

DOI: 10.47026/1810-1909-2024-2-116-129

УДК 621.5: 62-5(681.5)

ББК 31.261.2

Г.П. ОХОТКИН

## РАЗРАБОТКА ПРЯМОЙ МЕТОДИКИ СИНТЕЗА И ОЦЕНКИ ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ СЛЕДЯЩЕГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

**Ключевые слова:** следящий электропривод, следящая система, одноконтурная следящая система, регулятор положения, синтез контуров положения, виртуальный прибор, имитационная модель, LabVIEW.

Исследованы динамические свойства одноконтурных следящих электроприводов на базе двигателей постоянного тока для рулевых органов летательных аппаратов. Предельные динамические показатели могут быть обеспечены настройкой структуры следящей системы с учетом управляющего и возмущающего воздействий.

**Цель исследования** – разработка прямой методики синтеза следящего электропривода, алгоритмов и программ оценки динамических свойств системы.

Научная новизна исследования заключается в разработке аналитических и машинных методик синтеза параметров регуляторов положения с учетом управляющего и возмущающего воздействий и имитационной модели следящей системы.

**Материалы и методы.** На основе анализа динамических процессов разработаны математическая и имитационная модели одноконтурной следящей системы с пропорциональным и пропорционально-интегральным регуляторами положения, а также виртуальные приборы для машинного синтеза и оценки динамических свойств следящего электропривода. В работе применялись теория дифференциальных уравнений, теория моделирования и управления, использованы операторные методы представления систем, расчеты выполнялись в среде программирования LabVIEW.

**Результаты исследования.** Разработаны математические модели и точные методики синтеза одноконтурных следящих систем, позволяющие осуществить настройку структуры с учетом управляющего и возмущающего воздействий. Установлено, что в следящей системе с пропорциональным регулятором положения оптимальный переходный процесс можно обеспечить только по управляющему воздействию, а в системе с ПИ-регулятором положения – по обоим воздействиям.

Полученная методика синтеза следящих систем может быть использована при проектировании высокودинамичных одноконтурных следящих электроприводов промышленными и проектирующими предприятиями.

Представленная методика синтеза следящих электроприводов с учетом двух воздействий в перспективе должна быть разработана для трехконтурных и других следящих систем.

**Выводы.** Следящая система с ПИ-регулятором положения позволяет обеспечить оптимальный переходный процесс по обоим каналам управления. Виртуальный прибор и имитационная модель следящей системы позволяют значительно облегчить и ускорить процесс проектирования следящих систем и избежать принятия ошибочных решений.

**Введение.** Следящие электроприводы (СЭП) с высокими динамическими показателями обеспечивают высокую точность и плавность управления динамикой полета летательных аппаратов, поэтому они в настоящее время получили широкое распространение [1–7, 10, 11]. Существуют различные принципы построения следящих электроприводов. Наиболее эффективными являются многоконтурные СЭП с каскадным включением регуляторов. При этом число регуляторов и контуров регулирования равно числу регулируемых переменных. Такие системы обеспечивают высокие статические и динамические

характеристики электропривода. Важным преимуществом систем подчиненного регулирования координат является то, что настройка регуляторов производится независимо и последовательно от внутреннего контура к внешнему. Система подчиненного регулирования координат отличается высокой степенью стандартизации и унификации структуры и элементов привода, что упрощает его изготовление, наладку и ремонт [1, 3, 4–10, 12]. Однако такие высококачественные электроприводы имеют высокую стоимость.

Наиболее дешевыми являются простейшие следящие электроприводы. Одним из простейших следящих систем является одноконтурный следящий электропривод на базе двигателя постоянного тока независимого возбуждения и датчика положения. Функциональная схема простейшего СЭП представлена на рис. 1.

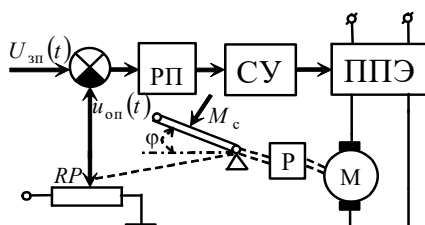


Рис. 1. Функциональная схема СЭП

Вращающийся якорь электродвигателя (М) через редуктор (Р) изменяет положение рулевого органа летательного аппарата и движка потенциометра (RP), представляющего собой датчик положения рулевого органа. Отклонение от нулевого положения рулевого органа вызывает появление дополнительного внешнего момента сопротивления  $M_{сд}$  от набегающего потока воздуха. При этом чем больше угол отклонения рулевого органа  $\varphi$  от нулевого положения, тем больше  $M_{сд}$ . Поэтому момент сопротивления нагрузки, приведенный к валу двигателя, определяется как  $M_{сд} = M_{с0} + M_{сд}$ , где  $M_{с0}$  – статический момент сопротивления, приведенный к валу двигателя при отсутствии набегающего потока воздуха;  $M_{сд}$  – динамический момент на валу двигателя при наличии набегающего потока воздуха.

Положение движка потенциометра RP определяет фактическое положение угла отклонения рулевого органа  $\varphi$ , так как движок потенциометра имеет механическую связь с рулевым органом. Так, потенциометрический датчик положения формирует сигнал обратной связи  $u_{оп}(t)$ , пропорциональный фактическому положению угла отклонения рулевого органа  $\varphi$ , который подается на второй вход регулятора положения (РП). На первый вход РП поступает сигнал задания положения рулевого органа  $U_{зп}(t)$ . В результате на входе регулятора положения действует разность сигналов  $= U_{зп}(t) - u_{оп}(t)$ , т.е. рассогласование.

В следящих системах находят широкое применение различные регуляторы положения: пропорциональный, пропорционально-интегральный, пропорционально-интегрально-дифференциальный и др. [7–9]. Выходной сигнал РП через систему управления подается на вход полупроводникового преобразователя электроэнергии, который, изменяя свое выходное напряжение, управляет скоростью вращения электродвигателя. Полярность сигнала рассогласования

определяет направление вращения электродвигателя и направлена на уменьшение сигнала рассогласования  $\varepsilon(t)$ .

Двигатели с полым ротором типа ДП допускают прямое их включение, поэтому в данной функциональной схеме отсутствует отрицательная обратная связь по току. В функциональной схеме (см. рис. 1) также отсутствует обратная связь по скорости, отсутствие тахогенератора значительно удешевляет электропривод. Функциональная схема следящего электропривода содержит всего лишь один контур обратной связи по положению рулевого органа. Отсутствие систем регулирования тока и скорости не позволяет следящей системе воспроизвести управляющее воздействие  $U_{\text{зн}}(t)$ , изменяющееся во времени, с высокой точностью. Поэтому такие следящие электроприводы могут быть использованы при невысоких требованиях к точности слежения.

Задача проектирования следящих электроприводов с предельными динамическими показателями является актуальной. В теории автоматического управления разработаны различные методы синтеза систем управления. Получившие широкое распространение частотные методы синтеза и метод последовательной коррекции с подчиненным регулированием координат являются приближенными и не позволяют обеспечить предельные динамические показатели системы и повысить точность слежения. Кроме того, при синтезе приближенными методами значительные трудности возникают уже на этапе выбора наилучшей настройки структуры с учетом двух воздействий: управляющего и возмущающего. Прямые методы синтеза, учитывающие однозначные связи между показателями качества и коэффициентами дифференциального уравнения, являются точными и позволяют осуществить настройку структуры с учетом управляющего и возмущающего воздействий [1]. В литературе вопросы аналитического прямого синтеза следящих электроприводов с предельными динамическими показателями освещены недостаточно полно, поэтому данная задача является актуальной.

**Целью данной работы** является разработка прямой методики синтеза следящего электропривода, алгоритмов и программ оценки динамических свойств системы.

Для достижения поставленной цели требуется решение следующих задач:

- 1) разработка аналитической прямой методики синтеза параметров регулятора положения;
- 2) разработка алгоритмов и программ для машинного прямого синтеза и оценки динамических свойств следящего электропривода;
- 3) разработка имитационной модели следящей системы для подтверждения полученных в ходе синтеза результатов и исследования точности воспроизведения задающего воздействия.

**Материалы и методы.** На основе анализа динамических процессов разработаны математическая и имитационная модели одноконтурной следящей системы с пропорциональным и пропорционально-интегральным регуляторами положения, а также виртуальные приборы для машинного синтеза и оценки динамических свойств следящего электропривода. В работе применялись теория дифференциальных уравнений, теория моделирования и управления,

использованы операторные методы представления систем, расчеты выполнялись в среде программирования LabVIEW.

**Результаты исследования.** Разработаны математические модели и точные методики синтеза одноконтурных следящих систем, позволяющие осуществить настройку структуры с учетом управляющего и возмущающего воздействий. Установлено, что в следящей системе с пропорциональным регулятором положения, оптимальный переходный процесс возможно обеспечить только по управляющему воздействию, а в системе с ПИ-регулятором положения – по обоим воздействиям.

**Математическая модель следящего электропривода.** В реальной следящей системе применен электродвигатель с полым ротором типа ДП без тахогенератора. Индуктивность якорной цепи электродвигателей с полым ротором равна нулю  $L_{\text{я}} = 0$ , отсюда следует, что и постоянная времени якорной цепи двигателя также равна нулю, т.е.  $T_{\text{я}} = L_{\text{я}} / R_{\text{я}} = 0$ . В этом случае структурная схема двигателя постоянного тока (ДПТ) упрощается, а передаточные функции по управлению и возмущению принимают вид

$$W_{\text{дв}}(p) = \frac{\omega_{\text{в}}(p)}{U_{\text{я}}(p)} = \frac{1/k\Phi}{T_{\text{м}}p + 1};$$

$$W_{\text{дв}}(p) = -\frac{\omega_{\text{в}}(p)}{I_{\text{с}}(p)} = \frac{R_{\text{я}}/k\Phi}{T_{\text{м}}p + 1},$$

где  $T_{\text{м}} = J R_{\text{я}} / (k\Phi)^2$  – электромеханическая постоянная времени ДПТ;  $J$  – момент инерции якоря и вращающихся совместно с якорем элементов рабочего органа;  $R_{\text{я}}$  – сопротивление якорной цепи;  $k$  – конструктивный коэффициент ДПТ;  $\Phi$  – магнитный поток машины;  $U_{\text{я}}$  – напряжение на якоре ДПТ;  $I_{\text{с}}$  – ток статической нагрузки;  $\omega = \pi n / 30$  – угловая скорость вращения ДПТ;  $n$  – частота вращения якоря.

Структурная схема следящего электропривода приведена на рис. 2. В схеме СЭП использована структурная схема двигателя, приведенная в работе [1, 7], при  $T_{\text{я}} = 0$ . В схеме приняты следующие обозначения:  $W_{\text{рп}}(p)$  – передаточная функция регулятора положения;  $K_{\text{п}}$  – коэффициент усиления усилителя, состоящего из системы управления и полупроводникового преобразователя электроэнергии;  $K_{\text{р}}$  – коэффициент передачи редуктора;  $K_{\text{оп}}$  – коэффициент передачи датчика положения. Структурная схема следящей системы содержит два входа  $U_{\text{зп}}(t)$ ,  $I_{\text{с}}(t)$  и один выход  $\varphi(t)$ .

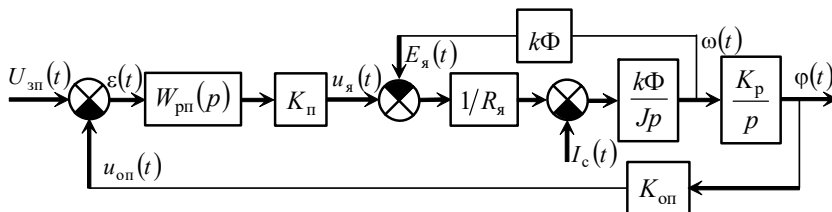


Рис. 2. Структурная схема СЭП

Выходная переменная следящего электропривода

$$\varphi(p) = W_y(p)U_{зп}(p) - W_b(p)I_c(p), \quad (1)$$

где  $W_y(p) = \frac{W_{рп}(p)W_{дп}(p)K_{п}K_{р}/p}{1 + W_{рп}(p)W_{дп}(p)K_{п}K_{р}K_{оп}/p}$  – передаточная функция СЭП по

управлению;  $W_b(p) = \frac{k\Phi K_p / Jp^2}{1 + (k\Phi K_p / Jp^2)W_{ос}(p)}$  – передаточная функция системы

по возмущению;  $W_{дп}(p)$  – передаточная функция ДПТ по управлению;  $W_{ос}(p)$  – передаточная функция цепи обратной связи следящей системы по возмущению.

Для ограничения объема представляемого материала рассмотрим системы с пропорциональным и пропорционально-интегральным регуляторами положения.

1. Пусть в следящем приводе применен П-регулятор положения с передаточной функцией  $W_{рп}(p) = K_{рп}$ .

При выводе передаточной функции  $W_{ос}(p)$  перенесем точки съема и приложения сигналов канала противо-ЭДС таким образом, чтобы обратная связь системы состояла из двух параллельных цепей. Тогда передаточная функция

$$W_{ос}(p) = K_{рп}K_{п}K_{оп}/R_{я} + (k\Phi/R_{я}K_{р})p = k\Phi(K+p)/R_{я}K_{р}.$$

В этом случае передаточные функции структурной схемы по управлению и возмущению

$$W_y(p) = \frac{1/K_{оп}}{(T_m/K)p^2 + (1/K)p + 1}; \quad W_b(p) = \frac{R_{я}K_{р}/k\Phi K}{(T_m/K)p^2 + (1/K)p + 1}, \quad (2)$$

где  $K = K_{рп}K_{п}K_{р}K_{оп}/k\Phi$  – коэффициент преобразования разомкнутой цепи системы.

Тогда из уравнений (1) и (2) получаем, что

$$\varphi(p) = \frac{1/K_{оп}}{(T_m/K)p^2 + (1/K)p + 1}U_{зп}(p) - \frac{R_{я}K_{р}/k\Phi K}{(T_m/K)p^2 + (1/K)p + 1}I_c(p).$$

Отсюда операторное дифференциальное уравнение динамики следящего электропривода принимает вид

$$\left[ \frac{T_m}{K}p^2 + \frac{1}{K}p + 1 \right] \varphi(p) = \frac{1}{K_{оп}}U_{зп}(p) - \frac{R_{я}K_{р}}{k\Phi K}I_c(p). \quad (3)$$

Уравнение второго порядка (3) учитывает влияние на выходную переменную следящей системы  $\varphi(p)$  как задающего  $U_{зп}(p)$ , так и возмущающего  $I_c(p)$  воздействий.

2. Теперь рассмотрим случай использования в системе ПИ-регулятора положения с передаточной функцией вида  $W_{рп}(p) = K_{рп}(T_{рп}p + 1)/T_{рп}p$ .

В этом случае передаточные функции структурной схемы системы по управлению и возмущению

$$W_y(p) = \frac{(T_{рп}p + 1)/K_{оп}}{\frac{T_{рп}T_m}{K}p^3 + \frac{T_{рп}}{K}p^2 + T_{рп}p + 1}; \quad W_b(p) = \frac{(T_{рп}R_{я}K_{р}/k\Phi K)p}{\frac{T_{рп}T_m}{K}p^3 + \frac{T_{рп}}{K}p^2 + T_{рп}p + 1}. \quad (4)$$

Здесь передаточная функция цепи обратной связи

$$W_{oc}(p) = k\Phi \left[ K(T_{pp}p + 1) / T_{pp}p + p \right] / R_p K_p.$$

Из уравнений (1) и (4) составлено операторное уравнение динамики системы в виде

$$\left( \frac{T_{pp}T_M}{K} p^3 + \frac{T_{pp}}{K} p^2 + T_{pp}p + 1 \right) \Phi(p) = \frac{(T_{pp}p + 1)}{K_{оп}} U_{зп}(p) - \frac{T_{pp}R_p K_p}{k\Phi K} p I_c(p). \quad (5)$$

В этом случае операторное уравнение третьего порядка (5) также учитывает влияние задающего и возмущающего воздействий СЭП на выходную переменную.

Уравнение (5) является более общим по сравнению с уравнением второго порядка (3). Для проверки правильности полученного выражения поделим все слагаемые уравнения (5) на  $T_{pp}p$  и, приняв  $1/T_{pp}p = 0$ , получим уравнение (3).

**Синтез следящего электропривода.** Синтез следящего электропривода выполним прямым методом, позволяющим установить однозначные связи между показателями качества и коэффициентами дифференциального уравнения [1, 8].

1. Вначале выполним синтез следящего электропривода с П-регулятором положения. Представим уравнение (3) в виде

$$\left[ p^2 + \frac{1}{T_M} p + \frac{K}{T_M} \right] \Phi(p) = \frac{K}{T_M K_{оп}} U_{зп}(p) - \frac{R_p K_p}{k\Phi T_M} I_c(p). \quad (6)$$

Характеристическое уравнение системы (6) запишем в канонической форме звена второго порядка:

$$\Phi(p) = p^2 + (1/T_M)p + (K/T_M) = p^2 + 2\xi\omega_0 p + \omega_0^2 = 0,$$

где  $\xi = 1/(2T_M\omega_0)$  – коэффициент демпфирования;  $\omega_0 = \sqrt{K/T_M}$  – резонансная частота системы. Отсюда коэффициент демпфирования следящей системы может быть представлен как  $\xi = 1/(2\sqrt{KT_M})$ .

Характер переходных процессов системы зависит от коэффициента демпфирования, так, при  $\xi < 1$  процесс имеет колебательный характер, а при  $\xi > 1$  – аperiодический. Колебательный характер переходных процессов значительно улучшает динамику системы. Значение коэффициента демпфирования определяется коэффициентом передачи регулятора положения выражением  $\xi = 1/(2\sqrt{T_M K_{pp} K_n K_p K_{оп}/k\Phi})$ . Варьируя значение коэффициента демпфирования путем изменения коэффициента передачи регулятора положения, можно осуществлять оптимизацию переходных процессов в системе. Учитывая вышесказанное, представим коэффициент передачи регулятора положения в виде

$$K_{pp} = k\Phi / (4T_M K_n K_p K_{оп} \xi^2).$$

Существуют стандартные настройки регуляторов. Для настройки системы на «Технический оптимум» (модульный оптимум) коэффициент демпфирования выбирают равным  $\xi = 1/\sqrt{2}$ . В этом случае коэффициент преобразования

разомкнутой цепи системы равен  $K = 1/(2T_m)$ , а коэффициент передачи регулятора положения –

$$K_{\text{рп}} = k\Phi / (2T_m K_{\text{п}} K_{\text{р}} K_{\text{оп}}). \quad (7)$$

Формула (8) представляет собой настройку коэффициента передачи регулятора положения на технический оптимум. Подставляя оптимизированное значение коэффициента  $K = 1/(2T_m)$  в (6), получим

$$\left[ 2T_m^2 p^2 + 2T_m p + 1 \right] \varphi(p) = \frac{1}{K_{\text{оп}}} U_{\text{зп}}(p) - \frac{2T_m R_{\text{я}} K_{\text{р}}}{k\Phi} I_c(p). \quad (8)$$

Отсюда видно, что регулятор положения не оказывает никакого влияния на возмущающее воздействие следящей системы. Операторное дифференциальное уравнение (8) оптимизированного следящего электропривода по управлению содержит один некомпенсированный параметр  $T_m$  – электромеханическую постоянную времени ДПТ. Резонансная частота оптимизированной системы по управлению  $\omega_0 = 1/(\sqrt{2}T_m)$ . Она определяет быстродействие следящей системы и зависит только от постоянной времени  $T_m$ .

Настройка на технический оптимум характеризуется небольшим перерегулированием, равным 4,3 %, а длительность переходного процесса по управлению определяется электромеханической постоянной времени ДПТ и составляет примерно  $4,7T_m$  [7]. В данном случае система может быть оптимизирована только по управлению.

2. Теперь выполним синтез параметров ПИ-регулятора положения следящего электропривода по методике, предложенной в [1]. Для нормирования характеристического уравнения введем безразмерный оператор дифференцирования  $D = T_m p$ , получаем

$$D^2 = T_m^2 p^2, \quad D^3 = T_m^3 p^3.$$

Теперь с целью обобщения результатов исследования уравнение (5) представим в относительных единицах

$$(D^3 + D^2 + AD + B) \varphi_*(D) = (AD + B) U_{y^*}(D) - D U_{v^*}(D), \quad (9)$$

где

$$\begin{aligned} A &= KT_m, & B &= KT_m^2/T_{\text{рп}}, \\ U_{y^*}(D) &= U_{\text{зп}}(D)/K_{\text{оп}}, \\ U_{v^*}(D) &= T_m R_{\text{я}} K_{\text{р}} I_c(D)/k\Phi. \end{aligned}$$

Заметим, что второе слагаемое уравнения (9) отличается от вида возмущающего воздействия уравнения, исследованного в [1]. Форма кривой переходного процесса, получаемая из решения уравнения (9), определяется значениями параметров  $A$  и  $B$ , и в масштабе времени в  $1/T_m$  раз больше реального. Значения параметров  $A$  и  $B$  однозначно связаны с параметрами регулятора положения  $K_{\text{рп}}$  и  $T_{\text{рп}}$ . Из соотношений, приведенных в (9), получаем

$$K_{\text{рп}} = Ak\Phi / (T_m K_{\text{п}} K_{\text{р}} K_{\text{оп}}); \quad T_{\text{рп}} = AT_m/B. \quad (10)$$

Оптимизация переходного процесса по обоим возмущениям может быть достигнута соответствующим выбором параметров ПИ-регулятора из соотношений (10). Для обеспечения независимой настройка контура положения на оптимум предлагается использовать ПИ-регулятор для оптимизации процессов по каналу возмущения, а для оптимизации процессов по управлению – ввести пассивное звено на входе канала по управляющему воздействию с передаточной функцией:

$$W_{\phi}(D) = \frac{(A - 1/\tau_{\text{оп}})D + B}{AD + B}. \quad (11)$$

Согласно [1], при  $A = 0,823$ ,  $B = 0,2$  и  $\tau_{\text{оп}} = 2,3$  переходный процесс в системе имеет минимальное время регулирования  $t_{\text{ру}^*} = 3,5$  и  $t_{\text{рв}^*} = 6,25$ , когда зона допустимых отклонений ограничена 5% (точка настройки 2). В этом случае максимальные отклонения углового положения вала электродвигателя составляют:  $\Delta\varphi_{\text{у}^*} = 0,05$  – по управляющему воздействию и  $\Delta\varphi_{\text{в}^*} = 1,34$  – по возмущающему воздействию. В нашем случае следует ожидать отличие динамических показателей по возмущению от приведенных выше.

В реальном масштабе времени передаточная функция пассивного звена (11) имеет вид

$$W_{\phi}(p) = \frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1},$$

где  $T_1 = (A - 1/\tau_{\text{оп}})T_{\text{м}}/B$ ,  $T_2 = AT_{\text{м}}/B$  – параметры пассивного звена.

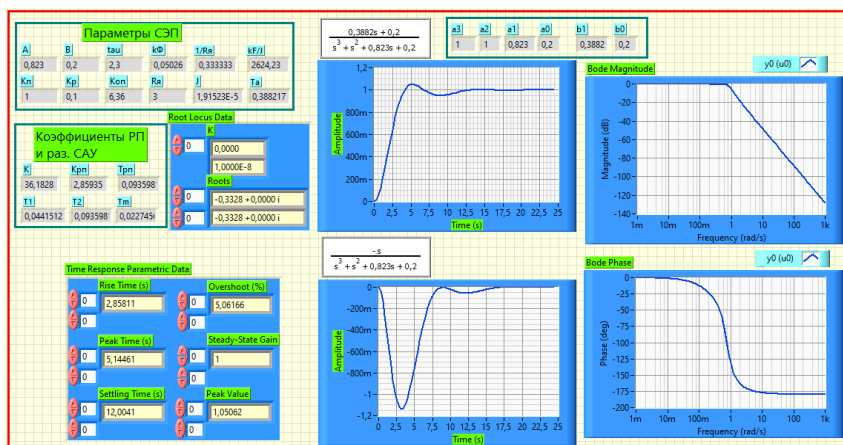
Пассивное звено с передаточной функцией  $W_{\phi}(p)$  на входе канала по управлению структурной схемы следящего электропривода обеспечивает независимую настройку контура положения на оптимальный переходный процесс по управляющему воздействию. При этом ПИ-регулятор положения следящей системы используется для оптимизации процессов по каналу возмущения. Предложенный выше прямой метод синтеза позволяет осуществить настройку структуры следящей системы с учетом управляющего и возмущающего воздействий.

Полученные соотношения позволяют разработать виртуальный прибор (ВП) для синтеза параметров регулятора положения и оценки динамических свойств оптимизируемого контура положения следящего электропривода с применением ПЭВМ в диалоговом режиме [13]. ВП позволяет значительно облегчить и ускорить процесс проектирования следящих систем и избежать принятия ошибочных решений.

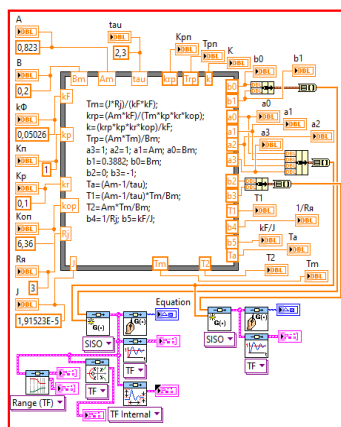
**Виртуальный прибор следящей системы.** Виртуальный прибор предназначен для параметрического синтеза и оценки динамических свойств следящей системы на ПЭВМ. Синтез параметров регулятора положения осуществляется по известной структуре и заданной точности следящей системы для ступенчатого управляющего и возмущающего воздействий. После удовлетворения требований к точности производится проверка устойчивости и наличия необходимого запаса устойчивости.



Следящая система с пропорциональным регулятором положения имеет высокое быстродействие и малое перерегулирование, однако обладает значительным статизмом. В связи с этим такие системы находят ограниченное применение. Поэтому далее подробнее рассмотрим СЭП с ПИ-регулятором положения, который относится к астатическим системам. ВП астатической структуры следящей системы представлен на рис. 3.



а



б

Рис. 3. Виртуальный прибор для синтеза СЭП с ПИ-регулятором положения

ВП состоит из лицевой панели (рис. 3, а), где размещены органы управления и индикации, и блока-диаграммы (рис. 3, б) с программным кодом ВП. В левом верхнем окне «Параметры СЭП» лицевой панели ВП задаются параметры следящего электропривода, а в левом нижнем окне «Коэффициенты РП и раз. САУ» отображаются оптимальные коэффициенты регулятора положения и разомкнутой системы. Также в правом верхнем окне лицевой панели отображаются коэффициенты  $a_0, a_1, a_2, a_3, b_0, b_1$  полиномов передаточных функций.

Кроме этого на лицевой панели расположены четыре осциллографа и два индикатора для отображения параметров переходной характеристики, корней и полюсов системы. Два осциллографа снабжены индикаторами для отображения передаточных функций по управлению

$$\varphi_{y*}(D) = [(A - 1/\tau_{оп})D + B] / (D^3 + D^2 + AD + B)$$

и возмущению

$$\varphi_{в*}(D) = D / (D^3 + D^2 + AD + B),$$

составленных из уравнения (9), и передаточной функции пассивного звена (11).

Программный код ВП, представленный в окне блок-диаграммы (рис. 3, б), разработан с использованием функций базовой версии *LabVIEW* «Узел формула» и специальных функций модуля расширения *Control Design Toolkit*. Функциями *CD Step Response* симулируются реакции звеньев  $\varphi_{y*}(D)$  и  $\varphi_{в*}(D)$  на ступенчатые воздействия. Функция *CD Parametric Time Response* служит для отображения графика и параметров переходной характеристики: время нарастания (*Rise Time*), время наступления максимума (*Peak Time*), время регулирования (*Settling Time*), перерегулирование (*Overshoot*), статический коэффициент усиления (*Steady State Gain*), максимальное значение (*Peak Value*). Функция *CD Bode* отображает реакцию звена в частотной области в виде диаграммы Боде, а функция *CD Root Locus* (корневой годограф) предназначена для отображения корней и полюсов системы.

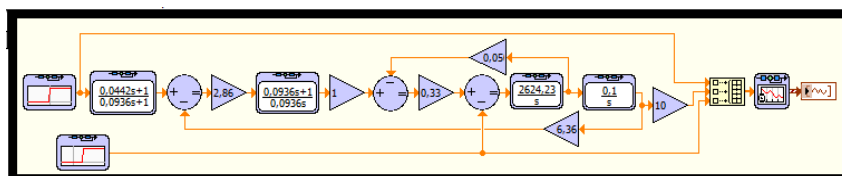
Виртуальный прибор позволяет рассчитать оптимальные параметры регулятора положения, исследовать переходные процессы при скачках управляющего и возмущающего воздействий в режиме позиционирования СЭП, оценить запас устойчивости системы по ЛАЧХ и ФЧХ.

На рис. 3, а представлены графики переходных характеристик системы при  $k\Phi = 0,05026$  Вс;  $R_{я} = 3$  Ом;  $J = 1,91523 \cdot 10^{-5}$  кгм<sup>2</sup>;  $T_m = 0,0227456$  с;  $K_{п} = 1$ ;  $K_p = 0,1$ ;  $K_{оп} = 6,36$ ;  $A = 0,823$ ;  $B = 0,2$ ;  $\tau_{оп} = 2,3$ ;  $K_{рп} = 2,85935$ ;  $T_{рп} = 0,0935981$  с;  $K = 36,1828$ ;  $T_1 = 0,0441512$  с;  $T_2 = 0,0935981$  с. Показатели качества переходного процесса по управлению полностью совпадают с показателями, приведенными в [1], а по возмущению – несколько отличаются от динамических показателей известных систем. Максимальная ошибка позиционирования при «набросе» нагрузки в следящей системе достигает до  $\Delta\varphi_{в*} \approx 1,15$ , а время регулирования  $\Delta t_{р,в*} \approx 7,5$ . Таким образом, длительность переходного процесса по возмущению СЭП несколько больше, а максимальное отклонение углового положения вала электродвигателя – меньше.

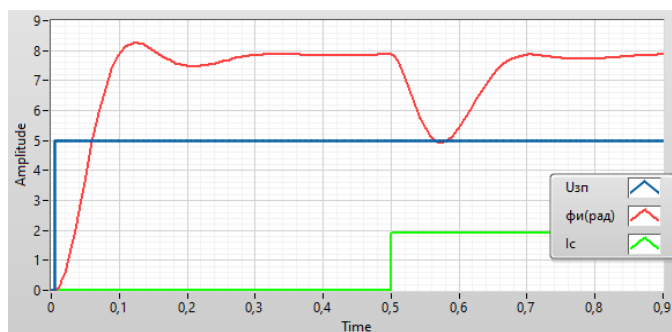
**Имитационная модель следящей системы.** Имитационная модель следящей системы служит для подтверждения полученных в ходе параметрического синтеза результатов и исследования динамики следящего электропривода во всех режимах его работы. Она разрабатывается с помощью инструментального пакета моделирования *Simulation Module LabVIEW* [13]. Имитационная модель осуществляет решение дифференциальных уравнений, представленных в виде функциональных блоков из элементарных математических моделей.

Имитационная модель следящей системы, приведенная на рис. 4, а, составлена из следующих функций: единичный скачок (*Step Signal*), усилитель (*Gain*), сумматор (*Summation*), передаточная функция (*Transfer Function*), создатель массива (*Build Array*), осциллограф (*Sim Time Waveform*).

На рис. 4, б приведен переходный процесс изменения  $\varphi(t)$  при управляющем и возмущающем воздействиях:  $U_{зп}(t) = 5$  и  $I_c(t) = 1,9$ , где нагрузка возникает после завершения переходного процесса позиционирования. На начальном участке переходного процесса  $t \in [0,005; 0,5]$  кривая  $\varphi(t)$  изменяется под воздействием управляющего воздействия  $U_{зп}(t) = 5$  при  $I_c(t) = 0$ , т.е. осуществляется позиционирование СЭП в режиме холостого хода. При  $U_{зп} = 5$  угол отклонения рулевого органа составляет  $\varphi = 45^\circ = 0,78$  рад. В момент времени  $t = 0,5$  с (после завершения позиционирования) осуществляется «наброс» нагрузки  $I_c(t) = 2$ . При этом под действием нагрузки вначале кривая  $\varphi(t)$  резко уменьшается, а затем возвращается в заданное положение, т.е. статическая ошибка позиционирования рулевого органа уменьшается до нуля. Динамическая ошибка позиционирования при «набросе» нагрузки достигает до  $\Delta\varphi \approx 17^\circ$ . Так, ПИ регулятор положения обеспечивает астатизм в системе.



а



б

Рис. 4. Имитационная модель следящей системы с ПИ-регулятором положения

Имитационная модель полностью подтверждает полученные в ходе синтеза результаты. Она может быть использована для исследования динамики следящего электропривода во всех режимах его работы.

**Выводы.** 1. Разработаны математические модели и точные методики синтеза одноконтурных следящих систем с пропорциональным и пропорционально-интегральным регуляторами положения.

2. Следящая система с пропорциональным регулятором положения имеет высокое быстродействие и малое перерегулирование, однако обладает значительным статизмом и может обеспечить оптимальный переходный процесс только по управляющему воздействию.

3. Система с ПИ-регулятором положения позволяет обеспечить оптимальный переходный процесс по обоим каналам управления. Однако при этом динамические показатели по возмущению несколько хуже приведенных в известных работах.

4. Разработаны виртуальные приборы для машинного синтеза и оценки динамических свойств следящего электропривода на *LabVIEW*. ВП позволяет значительно облегчить и ускорить процесс проектирования следящих систем и избежать принятия ошибочных решений.

5. Разработанная имитационная модель следящей системы полностью подтвердила полученные в ходе синтеза результаты и может быть использована для исследования динамики следящего электропривода при различных управляющих и возмущающих воздействиях во всех режимах его работы.

#### Литература

1. Динамика вентильного электропривода постоянного тока / *Н.В. Донской, А.Г. Иванов, В.М. Никитин, А.Д. Поздеев*; под ред. А.Д. Поздеева. М.: Энергия, 1975. 224 с.
2. *Егоров И.Н.* Позиционно-силовое управление мехатронными устройствами. Владимир: Изд-во Владим. гос. ун-та, 2010. 192 с.
3. *Ермоленко А.И., Коришунов А.И.* Расчет цифровых следящих систем комбинированного управления с использованием предельной непрерывной модели. Ч. I. Построение предельной непрерывной модели // Известия вузов. Приборостроение. 2019. Т. 62, № 5. С. 411–418.
4. *Иванов В.М.* Динамическая компенсация параметров в следящих электроприводах // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. 2021. Т. 64, № 3. С. 36–44.
5. *Коновалов А.М., Коришунов А.И.* Цифровая следящая система с конечным временем полного затухания свободного процесса и заданным порядком астатизма // Известия вузов. Приборостроение. 2020. Т. 63, № 10. С. 888–896.
6. *Коришунов А.И.* Цифровая следящая система с конечным временем затухания свободного процесса // Известия вузов. Приборостроение. 2019. Т. 62, № 12. С. 1078–1086.
7. *Ключев В.И.* Теория электропривода. М.: Энергоатомиздат, 2001. 704 с.
8. *Охоткин Г.П.* Анализ систем регулирования тока непосредственных преобразователей частоты // Электромеханика. 1992. № 3. С. 66–70.
9. *Охоткин Г.П.* Разработка методики синтеза релейных регуляторов САР тока при симметричной и диагональной коммутациях транзисторов ВП // Вестник Чувашского университета. 2014. № 2. С. 66–74.
10. *Семенов Д., Серебряков А., Чернов Е.* Автоматика. М.: Юрайт, 2023. 477 с.
11. *Честнов В.Н.* Синтез многомерных систем по инженерным критериям качества на основе  $H_{\infty}$ -оптимизации // Автоматика и телемеханика. 2019. № 10. С. 132–152.
12. *Яворский В.Н., Макишинов В.И., Ермолин В.П.* Проектирование нелинейных следящих систем с тиристорным управлением исполнительным двигателем. Л.: Энергия, 1978. 208 с.
13. *Трэвис Дж., Кринг Дж.* LabVIEW для всех. М.: ДМК Пресс, 2008. 880 с.

---

**ОХОТКИН ГРИГОРИЙ ПЕТРОВИЧ** – доктор технических наук, профессор, декан факультета радиоэлектроники и автоматики, заведующий кафедрой автоматики и управления в технических системах, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (elius@list.ru; ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-9410-7380>).

---

**Grigory P. OKHOTKIN**  
**DEVELOPMENT OF A DIRECT METHOD FOR THE SYNTHESIS  
AND EVALUATION OF THE DYNAMIC PROPERTIES  
OF A TRACKING ELECTRIC DRIVE**

**Keywords:** tracking electric drive, tracking system, single-circuit tracking system, position controller, synthesis of position contours, virtual device, simulation model, LabVIEW.

*The dynamic properties of single-circuit tracking electric drives (SEP) based on DC motors for aircraft steering systems have been studied. The maximum dynamic indicators can be provided by adjusting the structure of the tracking system, taking into account the control and disturbing influences.*

**The purpose of the study** is to develop a direct method for the synthesis of a tracking electric drive, algorithms and programs for evaluating the dynamic properties of the system. The scientific novelty consists in the development of analytical and machine direct methods for the synthesis of parameters of position regulators, taking into account the control and disturbing influences and a simulation model of the tracking system.

**Materials and methods.** Based on the analysis of dynamic processes, mathematical and simulation models of a single-circuit tracking system with proportional and proportional-integral position controllers, as well as virtual devices for machine synthesis and evaluation of dynamic properties of a tracking electric drive have been developed. The theory of differential equations, the theory of modeling and control were used in the work, operator methods of representing systems were used, calculations were performed in the LabVIEW programming environment.

**The results of the study.** Mathematical models and precise methods of synthesis of single-circuit tracking systems have been developed, allowing for the construction of the structure taking into account the control and disturbing influences. It is established that in a tracking system with a proportional position controller, the optimal transition process can be provided only by the control action, and in a system with a PI-position controller – by both effects.

The obtained method of synthesis of tracking systems can be used in the design of highly dynamic single-circuit tracking electric drives by industrial and design enterprises.

The presented method of synthesis of tracking electric drives, taking into account two influences, should be developed in the future for three-circuit and other tracking systems.

**Conclusions.** A tracking system with a PI-position controller allows for an optimal transition process through both control channels. The virtual device and the simulation model of the tracking system make it possible to significantly simplify and speed up the design process of tracking systems and avoid making erroneous decisions.

#### References

1. Pozdeev A.D., ed., Donskoi N.V., Ivanov A.G., Nikitin V.M., Pozdeev A.D. *Dinamika ventil'nogo elektroprivoda postoyannogo toka* [Dynamics of a DC valve electric drive]. Moscow, Energiya Publ., 1975, 224 p.
2. Egorov I.N. *Pozitsionno-silovoe upravlenie mekhatronnymi ustroystvami* [Positional-force control of mechatronic devices]. Vladimir, Vladimir State University Publ., 2010. 192 p.
3. Ermolenko A. I., Korshunov A. I. *Raschet tsifrovyykh sledyashchikh sistem kombinirovannogo upravleniya s ispol'zovaniem predel'noi nepreryvnoi modeli. Ch. I. Postroenie predel'noi nepreryvnoi modeli.* [Calculation of digital tracking systems of combined control using a limiting continuous model. Part I. Construction of a limit continuous model]. *Izvestiya vuzov. Priborostroenie*, 2019, vol. 62, no. 5, pp. 411–418.
4. Ivanov V.M. *Dinamicheskaya kompensatsiya parametrov v sledyashchikh elektroprivodakh* [Dynamic compensation of parameters in servo electric drives]. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii. Elektromekhanika*, 2021, vol. 64, no. 3, pp. 36–44.
5. Kononov A.M., Korshunov A.I. *Tsifrovaya sledyashchaya sistema s konechnym vremenem polnogo zatukhaniya svobodnogo protsessa i zadannym poryadkom astatizma* [Digital tracking system

with a finite time of complete decay of a free process and a given order of astatism]. *Izvestiya vuzov. Priborostroenie*, 2020, vol. 63, no. 10, pp. 888–896.

6. Korshunov A.I. *Tsifrovaya sledyashchaya sistema s konechnym vremenem zatukhaniya svobodnogo protsesssa* [Digital tracking system with finite decay time of a free process]. *Izvestiya vuzov. Priborostroenie*, 2019, vol. 62, no. 12, pp. 1078–1086.

7. Klyuchev V.I. *Teoriya elektroprivoda* [Electric drive theory]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 2001, 704 p.

8. Okhotkin G.P. *Analiz sistem regulirovaniya toka neposredstvennykh preobrazovatelei chastyoty* [Analysis of current control systems for direct frequency converters]. *Elektromekhanika*, 1992, no. 3, pp. 66–70.

9. Okhotkin G.P. *Razrabotka metodiki sinteza releinykh regulyatorov SAR toka pri simmetrichnoi i diagonal'noi kommutatsiyakh tranzistorov VP* [Development of a methodology for the synthesis of relay regulators of ACS current for symmetrical and diagonal switching of VP transistors]. *Vestnik Chuvashskogo universiteta*, 2014, no. 2, pp. 66–74.

10. Semenov D., Serebryakov A., Chernov E. *Avtomatika*. Moscow, Urait, 2023. 477 p.

11. Chestnov V.N. *Sintez mnogomernykh sistem po inzhenernym kriteriyam kachestva na osnove H<sub>2</sub>-optimizatsii* [Synthesis of multidimensional systems according to engineering quality criteria based on H<sub>2</sub>-optimization]. *Avtomatika i telemekhanika*, 2019, no. 10, pp. 132–152.

12. Yavorskii V.N., Makshanov V.I., Ermolin V.P. *Proektirovanie nelineinykh sledyashchikh sistem s tiristornym upravleniem ispolnitel'nykh dvigatelem*. [Design of nonlinear servo systems with thyristor control of the executive motor]. Leningrad, Energiya Publ., 1978, 208 p.

13. Jeffrey Travis, Jim Kring. *LabVIEW for Everyone: Graphical Programming Made Easy and Fun* (3<sup>rd</sup> ed.). (National Instruments Virtual Instrumentation Series). Prentice Hall PTR, 2006, 1032 p.

---

**GRIGORY P. OKHOTKIN – Doctor of Technical Sciences, Professor, Dean of the Faculty of Radioelectronics and Automatics, Head of Department of Automation and Management in Technical Systems, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (elius@list.ru; ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-9410-7380>).**

---

**Формат цитирования:** Охоткин Г.П. Разработка прямой методики синтеза и оценки динамических свойств следящего электропривода // Вестник Чувашского университета. – 2024. – № 2. – С. 116–129. DOI: 10.47026/1810-1909-2024-2-116-129.