постоянном (заданном) удалении от центра масс самолета ($L_ц$) по заданной траектории. Основное управление реализуется с помощью руля высоты. На режимах захода на посадку и посадки (захват и стабилизация глиссады, выравнивание) к основному управляющему сигналу на руль высоты добавляется вспомогательный сигнал на секции интерцепторов в режиме непосредственного управления подъемной силой. Вспомогательное управление интерцепторами подключается на посадке в процессе захвата глиссады при условии нахождения самолета выше глиссады ($\Delta H_г \geq 0$) и используется на выравнивании (с высоты начала выравнивания до касания ВПП (взлетно-посадочная полоса).

Наведение на «цель» (движение по заданной траектории) обеспечивается минимизацией угла ($\varepsilon_ц$) между вектором траекторной скорости и заданным кратчайшим расстоянием ($L_ц$) до «цели» (см. рис. 1). На рис. 1 показан фрагмент стабилизации заданной высоты полета и снижения на посадке.

По отношению к вектору траекторной скорости ($\overline{V}_k$) величина $\varepsilon_ц$ определяется заданным расстоянием до «цели» ($L_ц$):

— с увеличение расстояния до «цели» $\varepsilon_ц$ уменьшается,

— с уменьшением расстояния до «цели» $\varepsilon_ц$ увеличивается.

Очевидно, что при изменении $L_ц$ и использовании в законе управления рулем высоты реакции на $\varepsilon_ц$ можно изменять строгость управления:

— с увеличением расстояния до «цели» управление становится менее строгое (уменьшается весовой вклад реакции на $\varepsilon_ц$ в законе управления рулем высоты),

— с уменьшением расстояния до «цели» управление становится более строгое (увеличивается весовой вклад реакции на $\varepsilon_ц$ в законе управления рулем высоты).

Изменение расстояния до «цели» позволяет адаптироваться к условиям полета и решать оптимизационные задачи. В законе управления рулем высоты кроме реакции на $\varepsilon_ц$ учитывается демпфирование (реакция на $\dot{\varepsilon}_ц, \omega_z, \dot{\omega}_z$ с заданными коэффициентами усиления) и компенсация влияния угла крена $\left(K_\gamma \dfrac{1-\cos\gamma}{\cos\gamma}\right)$:

$$\sigma_{B_i} = \sigma_{B_{i-1}} + K_{\varepsilon_ц}\varepsilon_ц + K_{\dot{\varepsilon}_ц}\dot{\varepsilon}_ц + K_{\omega_ц}\omega_ц + K_{\dot{\omega}_ц}\dot{\omega}_ц - K_\gamma \frac{1-\cos\gamma}{\cos\gamma}.$$

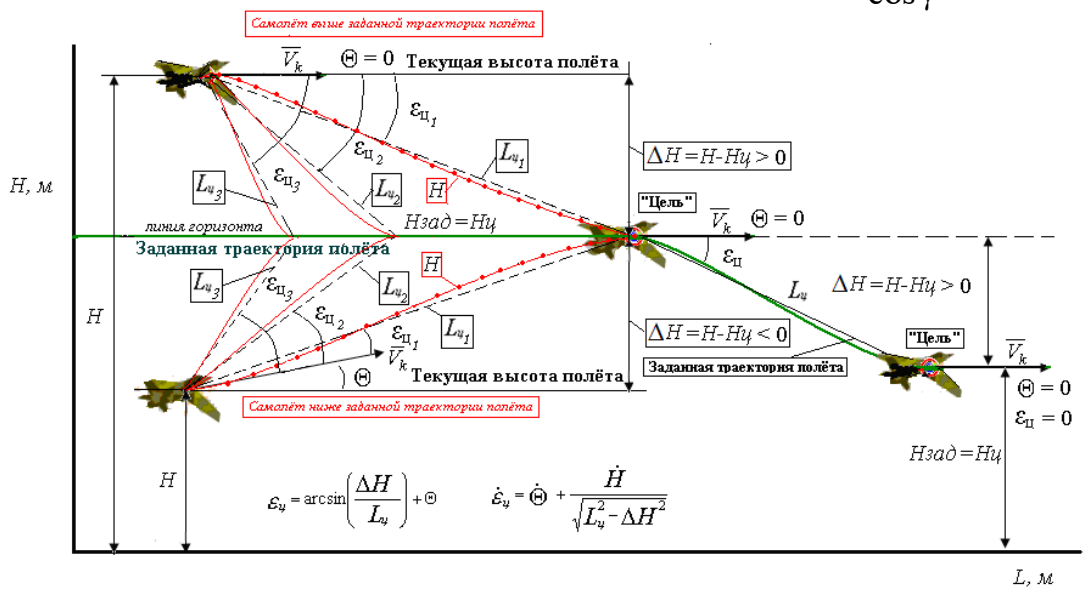


Рис. 1. Формирование управляющего сигнала на руль высоты

В условиях добавления вспомогательного сигнала в законе управления интерцепторами реализуется принцип непосредственного управления подъемной силой крыла самолета (без вращения по тангажу) по интегральному закону, включающему реакции на $\varepsilon_ц$ и $\dot{\varepsilon}_ц$:

$$\sigma_{инт_i} = \sigma_{инт_{i-1}} + K_{\varepsilon_ц}\varepsilon_ц + K_{\dot{\varepsilon}_ц}\dot{\varepsilon}_ц.$$

Переход к движению по глиссаде выполняется по условию $H \geq H_г$. Движение по глиссаде формируется по траектории движения «цели», определяемой высотой глиссады:

$$H_ц = H_г - \Delta H_{дк}.$$

При известном угле наклона глиссады ($\Theta_Г$) высота глиссады определяется по известной дальности (L) до глиссадного радиомаяка:

$$H_Г = L \times \tan\Theta_Г,$$

при этом отклонение от глиссады по высоте определяется величиной

$$\Delta H = H_{рв} - H_ц.$$

Так как движение по глиссаде реализуется по критерию минимизации отклонения от заданной постоянно меняющейся высоты глиссады, заданное значение высоты «цели» (в данном случае — высоты глиссады) корректируется величиной динамической коррекции $\Delta H_{дк}(V_{зп})$, которая определяется в зависимости от скорости захода на посадку ($V_{зп}$)

и обеспечивает минимальное отклонение от глиссады по высоте в установившемся режиме полета.

Для реализации движения самолета в равносигнальной зоне глиссадного радиомаяка отклонение от глиссады по высоте дополнительно корректируется по сигналам глиссадного радиомаяка и радиовысотомера:

$$\Delta H = \Delta H_{\text{Г}} = \xi \times \frac{H_{\text{РВ}}}{625},$$

где: ξ — сигнал глиссадного радиомаяка [мВ],

$H_{\text{РВ}}$ — высота по радиовысотомеру [м].

При достижении высоты начала выравнивания (по радиовысотомеру) заданная высота «цели» принимается равной нулю, т. е. «цель» начинает двигаться по оси ВПП на высоте 0 м над уровнем ВПП ($H_{\text{ц}} =$ 0 м) на постоянном заданном удалении ($L_{\text{ц}}$) от центра масс самолета. На этапе выравнивания расстояние до «цели» оказывает влияние на точку приземления (длину воздушного участка от начала выравнивания до касания ВПП): с увеличением $L_{\text{ц}}$ длина воздушного участка увеличивается, что позволяет минимизировать нормальную перегрузку касания ВПП.

На посадке реализуются следующие подэтапы:

1. Подэтап захвата и стабилизации глиссады по условию $H_{\text{РВ}} \geq H_{\text{г}}$,

2. Подэтап выравнивания по условию достижения высоты $H_{\text{нв}}$ начала выравнивания ($H_{\text{рв}} \geq H_{\text{нв}}$).

Отключение подэтапа захвата и стабилизации глиссады выполняется автоматически по условию ухода на второй круг или по условию достижения высоты начала выравнивания. Уход на второй круг включается по условию перевода РУД (руля управления двигателем) во взлетное положение. При этом интерцепторы полностью убираются, а руль высоты переключается на увеличение угла тангажа. Подэтап выравнивания отключается по условию касания ВПП основными опорами шасси (срабатывание соответствующих концевых выключателей, по сигналу которых все секции интерцепторов и воздушные тормоза выпускаются в режиме торможения, а управление рулем высоты переключается на опускание носового колеса).

Некоторые результаты математического моделирования посадки по способу погони за «целью», движущейся на высоте круга, на высоте глиссады и по оси ВПП на высоте 0 м приведены на рис. 2—4. На рис. 3 приведены фрагменты посадки на участках захвата и стабилизации глиссады (а) и выравнивании (б).

Условия подключения и функционирования интерцепторов приводят к их полному выпуску в момент захвата глиссады. При дости-

жении высоты начала выравнивания интерцепторы прибираются, увеличивая подъемную силу, что позволяет обеспечить необходимые условия выравнивания траектории перед касанием ВПП.

Для демонстрации эффективности предлагаемого способа управления на рис. 4 приведены результаты математического моделирования посадки самолета Ту-204СМ в условиях кольцевого вихря, расположенного перед входным торцом ВПП. В канале тяги решаются задачи удержания заданной приборной скорости, дросселирования тяги до малого газа в процессе выравнивания траектории, включение малого и максимального реверса тяги на пробеге.

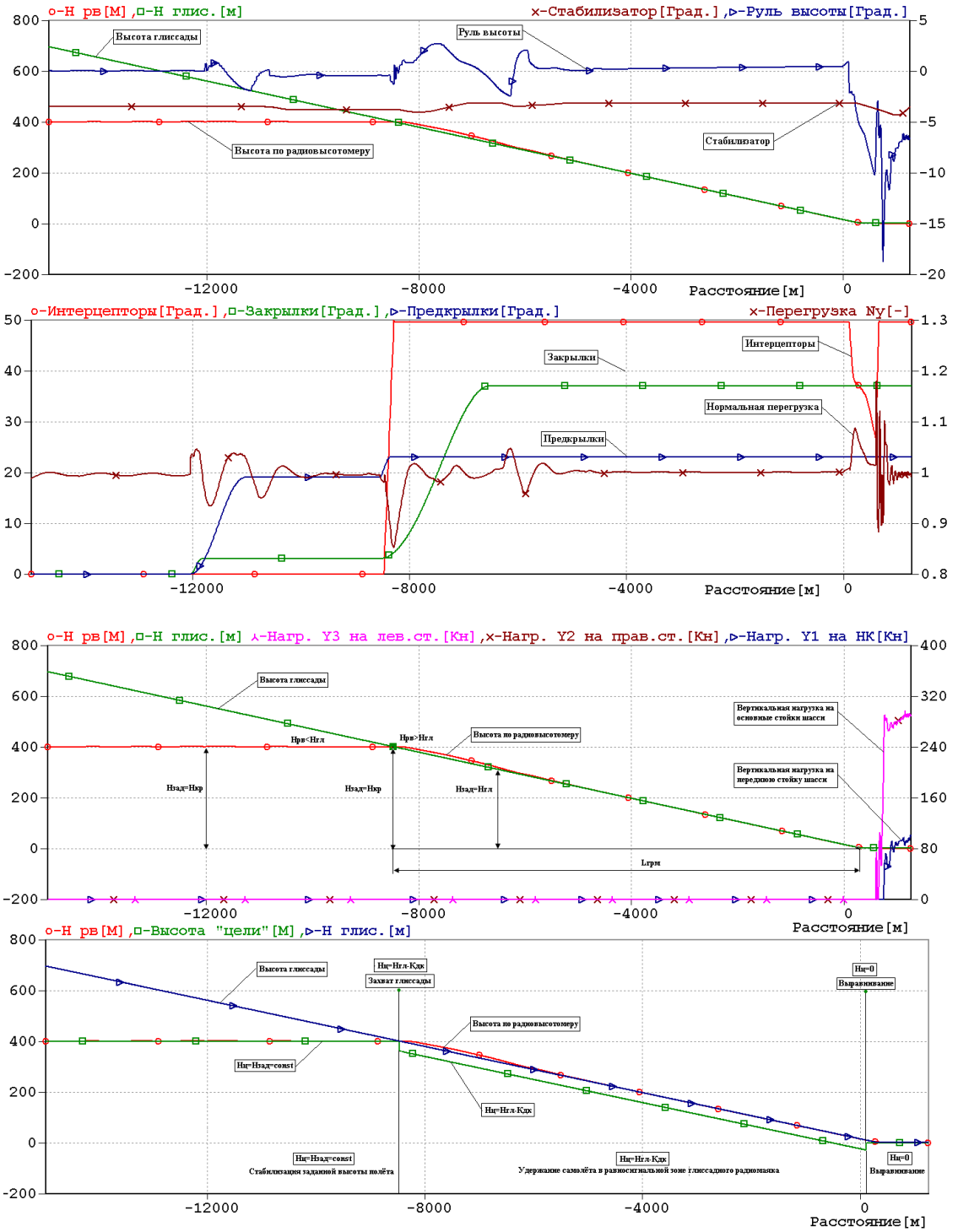
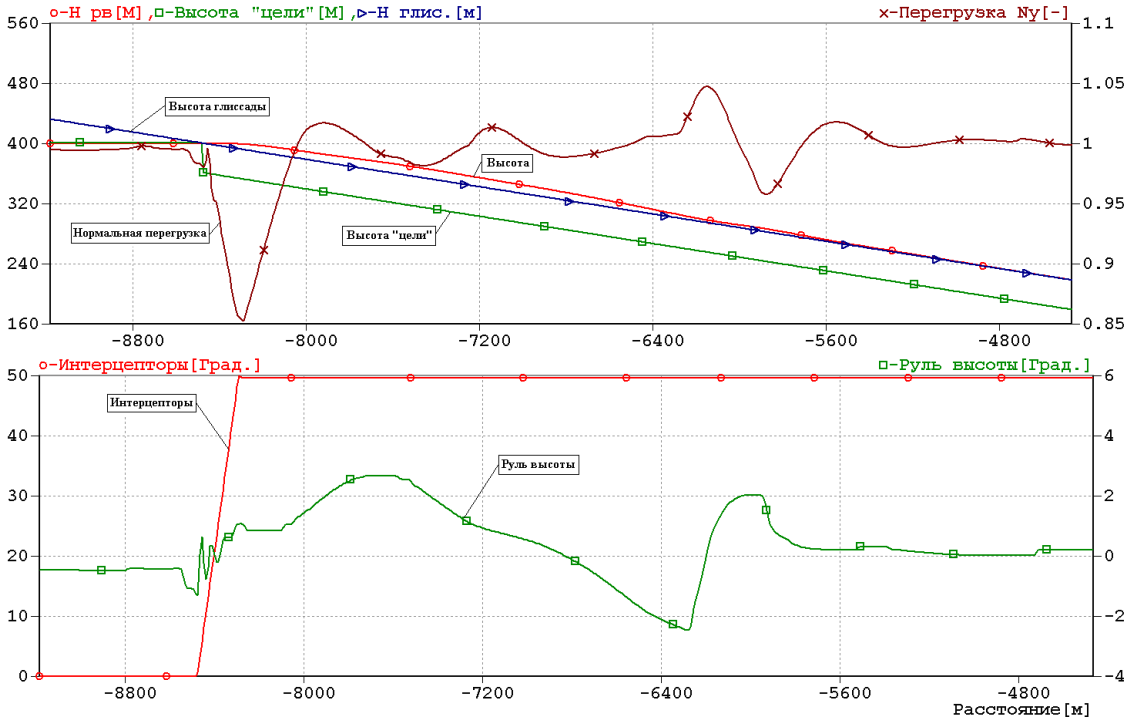
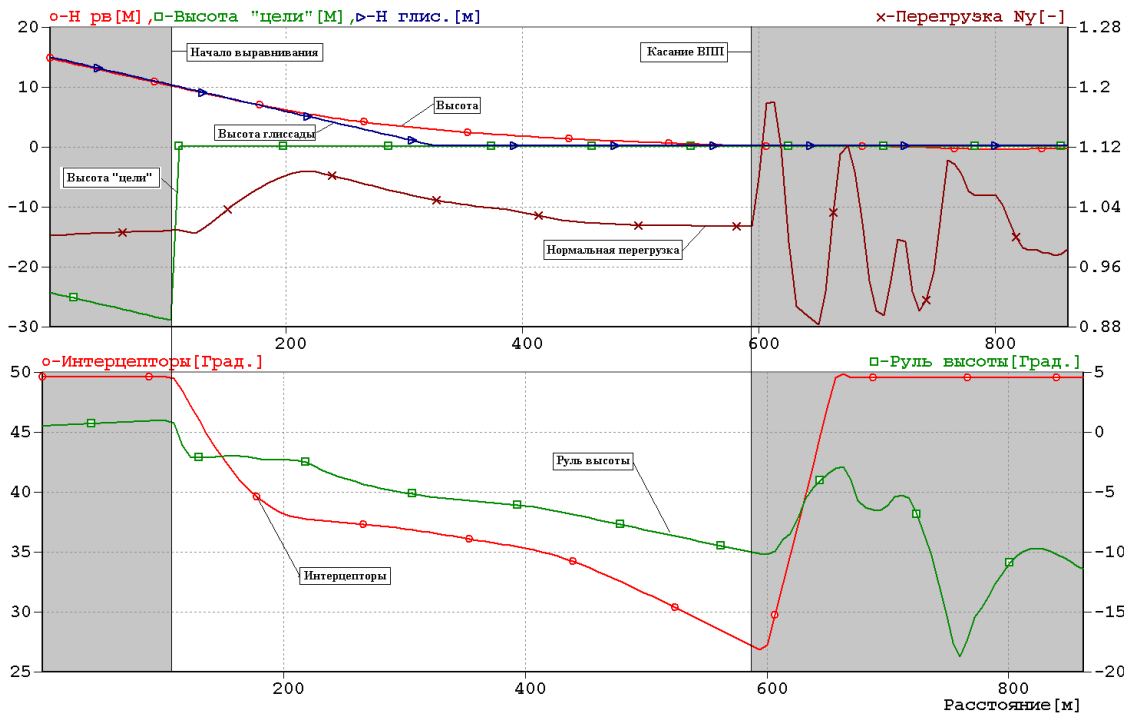


Рис. 2. Результаты математического моделирования самолета Ту-204СМ. Ветер отсутствует



(а)



(б)

Рис. 3. Результаты математического моделирования самолета Ту-204СМ. Ветер отсутствует. (а) — захват и стабилизация глиссады, (б) — выравнивание

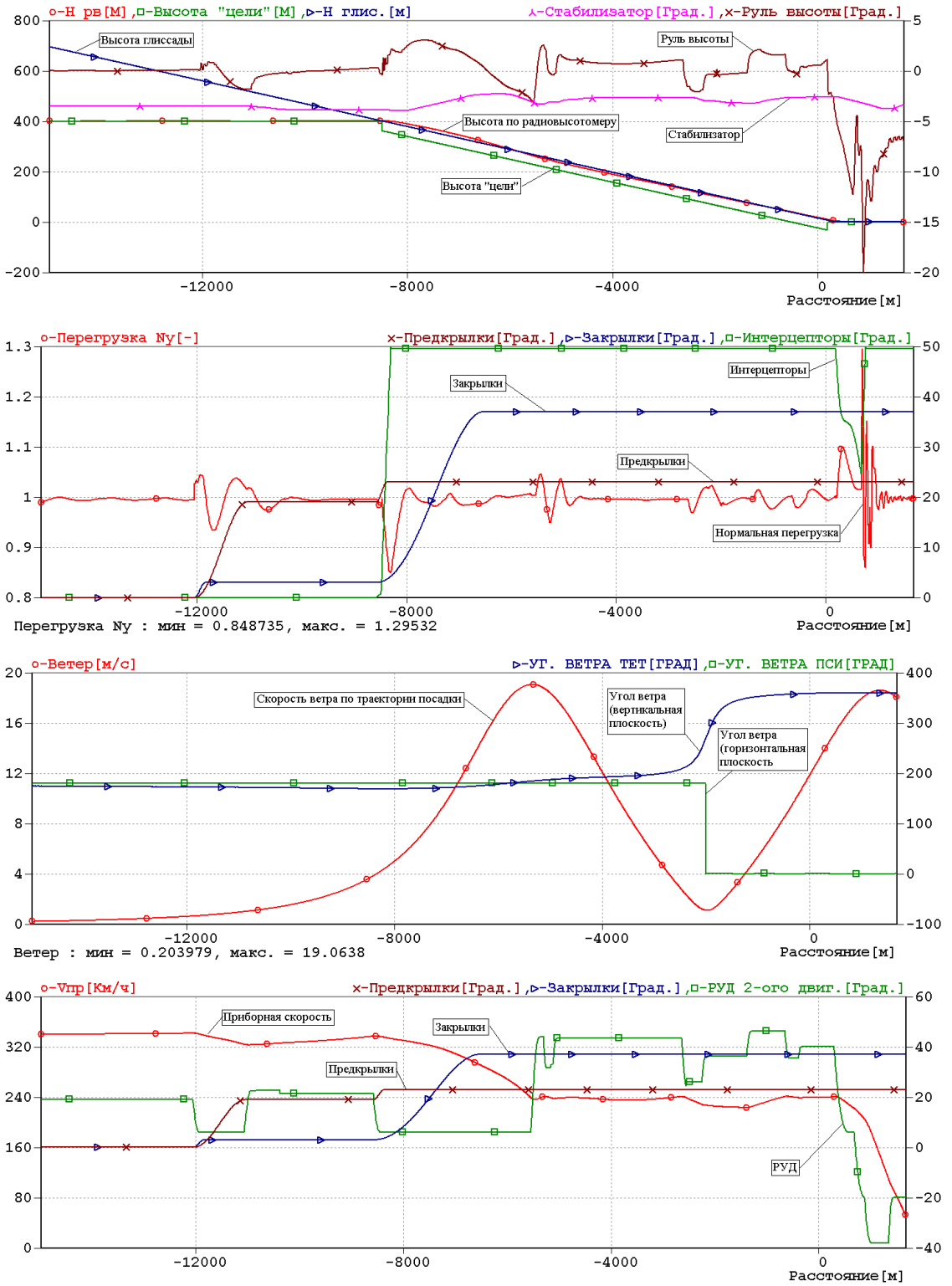


Рис. 4. Результаты математического моделирования самолета Ту-204СМ в условиях кольцевого вихря

Литература

1. Гребенкин А. В., Кербер О. Б. Синтез и анализ алгоритмов автоматического управления самолетом на этапах взлета, набора и стабилизации заданной высоты полета. Труды ФГУП «НПЦАП», №2(20) 2012. – 70-75 с.
2. Гребенкин А. В. Разработка алгоритмов автоматического выравнивания траектории на посадке с использованием интерцепторного управления. Труды Московского института электромеханики и автоматики. Вып. 6: Навигация и управление летательными аппаратами. – М.: МИЭА, 2013. – 84 с.
3. Гребенкин А. В. Реализация универсального способа траекторного управления в вертикальной плоскости применительно к режимам САУ «Автоматический взлет», «Смена эшелона», «Стабилизация высоты», «Посадка». II Всероссийская научно-техническая конференция «Моделирование авиационных систем». Сборник тезисов докладов.– М: ФГУП «ГосНИИАС», 2013. – 69-70 с.

УДК 371.693.4

ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА ОБУЧЕНИЯ ИНЖЕНЕРНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ПЕРСОНАЛА ВОЗДУШНЫХ СУДОВ ГРАЖДАНСКОЙ АВИАЦИИ

В. Н. АЛЫМОВ, *к. т. н., доцент*
С.С. ТЕРЕНИН
В. В. ЩЕРБАК
ПАО «Корпорация Иркут»

В статье описаны типы подготовки инженерно-технического персонала, технические средства обучения воздушных судов гражданской авиации, применение которых направлено на повышение эффективности и качества обучения, при сокращении времени учебной программы. Показан подход ПАО «Корпорация «Иркут» к формированию комплекса технических средств обучения, предназначенных для подготовки инженерно-технического персонала.

Ключевые слова: *тренажер процедур технического обслуживания, подготовка персонала, самолет МС-21*

TECHNICAL TRAINING DEVICES FOR CIVIL AVIATION AIRCRAFTS MAINTENANCE PERSONNEL

V. N. ALYMOV, *PhD in Engineering, docent*
S. S. TERENIN,
V. V. SHCHERBAK
'Irkut Corporation'

The article describes maintenance personnel training types and technical training systems for civil aviation aircrafts, the application of which aimed to increase training efficiency and quality and reduce training time. Irkut Corporation approach to creation of technical training devices complex for maintenance personnel training has been shown.

Keywords: *Maintenance training device, personnel training, MC-21 plane*

Безопасная эксплуатация современного воздушного судна невозможна без подготовленного инженерно-технического персонала (ИТП). Повышение качества и эффективности обучения этой категории специалистов, а также снижение стоимости подготовки — это естественные интересы авиакомпании. В безопасности же полетов заинтересованы все участники авиационной отрасли: авиационные власти, авиакомпании, производители и пассажиры.

Подготовка ИТП делится на теоретическую и практическую составляющие. Теоретическая подготовка проходит с инструктором в учебном компьютерном классе. Иногда авиакомпании или учебные центры предоставляют обучаемым доступ к учебным материалам и документации по самолету для самоподготовки. С целью разъяснения трудных для понимания тем, сложных процессов и явлений, встречающихся при эксплуатации авиационной техники, разрабатываются интерактивные действующие учебные стенды самолета. Этап теоретической подготовки обычно завершается проверкой знаний, после чего группа обучаемых переходит к практической подготовке.

Существует несколько типов практической подготовки ИТП:

– на реальном самолете;
– на тренажере;
– подготовка по документации.

Подготовка ИТП может осуществляться полностью на реальном воздушном судне (авиационные власти не запрещают такой подход), но использование самолета специально для процесса обучения — это очень дорого, и авиакомпании на это обычно не идут. Разумеется, при плановом техническом обслуживании самолета можно согласовать расписание для занятий группы обучаемых на самолете. Если обучение производит самолетостроительная фирма, имеющая доступ к цеху, где одновременно находятся несколько самолетов на разном этапе сборки, то это, конечно, дает самые широкие возможности для обучения ИТП. Практически ни один современный самолет не предполагает подготовку без использования тренажеров. В Европе и США тренажеры для подготовки ИТП называются *maintenance training device* (MTD), в России аналогичные технические средства обучения называются тренажерами процедур технического обслуживания (ТПТО). Тренажеры MTD зарекомендовали себя как эффективное учебное средство, значительно экономящее средства авиакомпании на подготовку персонала, поэтому они применяются при подготовке ИТП практически на любой современный самолет. Также существуют такие виды подготовки, которые эффективнее всего проходить, используя документацию. Например, курс *Structure and repair*, при прохождении которого персонал изучает документацию, где приведены иллюстрации типовых повреждений самолета

в ходе эксплуатации. На реальном самолете, по понятным причинам, нет возможности ознакомиться со всеми типами повреждений, которые специалист может встретить в ходе выполнения своих рабочих обязанностей. Такого рода документация может быть интегрирована в MTD, в нее также могут быть включены видеофрагменты.

Наиболее же распространенный вариант подготовки ИТП — это смешанная подготовка, подразумевающая использование всех трех подходов. Тренажеры MTD в зарубежной практике имеют два варианта реализации: MTD 2D и MTD 3D. Тренажер MTD 2D, как правило, представляет собой учебный класс, позволяющий готовить до 15 специалистов одновременно, с установленным на рабочие места обучаемых и инструктора специальным программным обеспечением (рисунок 1). Причем с методической точки зрения иногда целесообразно ограничить количество обучаемых в группе меньшим количеством. MTD 2D обычно проектируют таким образом, что за одним автоматизированным рабочим местом обучаемого готовятся два специалиста.

Рис. 1. Тренажер типа MTD 2D самолета А-330 – слева, самолета Boeing 787 – справа

Тренажер MTD 3D — это, как правило, открытая кабина без системы визуализации. Имитация органов управления самолетом в тренажерах такого типа реализуется в том объеме, в котором это необходимо для подготовки ИТП, например, могут отсутствовать ручка управления самолетом/штурвал, ручка управления носовым колесом и т. д. (имитатор же РУД (руля управления движением) на сенсорных мониторах не достаточен). Как пример, тренажер типа MTD 3D показан на рисунке 2.

Тренажеры типа MTD 3D имеют существенный недостаток с методической точки зрения — на них одновременно могут проходить подготовку не более двух специалистов. Но существуют и объективные предпосылки к их созданию: это наличие специфических процедур, таких, например, как гонка двигателя. Для выполнения гонки двигателя тренажеры такого типа должны позволять обучаемому получать необходимые тактильные ощущения.

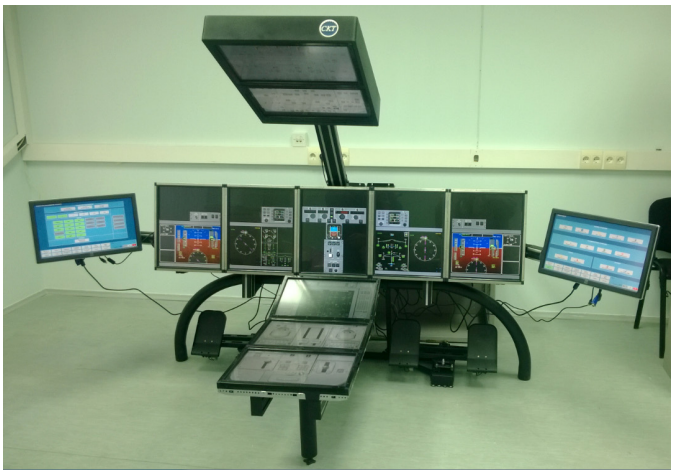


Рис. 2. Тренажер типа MTD 3D

Тренажеры типа MTD 3D имеют существенный недостаток с методической точки зрения — на них одновременно могут проходить подготовку не более двух специалистов. Но существуют и объективные предпосылки к их созданию: это наличие специфических процедур, таких, например, как гонка двигателя. Для выполнения гонки двигателя тренажеры такого типа должны позволять обучаемому получать необходимые тактильные ощущения. Несмотря на то, что эти задачи могут быть решены на пилотажном тренажере, не редка ситуация, когда у авиакомпании заказчика возникает естественное желание разделить линейки ТСО (технические средства обучения), предназначенные для подготовки ИТП и летного состава. Эта тенденция обусловлена высокой стоимостью часа работы комплексных тренажеров самолета, бывает, что учебному центру авиакомпании приходится покупать тренажерные часы в других учебных центрах с целью подготовки своих пилотов — в таких условиях о выделении часов комплексного тренажера для подготовки ИТП речь просто не может идти. Если ситуация складывается именно так, инженеров, как правило, отправляют проходить учебную программу на фирму, изготавливающую двигатель, где обычно есть необходимое устройство. Все это сопряжено с дополнительными расходами и, несмотря на то, что на практике часть времени MTD 3D простаивает, авиакомпания может принять решение о необходимости его приобретения.

На сегодняшний момент в комплексной системе подготовки персонала МС-21 запланировано создание ТПТО МС-21, по сути представляющего из себя MTD 2D. Задачи гонки двигателя при обучении ИТП по программе МС 21 планируется выполнять на пилотажном тренажере уровня 3D. В случае возникновения потребности у авиакомпании заказчика в тренажере уровня MTD 3D, он будет создан на базе технического

задела, полученного при создании ТПТО МС-21 и инженерного стенда тренажера самолета МС 21 (рисунок 3).

Рис. 3. Инженерный стенд тренажера самолета МС-21

В продолжение работы планируется формирование функционального и технического облика ТПТО МС-21.

Литература

1. Приказ Минтранса РФ от 12.09.2008 г. №147 (ред. от 10.02.2014 г.) «Об утверждении Федеральных авиационных правил «Требования к членам экипажа воздушных судов, специалистам по техническому обслуживанию воздушных судов и сотрудникам по обеспечению полетов (полетным диспетчерам) гражданской авиации».
2. EASA Part 66, Part 147 Regulation, – Постановление комиссии ЕС о поддержании летной годности воздушных судов и авиационных изделий, частей и оборудования и о сертификации организаций и персонала, участвующих в решении этих задач № 2042/2003 Annex III Part 66 Certifying Staff, Annex IV Part 147 Maintenance Training Organisation Approvals, с изменениями № 1149/2011 от 21 октября 2011 г.
3. ATA Specification 104 Guidelines for Aircraft Maintenance Training.

УДК 629.7.058

РЕЛЕЙНО-ГИСТЕРЕЗИСНОЕ АВТОМАТИЧЕСКОЕ УПРАВЛЕНИЕ ТРИММЕРОМ РУЛЯ ВЫСОТЫ

А. С. ЮРЧЕНКО,
Д. Б. ЮРЧЕНКО,
АО «Московский институт электромеханики и автоматики»

В статье предлагается подход к построению схемы управления устройством триммирования по релейно-гистерезисному принципу с фильтрацией шумов обратной связи и реализацией функции контроля. Исследовано влияние шумов равномерного распределения различной амплитудой на работу следящей системы триммирования. Схема контроля, построенная по рассогласованию выходного сигнала между устройством триммирования и его моделью, проверена на помехоустойчивость, проведен анализ выбора порогов для отключения системы управления с автотриммированием при вводе отказа устройства триммирования.

Ключевые слова: *триммирование, гистерезис, релейно-гистерезисное управление, фильтрация шума с равномерным распределением, помехоустойчивость, отказобезопасность*

ELEVATOR TRIM AUTOMATIC RELAY CONTROL WITH HYSTERESIS SCHEME DEVELOPMENT

A. S. YURCHENKO,
D. B. YURCHENKO,
'Moscow Institute of Electromechanics and Automatics' JSC

The way of making an elevator trim control configuration scheme, based on a relay control with hysteresis, is presented in this article. This scheme includes permanent built-in control function and noise filter in feed-back. The effect of uniform distribution noise with different amplitude upon trim servo-system is studied. Built-in control algorithm is based on comparing an error term between trim device output and model of trim device output. Choosing comparator threshold (between trim device and its model) for switch-off automatic control system (ACS) with autotrim system was made through math modeling with trim device failure simulation. Built-in control algorithm was also tested to noise tolerance.

Keywords: *elevator trim, trimming, hysteresis, relay control with hysteresis, uniform distribution noise filtering, noise tolerance, fail-safe performance*

Объектом автоматизации является механический триммер руля высоты самолета, осуществляющий аэродинамическую компенсацию усилий на отклонение руля высоты. В системе автоматического управления (САУ) функция автотриммирования позволяет снимать усилия с колонки управления транспортным самолетом в ее балансировочном положении.

В настоящее время широко распространены самолеты с гидроусилителями (бустерами), где не требуется снятие усилий с руля высоты, вызываемых шарнирным моментом от скоростного напора. Однако для самолетов с безбустерным управлением задача снятия этих усилий сохраняет свою актуальность. В системе управления с автоматическим триммированием триммер автоматически отклоняется на углы, необходимые для снятия усилий.

Управление устройством триммирования [1] происходит путем подачи разовых команд (на пикирование или кабрирование) на исполнительный электромеханизм триммера. Электромеханизм состоит из реверсивного электродвигателя постоянного тока, двух планетарных редукторов, электромагнитной муфты сцепления, блока микровыключателей. Подача разовой команды 27В приводит к вращению электродвигателя с постоянной скоростью, которое происходит до тех пор, пока не снимется разовая команда. Вращательное движение электродвигателя через редуктор передается на выходной вал, поворот которого на необходимый угол обеспечивает отклонение триммера руля высоты. Поворот выходного вала электромеханизма ограничен концевыми выключателями, обеспечивающими разрыв цепи питания. У триммера имеется датчик положения, сигнал с которого поступает в вычислитель системы автоматического управления и является обратной связью в системе.

Задачей разработки алгоритма автоматического триммирования является построение следящей релейной системы с формированием разовых команд на пикирование и кабрирование триммера в зависимости от текущего положения руля высоты. Такая система содержит релейный регулятор, который выдает в линейную часть системы (в нашем случае — электродвигатель) управляющие воздействия в виде прямоугольных импульсов. Длительность и расположение этих импульсов определяются условиями надлежащего момента переключения и знака в зависимости от рассогласования входного сигнала и сигнала обратной связи положения триммера.

Для формирования переключающихся сигналов в зависимости от положения рулевой поверхности была применена схема на основе трехпозиционного релейного звена с зоной нечувствительности и с гистерезисным допуском [2]. Ширина зоны гистерезиса и зоны нечувствительности следящей системы выбиралась по условиям: устойчивости в большом [3], не допускающей возникновения автоколебаний; точности отслеживания управляющего сигнала; рационального сокращения количества включений из-за ограничения на ресурс электромеханизма триммирования. При разработке алгоритма автоматического триммирования также необходимо учитывать наличие шумов датчика положения триммера. Шумы датчика положения триммера — электронные, амплитудой не более 150 мВ. Для устранения влияния электронных шумов на работу триммера необходимо осуществлять их фильтрацию. В качестве фильтров в цепи обратной связи рассматривались два фильтра: фильтр типа скользящего среднего с окном размера N, на выходе которого осуществляется операция получения среднего арифметического, а также апериодическое звено с настраиваемой постоянной времени T.

Настройка параметров фильтров (размер окна N для фильтра скользящего среднего и постоянная времени T для апериодического звена) и параметров реле с гистерезисом (пороги зоны гистерезиса (ширина) и ширина зоны нечувствительности) проводилась при математическом моделировании. Моделировались процессы управления как в отсутствии шумов, так и при наличии случайного шума. Был выбран случайный процесс с равномерным распределением [4] как адекватно имитирующий электронный шум датчика положения триммера в условиях вибрации платформы его крепления на самолете по измеренным в полете данным. Предельные значения амплитуды шума задавались равными $\pm 0{,}125^\circ$ триммера, $\pm 0{,}25^\circ$ триммера и $\pm 0{,}5^\circ$ триммера. Масштаб сигнала с датчика положения триммера составляет 1 В на 3° триммера. Тогда указанные уровни шума в вольтах будут соответствовать около 40, 80 и 160 мВ.

Для имитации случайного шума на ЭВМ с равномерным распределением использовалась стандартная функция ANSI C Rand() и SRand(). Зерно для функций Rand() и SRand() генерируется в зависимости от текущей даты с использованием функции получения системного времени.

Схема работы функции автоматического триммирования показана на рис. 1.

Входной сигнал для отработки задавался согласно данным об аэродинамике самолета и шарнирном моменте и в рамках данной работы был выбран в виде:

$$\tau_{тр}^{зад} = -\delta_{РВ}; \quad (1)$$

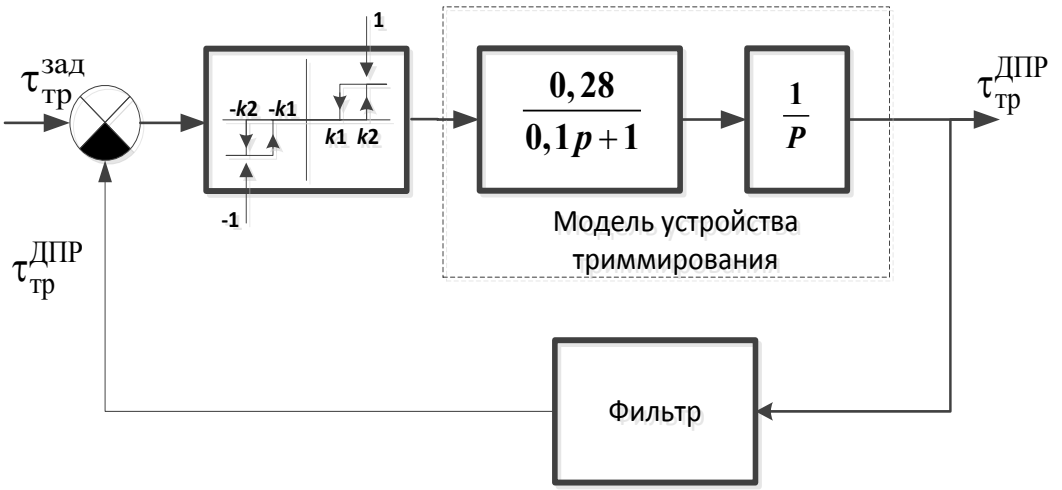


Рис. 1. Схема алгоритма автоматического триммирования для математического моделирования

Для математического моделирования была выбрана модель устройства триммирования для имитации отработки разовых команд. Для реальной аппаратуры и применения алгоритма на борту сигнал с гистерезиса (т. е. разовая команда 27В) поступает на электромеханизм триммирования. Сигнал положения триммера от резервированного датчика положения ДПР-3-6 поступает обратно в блок вычислителя, где фильтруется.

Для проведения математического моделирования необходимо построить маневр, в процессе которого будет активно отклоняться руль высоты. Был выбран следующий маневр:

1) Горизонтальный полет — в течение 50 секунд;

2) После 50-й секунды увеличение приборной скорости до 400 км/ч;

3) После 150-й секунды — торможение до скорости 320 км/ч.

График изменения заданной и текущей приборной скорости, руля высоты представлен на рисунках 2—3.

На последующих графиках используются следующие условные обозначения:

VP — приборная скорость;

VPZ — заданная приборная скорость;

DLB — положение руля высоты;

Vix_trimm — положение триммера руля высоты;

Trim_zad — заданное положение триммера по закону $\tau_{тр}^{зад} = -\delta_{РВ}$;

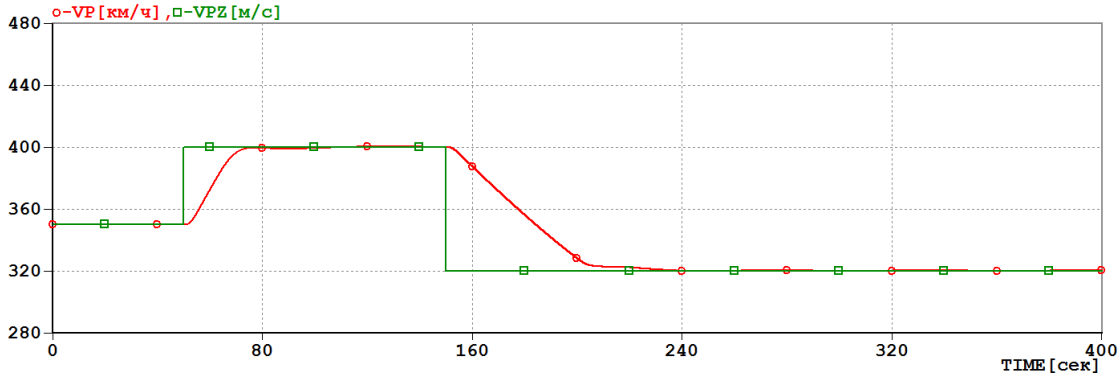


Рис. 2. Изменение приборной скорости в процессе маневра

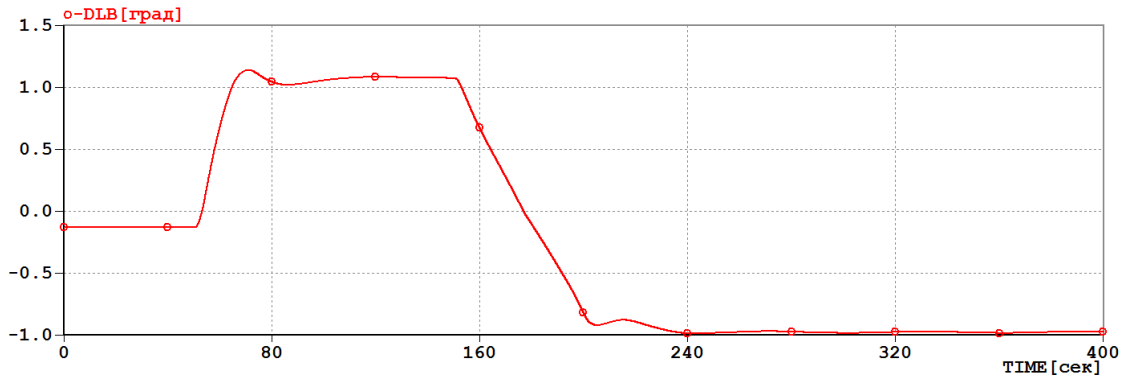


Рис. 3. Изменение положения руля высоты в процессе маневра

По ходу отклонения руля высоты триммер должен отклоняться в противоположную рулю сторону для компенсации усилий согласно заданному закону для отработки.

Моделирование работы триммера без помех

На рисунке 4 представлен результат моделирования работы устройства автоматического триммирования без учета помех (идеальный случай работы). Рассмотрены два варианта фильтров в цепи обратной связи:

– апериодические звено с постоянной времени $\tau = 0{,}35$;

– фильтр скользящего среднего с шириной окна $N = 30$.

Статическая ошибка отклонения триммера от заданного сигнала в случае применения фильтра-апериодического звена не превышает $\Delta = 0{,}17°$. В случае с фильтром скользящего среднего статическая ошибка отклонения не превышает $\Delta = 0{,}35°$ (минимальное значение заданного сигнала $\tau_{тр}^{зад} = -2{,}33°$, максимальное $\tau_{тр}^{зад} = -0{,}26°$).

На рисунке 4 синим цветом обозначено отклонение триммера с

замыканием контура через фильтр-апериодическое звено, красным — через фильтр скользящего среднего.

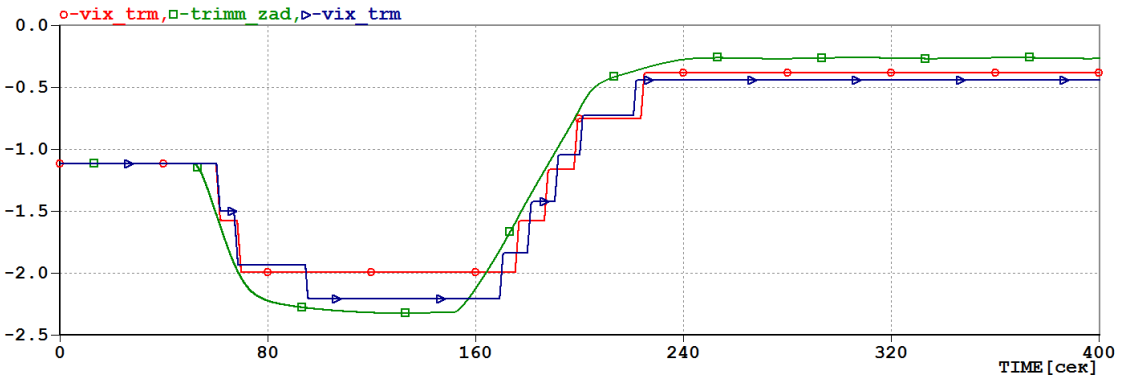


Рис. 4. Отработка триммером заданного положения

Оценив результаты математического моделирования, можно сделать вывод об удовлетворительной работе контура управления триммером с двумя вариантами фильтров в обратной связи. Ввиду большого размера окна фильтра скользящего среднего, результат работы схемы управления триммером с фильтром скользящего среднего менее точен по сравнению с замыканием контура управления триммером через фильтр с апериодическим звеном.

Моделирование работы триммера с учетом помех

Для моделирования работы триммера с учетом помех используется шум с равномерным распределением. Графическое представление использованного шума (общий вид) представлено на рисунке 5.

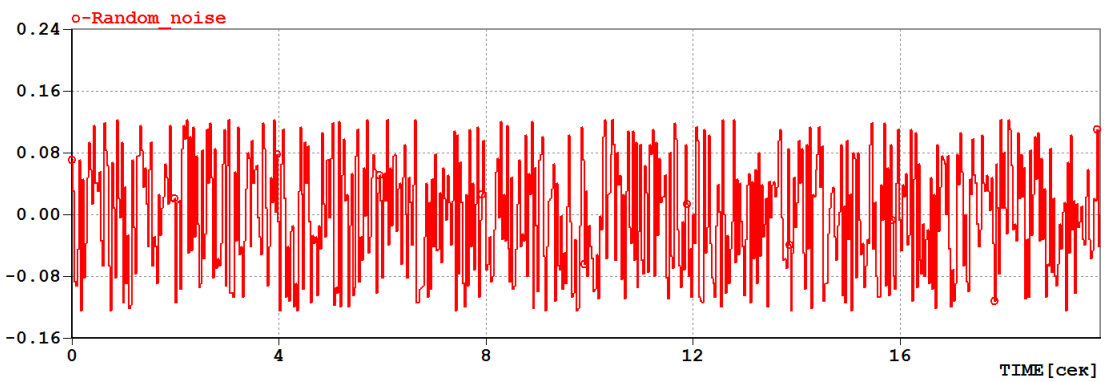


Рис. 5. Общий вид случайного шума (увеличено)

Сигнал шума $\sigma_ш$ подается на вход фильтра согласно схеме, представленной на рисунке 6.

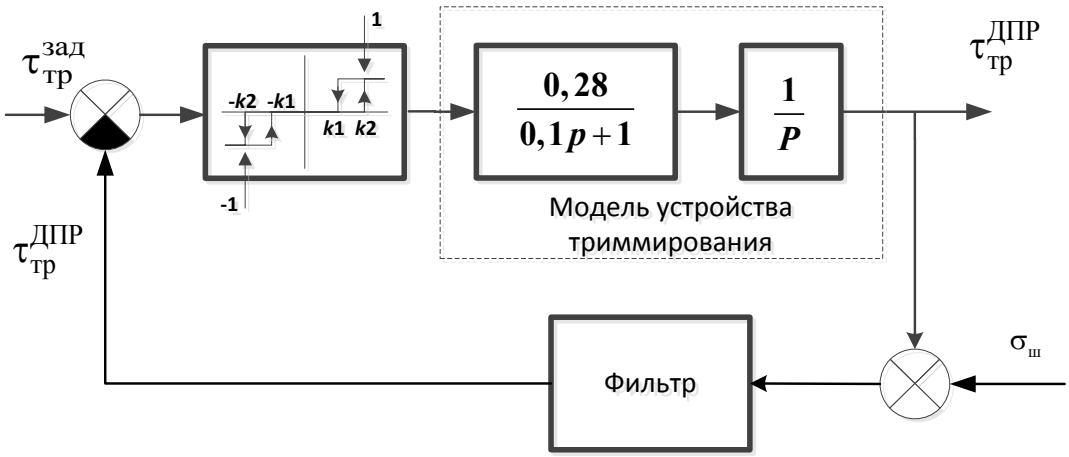


Рис. 6. Схема алгоритма автоматического триммирования для математического моделирования с учетом шума $\sigma_ш$

В работе использовались различные уровни электронного шума: ±0,125° триммера, ±0,25° триммера и ±0,5° триммера. Данная амплитуда шума соответствует около 2,5%, 5% и 10% от полного диапазона перемещения триммера. 10% — максимально допустимый уровень шума для устройства триммирования, и в случае превышения данного уровня шума аппаратура не считается пригодной для использования, поэтому данный уровень шума выбирался как максимально допустимый при моделировании.

На графиках (рис. 7–9) представлены результаты моделирования алгоритма управления триммером с различным уровнем шумов с различными фильтрами в цепи обратной связи. Красным цветом на графиках представлено отклонение триммера с замыканием через фильтр скользящего среднего ($N = 30$), синим — через апериодическое звено ($\tau = 0,35$).

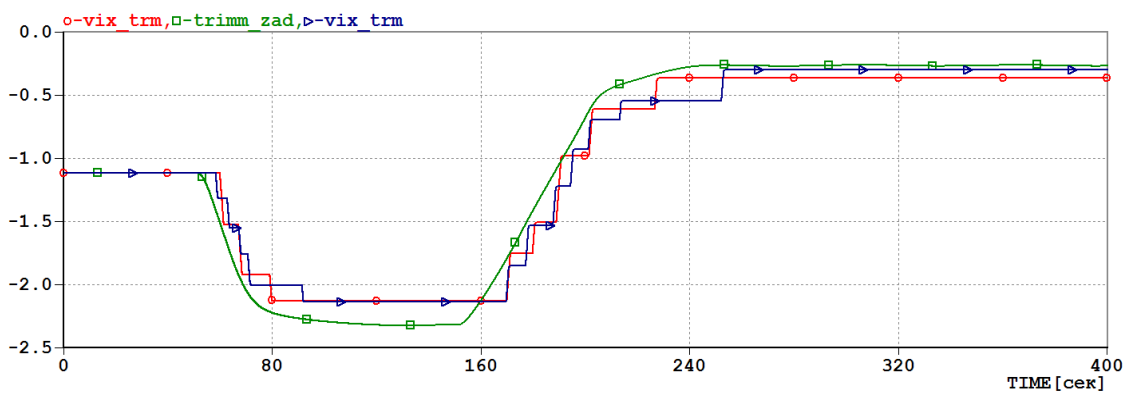


Рис. 7. Отработка триммером заданного положения с уровнем шума ±0,5° триммера

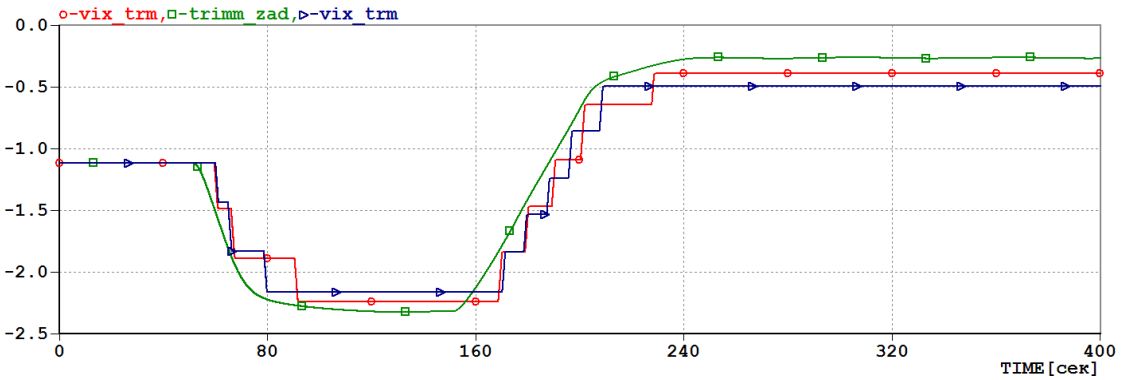


Рис. 8. Отработка триммером заданного положения с уровнем шума ±0,25° триммера

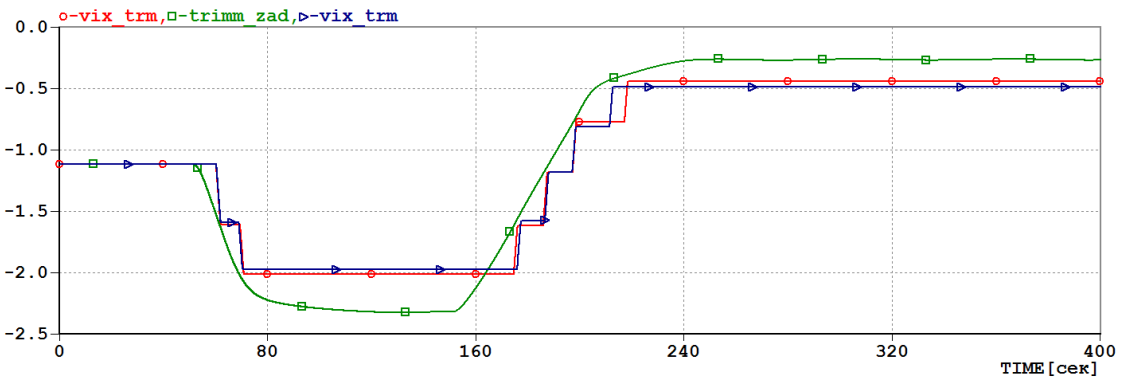


Рис. 9. Отработка триммером заданного положения с уровнем шума ±0,125° триммера

Для подсчета математического ожидания статической ошибки отклонения триммера от заданного положения проводилась серия экспериментов со случайным шумом различной амплитуды. В качестве примера результатов моделирования представлена таблицы 1а, 1б для шума уровня ±0,125° триммера. Полученные по результатам серии экспериментов значения математического ожидания ошибки представлены в таблице 2.

Таблица 1а. Результаты серии экспериментов со случайным шумом ±0,125° триммера для двух вариантов фильтров (минимальные и максимальные значения сигнала положения триммера)

Величина шума = ±0,125° триммера				
№ эксп.	**Фильтр скользящего среднего**		**Апериодическое звено**	
	Минимальное значение сигнала положения триммера	Максимальное значение сигнала положения триммера	Минимальное значение сигнала положения триммера	Максимальное значение сигнала положения триммера
1	—1,98	—0,36	—1,98	—0,49
2	—2,00	—0,46	—2,19	—0,32
3	—1,99	—0,43	—2,25	—0,47
4	—2,01	—0,39	—2,18	—0,37
5	—2,00	—0,37	—2,23	—0,40
6	—2,04	—0,47	—2,24	—0,44
7	—1,99	—0,412	—2,24	—0,52

Таблица 1б. Результаты серии экспериментов со случайным шумом ±0,125° триммера для двух вариантов фильтров (отклонения минимального и максимального значения положения триммера от заданного значения)

№ эксп.	Отклонение минимального значения положения триммера от заданного значения $\tau_{тр}^{зад}$ по модулю	Отклонение максимального значения положения триммера от заданного значения $\tau_{тр}^{зад}$ по модулю	Отклонение минимального значения положения триммера от заданного значения $\tau_{тр}^{зад}$ по модулю	Отклонение максимального значения положения триммера от заданного значения $\tau_{тр}^{зад}$ по модулю
	0,34664	0,095929	0,35	0,23
1	0,32664	0,195929	0,14	0,06
2	0,33664	0,165929	0,08	0,21
3	0,31664	0,125929	0,15	0,11
4	0,32664	0,105929	0,10	0,14
5	0,28664	0,205929	0,09	0,18
6	0,33664	0,147929	0,09	0,26
7	Значения максимального и минимального математического ожидания статической ошибки отклонения триммера от заданного положения $m_{0,125}$			
	0,325211429	0,14907186	0,139497143	**0,165929**

Таблица 2. Величины математического ожидания ошибки для разных вариантов фильтрации

Величина шума	Математическое ожидание статической ошибки отклонения триммера для схемы с фильтром **скользящего среднего**	Математическое ожидание статической ошибки отклонения триммера для схемы с **апериодическим звеном**
$m_{0,5} = \pm 0{,}5°$	0,11°	0,15°
$m_{0,25} = \pm 0{,}25°$	0,17°	0,17°
$m_{0,125} = \pm 0{,}125°$	0,33°	0,17°

Анализ работы схемы триммирования показал, что фильтрация шумов различного уровня как апериодическим звеном в цепи обратной связи, так и фильтром скользящего среднего, имеет практически одинаковые показатели. Математическое ожидание статической ошибки отклонения триммера от заданного положения при малой величине шума меньше для апериодического звена, с увеличением амплитуды шума математическое ожидание для фильтра скользящего среднего уменьшается по сравнению с апериодическим звеном. Количество разовых команд на включение устройства триммирования также совпадает для уровня шумов (±0,25° триммера и ±0,5° триммера), для уровня шума ±0,5° триммера схема с апериодическим звеном в цепи обратной связи формирует большее количество разовых команд. Однако фильтр скользящего среднего с выбранной шириной окна $N = 30$ обладает большим запаздыванием и с уменьшением уровня шума дает более низкую точность. Тогда как фильтр с апериодическим звеном имеет практически одинаковое математическое ожидание ошибки при разном уровне шумов и одинаковую точность. При уменьшении ширины окна фильтра скользящего среднего улучшается точность работы на малом уровне шума, но при уровне шума ±0,5° триммера на порядок увеличивается количество разовых команд на включение триммера, что говорит о неудовлетворительном уровне фильтрации. На рис. 10, 11 – результаты моделирования работы схемы триммирования с фильтром скользящего среднего с шириной окна $N = 10$.

Поэтому, для использования схемы управления устройством триммирования был выбран вариант схемы с замыканием через апериодическое звено. Для данного варианта схемы был построен контроль с проверкой его на помехоустойчивость.

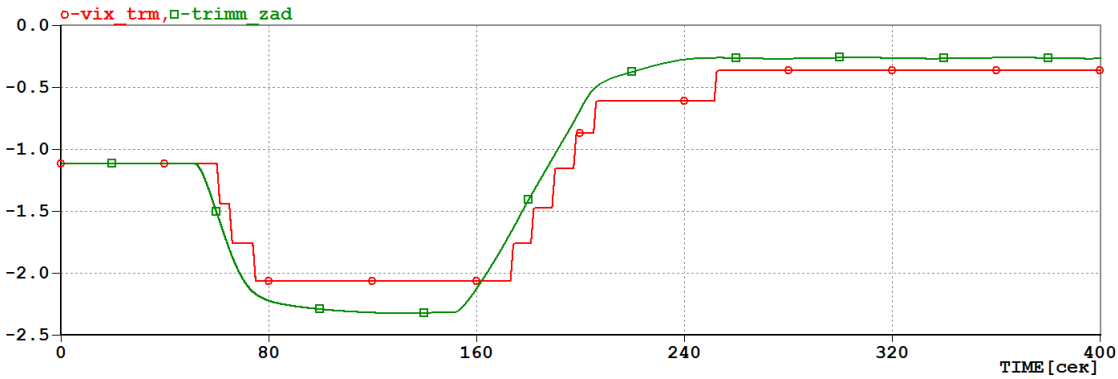


Рис. 10. Отработка триммером заданного положения с уровнем шума ±0,125° триммера с применением фильтра скользящего среднего с шириной окна N = 10

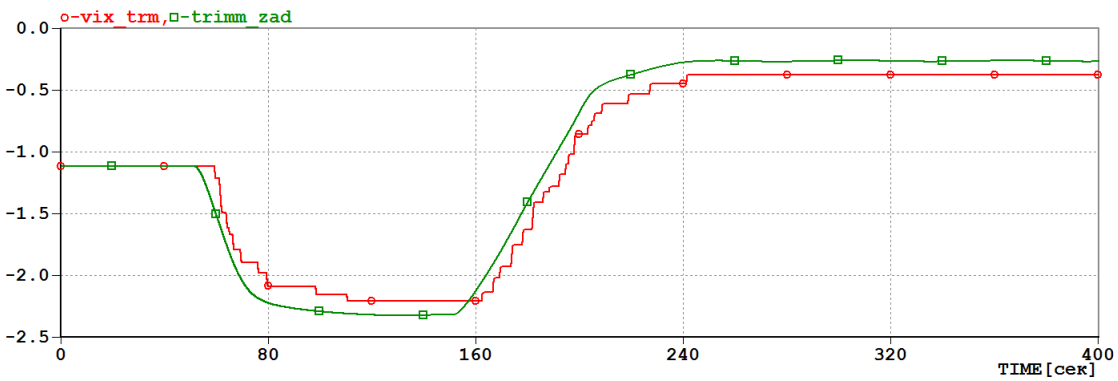


Рис. 11. Отработка триммером заданного положения с уровнем шума ±0,5° триммера с применением фильтра скользящего среднего с шириной окна N = 10

Контроль алгоритма управления триммером

Контроль алгоритма управления устройством триммирования строился по принципу «канал» — «модель». Разработанная схема контроля представлена на рис. 12.

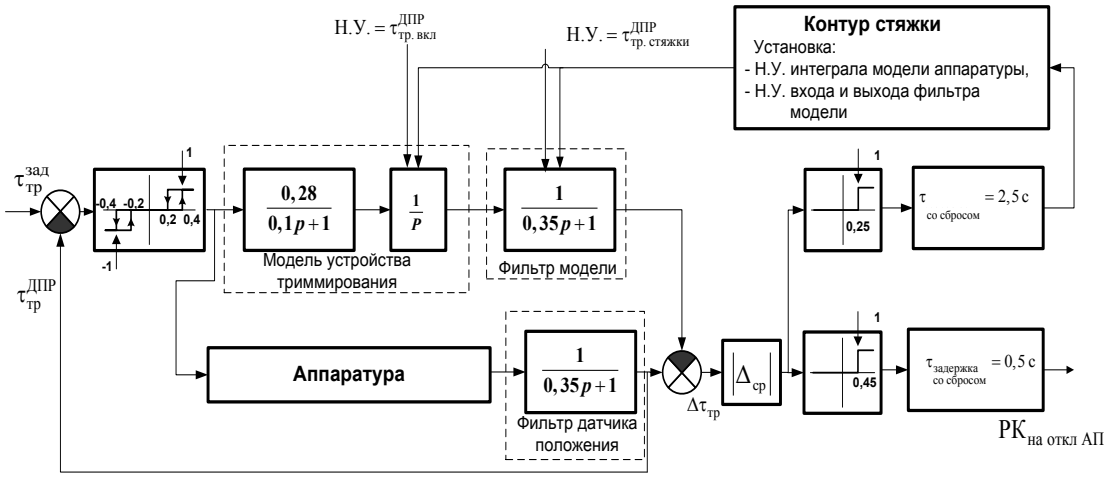


Рис. 12. Схема алгоритма управления устройством триммирования со схемой контроля

Контроль триммера необходим для отключения системы автоматического управления в случае различных отказов аппаратуры (отказ датчика, обрыв обратной связи, заклинение триммера). Управление триммером и его моделью осуществляется от единой схемы релейного управления во избежание накопления несоответствий между ними в условиях шумов. Для распознания отказов вводится модель аппаратуры управления устройством триммирования, которая в реальном бортовом вычислителе осуществляет контроль за алгоритмом управления триммера посредством сравнения сигнала от датчика положения триммера и сигнала с модели аппаратуры триммирования. При превышении рассогласования этих сигналов на некоторую величину запускается счетчик задержки на распознавание отказа. Если в данный интервал времени рассогласование не вернется внутрь диапазона допуска, формируется признак отказа триммера по положению. Для исключения накопления ошибки, вызванного неполным соответствием модели аппаратуры реальным устройствам (скорость вращения, несинхронное включение), была реализована «стяжка» между моделью и аппаратурой триммирования. Стяжка осуществляется между фильтрованным сигналом с реальной аппаратуры и модели за счет:

— начальными условиями интеграла модели аппаратуры;

— начальными условиями входа и выхода фильтра модели.

Оценка помехоустойчивости схемы контроля триммера

Моделирование схемы контроля триммера проводилось следующим образом: за основу «канала» была взята модель триммера со случайным шумом с равномерным распределением, за основу «модели» взята модель триммера без учета влияния шума.

Условные обозначения:

Vix_trm_2 — выходное значение положения триммера от «модели»;

Vix_trm_2_dpr — выходное значение положения триммера от «канала»;

Rk_otk_trm — разовая команда на отключение триммера;

Delt_trm — рассогласование положения триммера «канал» — «модель» по модулю.

На рисунках 13—14 показаны результаты моделирования отказа триммера в условиях шума ±1,5° триммера. Отказ происходит по превышению порога рассогласования сигналов триммера с датчика и с «модели» с учетом временной задержки. Значение порога рассогласования предварительно по результатам моделирования выбрано равным $\Delta_{ср}$ = 0,45 ° триммера, временная задержка τ = 0,5 секунды.

На рисунке 14 приведен момент отказа триммера в увеличенном масштабе.

На рисунках 15—16 приведены аналогичные параметры для шума ±1,0° триммера.

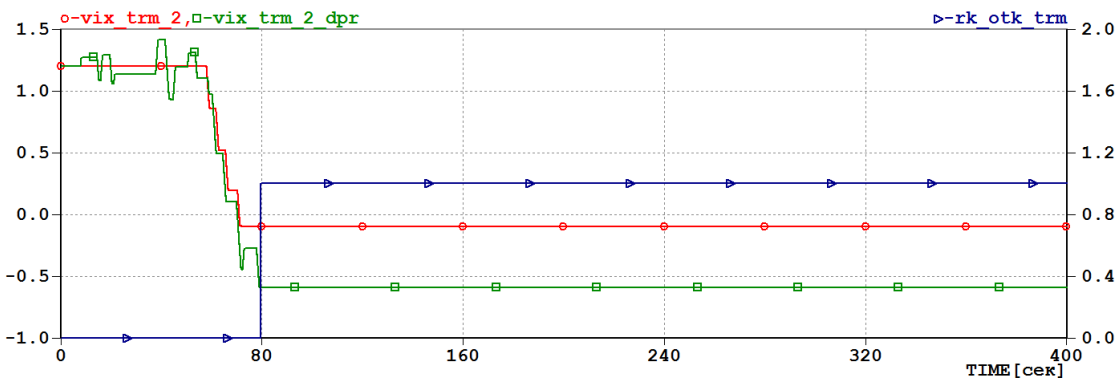


Рис. 13. Моделирование отказа триммера с шумом ±1,5° триммера

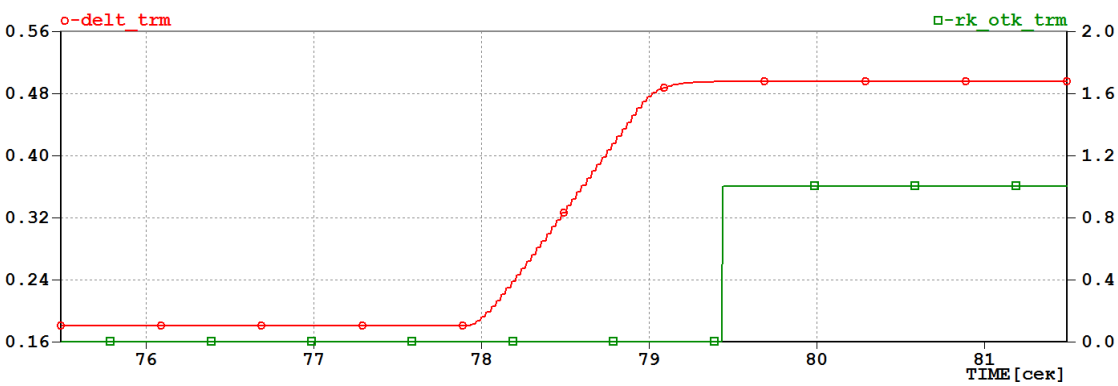


Рис. 14. Детализация момента отказа по рассогласованию (с шумом ±1,5° триммера)

Проверка работы схемы контроля при имитации отказа аппаратуры

Для имитации отказа аппаратуры с момента времени, равного 50 секундам, имитировалось «заклинение» реального устройства триммирования с целью оценки максимального отклонения текущего положения триммера от расчетного положения. Модель управления устройством триммирования при этом продолжает функционирование, в результате чего происходит накопление ошибки отклонения и формируется отказ.

По результатам моделирования установлено, что в случае отказа механизма триммирования при выбранных параметрах (порог срабатывания $\Delta_{ср}$ и задержка на отключение САУ $\tau_{задерж}$) за время τ, прошедшее после отказа, триммер отклоняется на величину не более 0,69° триммера, что является приемлемым с точки зрения безопасности выполнения полета.

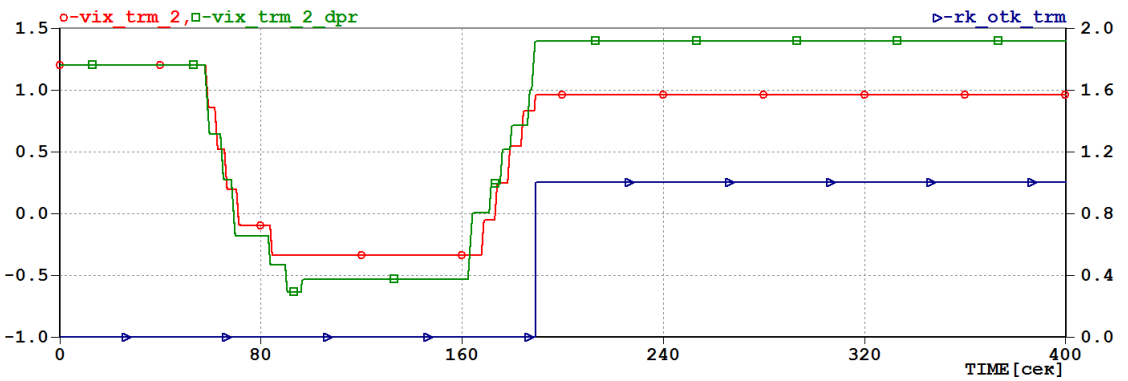


Рис. 15. Моделирование отказа триммера с шумом ±1,0° триммера

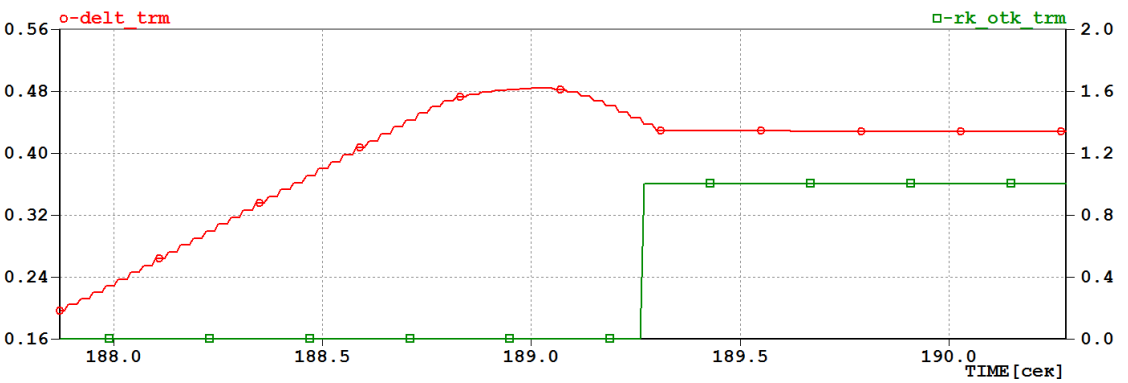


Рис. 16. Детализация момента отказа по рассогласованию (с шумом ±1,0° триммера)

Выводы

1. Разработан устойчивый релейно-гистерезисный алгоритм управления устройством триммирования и алгоритм полетного контроля триммера по схеме «канал-модель».
2. По результатам математического моделирования определен вариант фильтрации для схемы управления устройством триммирования в виде апериодического звена в цепи обратной связи.
3. Следящая система автотриммирования и схема ее контроля работоспособны в условиях шумов высокой интенсивности и пригодна для практического применения.

Литература

1. Михалев И. А. и др. Системы автоматического управления самолетом. М.: «Машиностроение», 1971. — 464 с.
2. Козярук А. Е. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов// А. Е. Козярук, В. В. Рудаков — СПб.: СПбЭК, 2004. – 64 с.
3. Цыпкин Я. З. Релейные автоматические системы. — М.: Наука, 1974. —576 с.
4. Теория передачи сигналов: Учебник для вузов / Зюко А. Г., Кловский Д. Д., Назаров М. В., Финк Л. М. — М.: Связь, 1980. — 288 с.

Правила оформления материалов, направляемых для опубликования в журнале «Труды МИЭА. Навигация и управление летательными аппаратами»

– Для опубликования в журнале принимаются статьи объемом до 30 с., а также краткие сообщения объемом до 5 стр.

– Статья должна иметь аннотацию не более 600 знаков, ключевые слова.

– На первой странице должны быть указаны: фамилии и инициалы авторов, полное название текста статьи без сокращений, проставлен индекс УДК.

– Материалы должны быть подготовлены в формате *.doc, лист А4, ориентация книжная (вертикальное расположение), шрифт Times New Roman, размер шрифта 12, интервал между строками одинарный, поля (мм): верхнее 22, нижнее 50, левое 30, правое 28, расположение страниц зеркальное. Установить «Автоматическую расстановку переносов». Переносы вручную не ставить.

– Формат формул в MathType или Microsoft Equation: Define Sizes, Full 12 pt, Subscript/Superscript 7 pt, Sub-Subscript/Superscript 5 pt, Symbol 18 pt, Sub-Symbol 12 pt.

– Иллюстрированный материал представляется в формате *.jpg, *.bmp, *.png (разрешение не менее 300 точек на дюйм) или в виде рисунка Word, фрагменты которого объединены в единый объект. Цветные иллюстрации приветствуются.

– В конце текста указывается информация о каждом авторе: Ф.И.О., ученая степень, ученое звание, полное название и почтовый адрес организации, должность, контактные телефоны (служебный, мобильный или домашний), адрес электронной почты.

– В редакцию предоставляется электронный носитель с текстом статьи и ее распечатка в двух экземплярах, подписанная всеми авторами.

– К статье прилагается экспертное заключение о возможности ее открытой публикации, рецензия, лицензионный договор.

– Плата с авторов за публикацию рукописей не взимается.

Содержание

В. Е. Куликов, В. В. Куликов
Аналитический синтез контура траекторного управления самолетом методом формирования желаемых корней динамических звеньев в характеристическом полиноме замкнутой системы..... 2

А. В. Гребенкин, Д. Ю. Гладкая
Реализация терминального управления продольным движением самолета на посадке..... 20

В. Н. Алымов, С. С. Теренин, В. В. Щербак
Технические средства обучения инженерно-технического персонала воздушных судов гражданской авиации..... 29

А. С. Юрченко, Д. Б. Юрченко
Разработка схемы автоматического управления триммером руля высоты с релейно-гистерезисным управлением..... 34