

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
СОДЕРЖАНИЕ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ	4
Лабораторная работа 1. ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ТИПОВЫХ ЛИНЕЙНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ ЗВЕНЬЕВ	4
Лабораторная работа 2. ИССЛЕДОВАНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ ЛИНЕЙНЫХ ЗАМКНУТЫХ СИСТЕМ.....	8
Лабораторная работа 3. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ ТИПОВЫХ ЗВЕНЬЕВ НА КАЧЕСТВО ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ ЛИНЕЙНОЙ САР.....	11
Лабораторная работа 4. ИССЛЕДОВАНИЕ ТОЧНОСТИ ЛИНЕЙНЫХ СТАЦИОНАРНЫХ СИСТЕМ	16
Лабораторная работа 5. СИНТЕЗ КОРРЕКТИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ	21
Лабораторная работа 6. ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ЛИНЕАРИЗАЦИИ НЕЛИНЕЙНОСТЕЙ.....	23
Лабораторная работа 7. ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ КВАНТОВАНИЯ ПО ВРЕМЕНИ И УРОВНЮ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ	27
Лабораторная работа 8. СИНТЕЗ ЦИФРОВЫХ РЕГУЛЯТОРОВ.....	30
Лабораторная работа 9. ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДИКИ СИНТЕЗА МОДАЛЬНОГО РЕГУЛЯТОРА	37
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.....	44
ПРИЛОЖЕНИЯ	45
Приложение 1. Операционная среда Matlab 6.x.....	45
Приложение 2. Пакет моделирования динамических систем Simulink.....	47
Приложение 3. Правила построения блок-схем.....	60
Приложение 4. О вспомогательных функциях пакета Matlab.....	62

ВВЕДЕНИЕ

Лабораторный практикум по дисциплине «Теория автоматического управления» включает в себя 9 лабораторных работ, которые выполняются на персональном компьютере с использованием приложения Simulink пакета Matlab версий 6.0, 6.1, 6.5, 7.0 или более поздних.

Перед выполнением лабораторных работ студент должен самостоятельно ознакомиться с основами работы в этом пакете, используя техническую литературу по этому вопросу [7, 8] и приложение к лабораторному практикуму.

Отчет по лабораторной работе может быть выполнен от руки или набран на компьютере. Все лабораторные работы, кроме первой, требуют предварительной подготовки, т.е. ряд теоретических расчетов должен быть выполнен заблаговременно

СОДЕРЖАНИЕ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ

Лабораторная работа 1. ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ТИПОВЫХ ЛИНЕЙНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ ЗВЕНЬЕВ

Цель работы: практически освоить технику моделирования и исследования линейных САР в приложении Simulink пакета Matlab; получить переходные и частотные характеристики типовых линейных динамических звеньев: интегрирующего, апериодического, изодромного, колебательного и звена чистого запаздывания.

Задание к работе

1. Собрать схему рис. 1. Получить переходные функции (реакцию на единичное ступенчатое воздействие $1(t)$) типовых звеньев:

- а) интегрирующего $W(p) = \frac{1}{Tp}$;
- б) апериодического $W(p) = \frac{k}{Tp+1}$;
- в) изодромного $W(p) = k \frac{Tp+1}{p}$;
- г) колебательного $W(p) = \frac{k}{T^2 p^2 + 2\xi Tp + 1}$;
- д) чистого запаздывания $W(p) = e^{-Tp}$.

В отчете по работе изобразить все переходные функции на одном рисунке.

2. Построить частотные характеристики (амплитудную и фазовую) двух типовых звеньев (апериодического и колебательного), используя для этого гармонический входной сигнал с амплитудой $A_{\text{вх}}=1$ и частотами ω_i : $0,05/T$; $0,1/T$; $0,2/T$; $1/T$; $5/T$; $10/T$; $20/T$, где ω_i – круговая частота, рад / с; T – постоянная времени звена, с. Схема моделирования представлена на рис. 2. Результаты измерений и расчетов для каждого звена поместить в табл. 1.

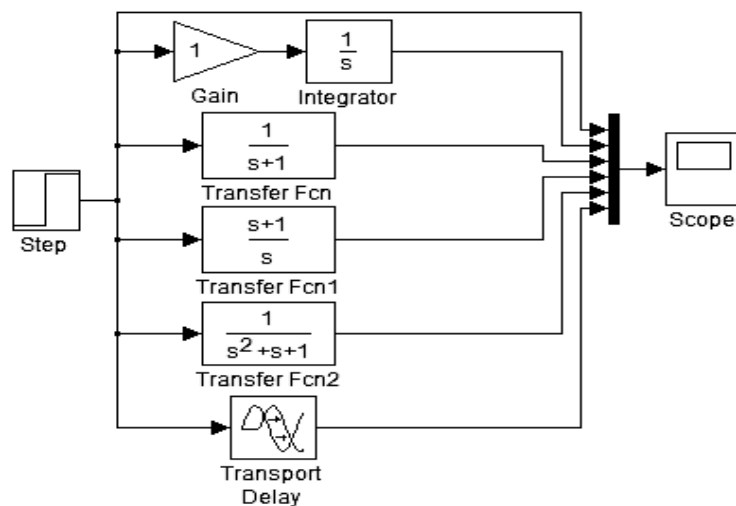


Рис. 1. Схема модели в Simulink для $k = 1$, $T = 1$, $\xi = 0,5$

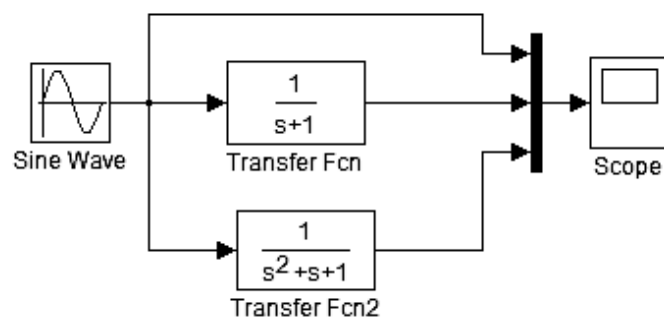


Рис. 2. Схема для снятия частотных характеристик

Таблица 1

Результаты экспериментов

i	ω_i , рад / с	$A(\omega_i) = A_{\text{вых}i}$	Δt_i , с	$\varphi(\omega_i)$, рад	$L(\omega_i)$, дБ
Апериодическое звено					
1	$0,05 / T$				
2	$0,1 / T$				
3	$0,2 / T$				
4	$1 / T$				
5	$5 / T$				
6	$10 / T$				
7	$20 / T$				
Колебательное звено					
1	$0,05 / T$				
2	$0,1 / T$				
3	$0,2 / T$				
4	$1 / T$				
5	$5 / T$				
6	$10 / T$				
7	$20 / T$				

3. По данным, полученным в п. 2, построить логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики апериодического и колебательного звеньев.

РЕКОМЕНДАЦИИ

1. Для более быстрого выполнения работы исследуйте все звенья одновременно, т.е. создайте схему из всех заданных звеньев (см. рис. 1).

2. Для построения частотных характеристик используется синусоидальный задающий сигнал. Снятие частотных характеристик производится так же, как это делается на реальных объектах с помощью генератора и осциллографа или специального измерительного комплекса. Для этого в интересующем диапазоне частот выбирают ряд частот ω_i ($i = 1, 2, 3, \dots n$), для которых определяется реакция звена на синусоидальный входной сигнал и измеряется отношение амплитуд выходного $A_{\text{вых}i}$ и входного $A_{\text{вх}i}$ сигналов, а также временной сдвиг в секундах между входным и выходным сигналами Δt_i . Таким образом, значение АЧХ на частоте ω_i находится как

$$A(\omega_i) = A_{\text{вых}i} / A_{\text{вх}i}, \quad (1)$$

а значение ФЧХ в радианах

$$\varphi(\omega_i) = \Delta t_i \omega_i \quad (2)$$

или в градусах

$$\varphi(\omega_i) = \frac{180}{\pi} \Delta t_i \omega_i. \quad (3)$$

Получив таким образом ряд значений АЧХ и ФЧХ, можно по точкам произвести их построение. Для построения логарифмических частотных характеристик необходимо воспользоваться формулой

$$L(\omega_i) = 20 \lg(A(\omega_i)). \quad (4)$$

3. Для удобства расчетов рекомендуется амплитуду входного гармонического сигнала $A_{\text{вх}}$ выбрать равной 1. Тогда $A(\omega_i) = A_{\text{вых}i}$.

4. Измерение $A_{\text{вых}i}$ и Δt_i необходимо производить по завершении переходных процессов, связанных с подачей на вход гармонического сигнала,

как это показано на рис. 3. Для этого время расчета нужно выбрать достаточно большим (по крайней мере, в несколько раз больше, чем постоянная времени звена T), а на экран вывести последний участок процесса длительностью 1,5–2 периода синусоиды.

Индивидуальные данные по каждому варианту приведены в табл. 2.

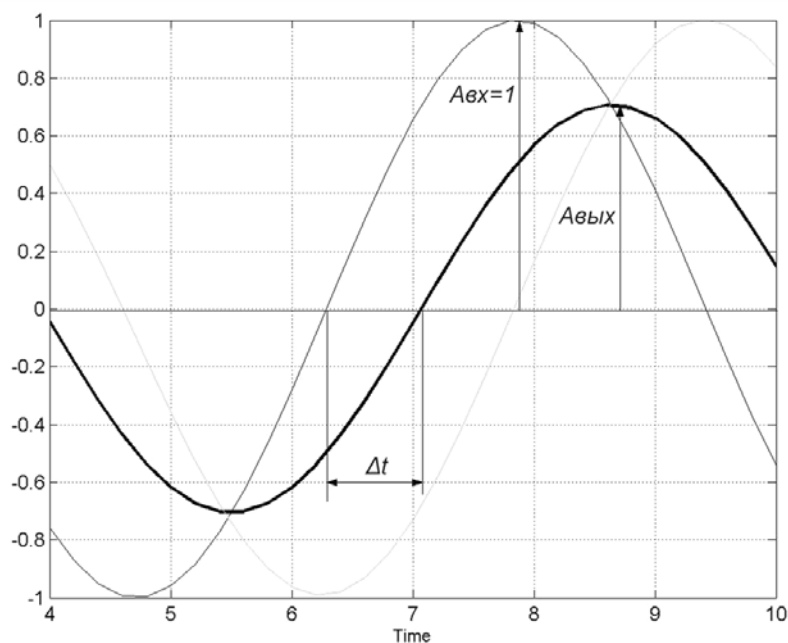


Рис. 3. Пример измерения $A_{\text{вых}i}$ и Δt_i

Таблица 2

Индивидуальные данные

Номер варианта	k	$T, \text{с}$	ξ
1	1	0,1	0,5
2	2	0,2	0,4
3	3	0,3	0,6
4	4	0,4	0,3
5	5	0,5	0,4
6	6	0,6	0,5
7	7	0,7	0,6
8	8	0,8	0,3
9	9	0,9	0,4
10	0,5	1,0	0,5

Содержание отчета

1. Название и цель работы, индивидуальные данные.
2. Схемы моделирования.

3. Переходные функции типовых звеньев, построенные на одном рисунке.
4. Таблица 1 с результатами измерения частотных характеристик.
5. Логарифмические частотные характеристики апериодического и колебательного звеньев, построенные по результатам расчетов в табл. 1.
6. Выводы по работе.

Лабораторная работа 2. ИССЛЕДОВАНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ ЛИНЕЙНЫХ ЗАМКНУТЫХ СИСТЕМ

Цель работы: *практически освоить методы исследования устойчивости линейных замкнутых САР; исследовать влияние параметров САР на ее устойчивость.*

Краткие теоретические сведения

Одной из важнейших характеристик системы автоматического регулирования является устойчивость, от которой зависит работоспособность системы. Из всех известных критериев устойчивости в данной работе рассматриваются только два: критерий Гурвица и критерий Найквиста.

Критерий Гурвица формулируется следующим образом: *замкнутая система n-го порядка, описываемая характеристическим уравнением*

$$a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_{n-1} p + a_n = 0, \quad (5)$$

устойчива, если при $a_0 > 0$ положительны определитель Гурвица и все его диагональные миноры, т.е. $\Delta_i > 0$, где $i = 1, 2, \dots, n$. Определитель Гурвица размерности $n \times n$ имеет вид:

$$\Delta_n = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & a_5 & a_7 & \dots & 0 \\ a_0 & a_2 & a_4 & a_6 & \dots & 0 \\ 0 & a_1 & a_3 & a_5 & \dots & 0 \\ 0 & a_0 & a_2 & a_4 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{vmatrix}. \quad (6)$$

В частности, для системы четвертого порядка, которая рассматривается в данной работе, критерий Гурвица сводится к следующим неравенствам:

$$\begin{aligned} a_0 > 0; \quad a_1 > 0; \quad a_2 > 0; \quad a_3 > 0; \quad a_4 > 0; \\ a_1 a_2 a_3 - a_0 a_3^2 - a_1^2 a_4 > 0. \end{aligned} \quad (7)$$

Используя эти неравенства, можно определить граничные (критические) значения параметров САР (коэффициентов и постоянных времени), при которых система выходит на границу устойчивости.

Основная формулировка критерия Найквиста: *линейная система автоматического регулирования устойчива, если амплитудно-фазовая частотная характеристика (годограф) $G(j\omega)$ разомкнутого контура не охватывает точку с координатами $(-1, j0)$.*

При анализе устойчивости по логарифмическим частотным характеристикам используют разновидность основной формулировки критерия Найквиста: *линейная система устойчива, если при достижении фазовой частотной характеристикой значения -180° логарифмическая амплитудная частотная характеристика будет отрицательной.*

На основе этого критерия могут быть найдены запасы устойчивости по амплитуде ΔL и фазе $\Delta\varphi$, которые определяют критический коэффициент усиления САР $k_{кр}$ и постоянную времени звена чистого запаздывания $\tau_{кр}$, приводящие систему на границу устойчивости, из следующих соотношений:

$$\Delta L = 20 \lg k_{кр}; \quad \Delta\varphi = \tau_{кр} \omega_c, \quad (8)$$

где ω_c – частота среза разомкнутой системы.

Задание к работе

1. Для приведенной на рис. 4 схемы определить (при $k = 1$ и $\tau = 0$):

а) устойчивость САР по критерию Гурвица; критическое значение коэффициента $k_{кр}$, при котором САР находится на границе устойчивости;

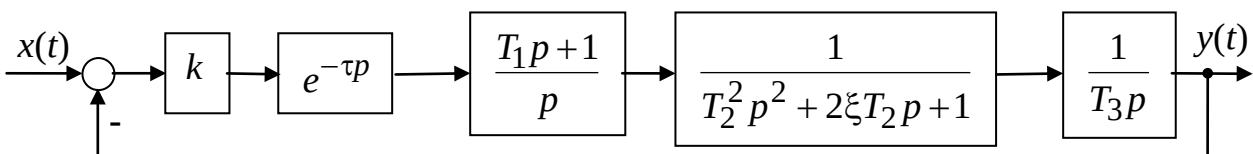


Рис. 4. Структурная схема замкнутой системы

б) построив асимптотические ЛАЧХ и ЛФЧХ (см. Приложение 4), – устойчивость САР по критерию Найквиста; запасы устойчивости по амплитуде ΔL и фазе $\Delta \varphi$; из соотношений (8) – критическое значение коэффициента $k_{кр}$ и постоянной времени $\tau_{кр}$, при которых система выходит на границу устойчивости.

2. С помощью приложения Simulink пакета Matlab построить реакцию замкнутой САР на единичное ступенчатое воздействие (при $k = 1$ и $\tau = 0$) и убедиться в устойчивости системы. Рекомендуемая схема модели представлена на рис. 5.

3. Построить переходную функцию замкнутой САР при $\tau = 0$ и трех значениях коэффициента k : $k = 0,9k_{кр}$; $k = k_{кр}$; $k = 1,1k_{кр}$. Убедиться в том, что найденное значение $k_{кр}$ соответствует границе устойчивости.

4. Построить переходную функцию замкнутой САР при $k = 1$ и трех значениях постоянной времени τ : $\tau = 0,9\tau_{кр}$; $\tau = \tau_{кр}$; $\tau = 1,1\tau_{кр}$. Убедиться в том, что найденное значение $\tau_{кр}$ соответствует границе устойчивости.

Индивидуальные данные по каждому варианту приведены в табл. 3.

Таблица 3

Индивидуальные данные

Номер варианта	T_1, c	T_2, c	ξ	T_3, c
1	0,1	0,01	0,7	0,015
2	0,2	0,02		0,025
3	0,3	0,03		0,035
4	0,4	0,04		0,045
5	0,5	0,05		0,055
6	0,6	0,06		0,065
7	0,7	0,07		0,075
8	0,8	0,08		0,09
9	0,9	0,09		0,1
10	1,0	0,1		0,11

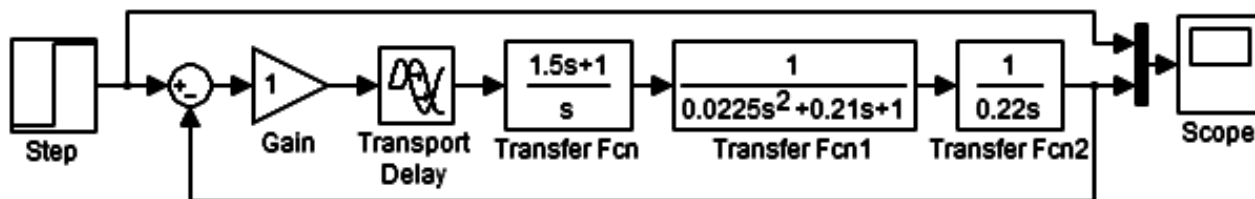


Рис. 5. Схема для моделирования в Simulink

Содержание отчета

1. Название и цель работы, индивидуальные данные.
2. Расчет $k_{кр}$ и $\tau_{кр}$ по критериям Гурвица и Найквиста.
3. Схемы моделирования.
4. Переходные функции системы, полученные в п. 2–4.
5. Выводы по работе.

Лабораторная работа 3. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ ТИПОВЫХ ЗВЕНЬЕВ НА КАЧЕСТВО ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ ЛИНЕЙНОЙ САР

Цель работы: изучение качества процессов в заданной системе при изменении параметров каждого звена; изучение связи показателей качества переходного процесса с параметрами частотных характеристик.

Краткие теоретические сведения

Для оценки качества работы системы рассматривается ее реакция на одно из типовых воздействий. Наиболее часто в качестве такого воздействия выбирают ступенчатый сигнал $x(t) = 1(t)$. Реакция системы на такой сигнал называется переходной функцией $h(t)$. Типовой вид переходной функции представлен на рис. 6.

Здесь:

$h(\infty)$ – установившееся значение переходной функции;

$\varepsilon(\infty)$ – установившаяся (статическая) ошибка;

t_3 – время задержки;

t_1 – время первого согласования;

t_M – время достижения максимума;

t_{Π} – время переходного процесса;

σ – величина перерегулирования.

Этой переходной функции соответствует типовая логарифмическая амплитудная частотная характеристика (ЛАЧХ) разомкнутой САР, представленная на рис. 7.

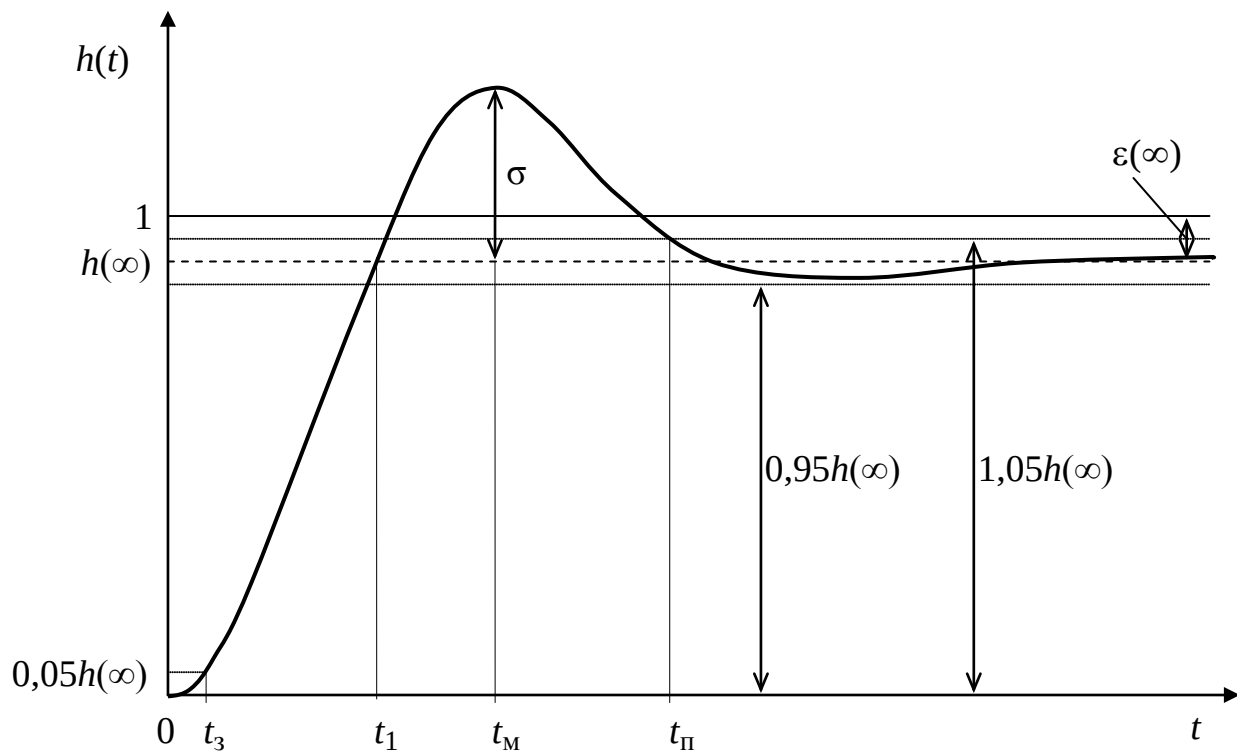


Рис. 6. Переходная функция и показатели качества замкнутой системы

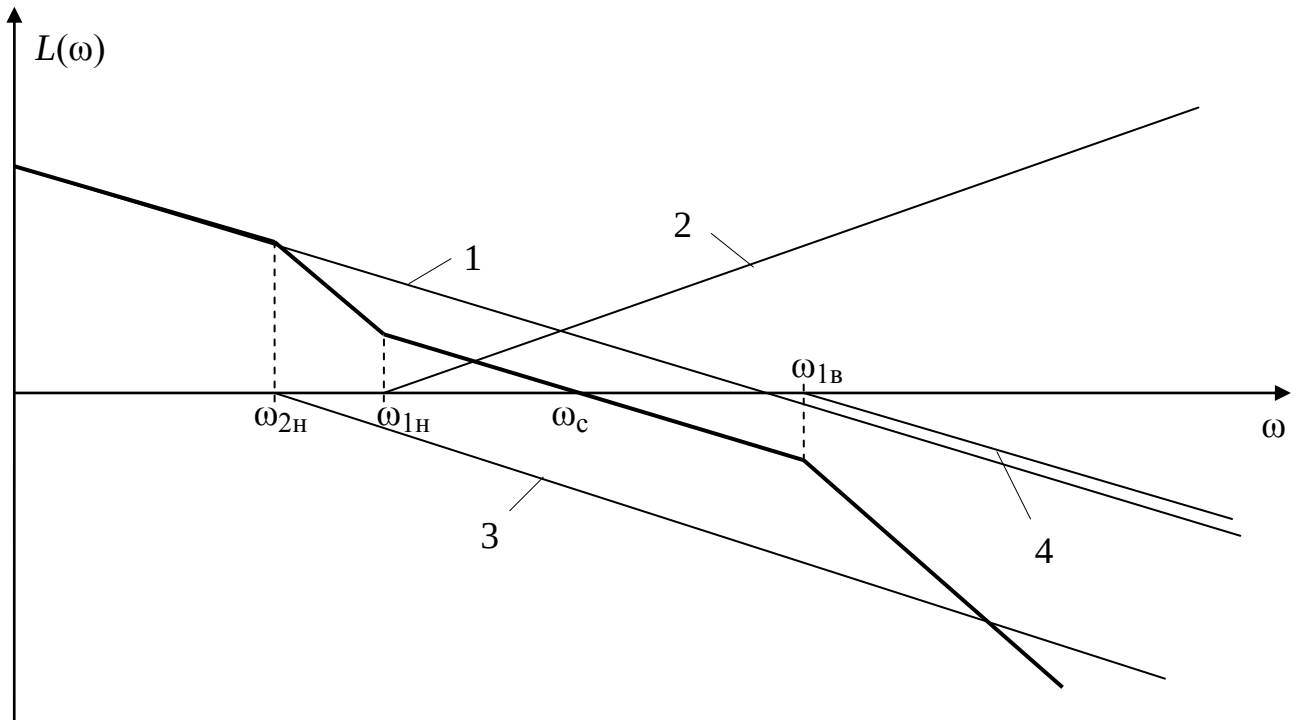


Рис. 7. ЛАЧХ разомкнутой системы

Такую ЛАЧХ принято делить на три области, каждая из которых характеризует определенные свойства системы. Качество САР связано с видом и параметрами ЛАЧХ следующим образом:

1. Низкочастотная область ($\omega < \omega_{2H}$) определяет свойства системы в установившихся режимах:

$$\varepsilon(\infty) = \frac{1}{1+k_o}, \quad (9)$$

где $k_o = \lim_{\omega \rightarrow 0} A(\omega)$; $A(\omega)$ – АЧХ разомкнутой САР.

2. Среднечастотная область ($\omega_{1H} < \omega < \omega_{1B}$) определяет в основном динамические свойства системы:

$$\begin{aligned} t_1 &\approx (1,5 - 2) / \omega_c; \\ t_M &\approx \pi / \omega_c; \\ t_{\Pi} &\approx t_M + 2 / \omega_{1H}; \\ \sigma &\approx 1 - \sin \Delta\varphi, \end{aligned} \quad (10)$$

где $\Delta\varphi$ – запас устойчивости по фазе.

3. Высокочастотная область ($\omega > \omega_{1B}$) определяет время задержки

$$t_3 \approx \frac{1}{\omega_{1B}} + \frac{1}{\omega_{2B}} + \dots, \quad (11)$$

а также влияет на помехоустойчивость системы.

Асимптотическую ЛАЧХ разомкнутой системы (см. рис. 7) можно представить как сумму ЛАЧХ типовых звеньев, а саму систему – как последовательное соединение этих звеньев, как это показано на рис. 8.

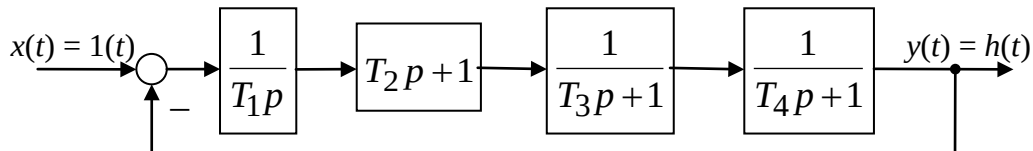


Рис. 8. Структурная схема замкнутой системы

Задание к работе

1. По заданным значениям $T_1 - T_4$ построить асимптотическую ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой системы. По (10), (11) определить ориентировочные значения показателей качества $\sigma, t_{\Pi}, t_M, t_1, t_3, \varepsilon(\infty)$.

2. Построить в Simulink переходную функцию $h(t)$ системы при заданных значениях параметров $T_1 - T_4$. Найти показатели качества $\sigma, t_{\Pi}, t_M, t_1, t_3, \varepsilon(\infty)$. Сравнить их с полученными в п. 1 по приближенным формулам.

3. Исследовать влияние типовых звеньев на вид и показатели качества переходной функции $h(t)$, для чего:

а) построить асимптотические ЛАЧХ разомкнутой САР при изменении постоянных времени $T_1 - T_4$ каждого звена на 10% в сторону увеличения и уменьшения. По приближенным формулам рассчитать, как при этом изменяются показатели качества;

б) в Simulink построить переходные функции системы при поочередном увеличении и уменьшении постоянных времени $T_1 - T_4$ на 10 % и определить показатели качества. Схема модели представлена на рис. 9. Блоки *Constant* введены в схему для удобства измерения показателей качества.

Результаты расчетов и измерений занести в табл. 4.

Индивидуальные данные по каждому варианту приведены в табл. 5.

Содержание отчета

- 1. Название и цель работы, индивидуальные данные.
- 2. ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой САР при заданных значениях параметров.
- 3. Схема моделирования.
- 4. Таблица 4.
- 5. Выводы по работе.

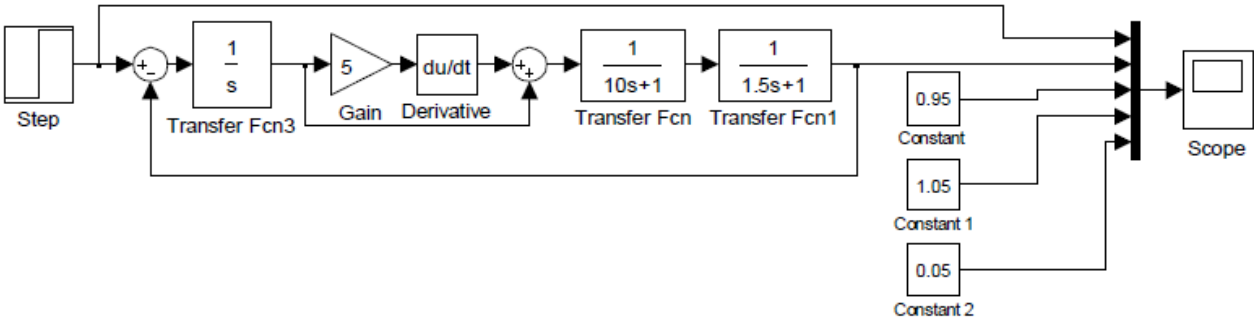


Рис. 9. Схема модели

Таблица 4

Результаты расчетов и экспериментов

№ п/п	Значения параметров $T_1 - T_4$	σ , %		t_{II} , с		t_M , с		t_1 , с		t_3 , с	
		расч.	изм.	расч.	изм.	расч.	изм.	расч.	изм.	расч.	изм.
1	Заданные										
2	T_1 увелич. на 10 %										
3	T_1 уменьш. на 10 %										
4	T_2 увелич. на 10 %										
5	T_2 уменьш. на 10 %										
6	T_3 увелич. на 10 %										
7	T_3 уменьш. на 10 %										
8	T_4 увелич. на 10 %										
9	T_4 уменьш. на 10 %										

Индивидуальные данные

Номер варианта	$T_1, \text{с}$	$T_2, \text{с}$	$T_3, \text{с}$	$T_4, \text{с}$
1	0,05	0,25	0,5	0,07
2	0,1	0,5	1,0	0,15
3	0,15	0,75	1,5	0,22
4	0,2	1,0	2,0	0,3
5	0,25	1,25	2,5	0,37
6	0,3	1,5	3,0	0,45
7	0,35	1,75	3,5	0,52
8	0,4	2,0	4,0	0,6
9	0,45	2,25	4,5	0,67
10	0,5	2,5	5,0	0,75

Лабораторная работа 4. ИССЛЕДОВАНИЕ ТОЧНОСТИ ЛИНЕЙНЫХ СТАЦИОНАРНЫХ СИСТЕМ

Цель работы: изучение способов оценки и методов измерения установившихся систематических ошибок линейных систем.

Краткие теоретические сведения

Задача исследования точности автоматической системы состоит в определении ее систематических ошибок и вероятностных характеристик случайных ошибок. В данной работе рассматривается лишь первая задача. Систематическая ошибка представляет собой разность между требуемым (желаемым) полезным сигналом и фактическим выходным сигналом.

В большинстве систем требуемый сигнал $y_{\text{ж}}(t)$ принимается равным входному сигналу системы $x(t)$.

Пусть передаточная функция замкнутой САР есть $\Phi(p)$. Тогда фактический выходной полезный сигнал $y(t)$ может быть найден следующим образом (с использованием разложения в ряд Маклорена):

$$y(t) = \Phi(0)x(t) + \left. \frac{d\Phi(p)}{dp} \right|_{p=0} \frac{dx}{dt} + \left. \frac{1}{2} \frac{d^2\Phi(p)}{dp^2} \right|_{p=0} \frac{d^2x}{dt^2} + \dots = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\Phi^{(k)}(0)}{k!} x^{(k)}(t).$$

Согласно определению установившаяся систематическая ошибка равна

$$\varepsilon(t) = y_{\text{ж}}(t) - y(t) = x(t) - y(t).$$

Подставив значение $y(t)$ в выражение для $\varepsilon(t)$, получим:

$$\varepsilon(t) = (1 - \Phi(0))x(t) + \left. \frac{d\Phi(p)}{dp} \right|_{p=0} \frac{dx}{dt} + \frac{1}{2!} \left. \frac{d^2\Phi(p)}{dp^2} \right|_{p=0} \frac{d^2x}{dt^2} + \dots$$

Обозначим

$$C_0 = 1 - \Phi(0); \quad C_1 = \left. \frac{d\Phi(p)}{dp} \right|_{p=0}; \quad \dots \quad C_k = \Phi^{(k)}(0).$$

Тогда

$$\varepsilon(t) = C_0 + C_1 \frac{dx}{dt} + \frac{C_2}{2!} \frac{d^2x}{dt^2} + \frac{C_3}{3!} \frac{d^3x}{dt^3} + \dots = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{C_k}{k!} x^{(k)}(t).$$

Величины C_k называют коэффициентами ошибок. Первые три коэффициента носят название соответственно: C_0 – коэффициент статической ошибки; C_1 – коэффициент ошибки по скорости; C_2 – коэффициент ошибки по ускорению.

Коэффициенты ошибок удобнее вычислять с использованием разложения передаточной функции замкнутой системы по ошибке $\Phi_{\varepsilon}(p) = 1 - \Phi(p)$ в ряд по возрастающим степеням p :

$$\Phi_{\varepsilon}(p) = C_0 + C_1 p + \frac{C_2}{2!} p^2 + \frac{C_3}{3!} p^3 + \dots,$$

которое можно получить делением числителя $\Phi_{\varepsilon}(p)$ на его знаменатель.

Система, у которой ни один из коэффициентов ошибок не равен 0, называется статической или астатической нулевого порядка.

Система, для которой $C_0 = C_1 = \dots C_{k-1} = 0; C_k \neq 0$, называется астатической k -го порядка.

Астатическая система k -го порядка обрабатывает без установившейся ошибки любые сигналы, представляющие собой постоянную или полиномы относительно времени не выше $(k-1)$ -й степени. Так, астатическая система

второго порядка обрабатывает без установившейся ошибки сигналы $x(t) = l(t)$ и $x(t) = t l(t)$, а сигнал $x(t) = t^2 l(t)$ будет обрабатываться с установившейся ошибкой, равной

$$\varepsilon_{\text{уст}} = \frac{C_2}{2!} \frac{d^2 x}{dt^2}.$$

Для того, чтобы одноконтурная замкнутая система была астатической k -го порядка, достаточно, чтобы передаточная функция разомкнутой системы $G(p)$ имела полюс k -го порядка в начале координат, то есть

$$G(p) = \frac{\Phi(p)}{1 - \Phi(p)} = \frac{1}{p^k} H(p),$$

где $H(p)|_{p=0} \neq \infty$ и $H(p)|_{p=0} \neq 0$.

При этом логарифмическая амплитудная частотная характеристика (ЛАЧХ) в области низких частот имеет наклон $-20k$ дБ / дек.

Задание к работе

1. На рис. 10 приведены структурные схемы статической (астатической 0-го порядка), астатических 1-го и 2-го порядка систем.

Для этих систем:

- а) построить асимптотические ЛАЧХ по заданным значениям $T_1 - T_3$;
- б) рассчитать коэффициенты ошибок C_0, C_1, C_2 ;
- в) рассчитать установившиеся значения ошибки при $t = 10T_1$ и сигналах на входе $x(t) = l(t)$, $x(t) = t l(t)$ и $x(t) = t^2 l(t)$.

2. Проверить полученные теоретические результаты моделированием в Simulink, для чего:

- а) собрать модель статической системы на рис. 10, а и, подав на ее вход сигнал $x(t) = l(t)$, определить установившуюся ошибку (при $t = 10T_1$);
- б) повторить пункт а) для $x(t) = t l(t)$ и $x(t) = t^2 l(t)$;
- в) повторить пункты а) и б) для астатических систем 1-го и 2-го порядка (рис. 10, б, в). Полученные процессы рекомендуется зарисовать, а вычисленные и измеренные значения ошибки представить в виде табл. 6.

Сравнить экспериментальные результаты с расчетными.

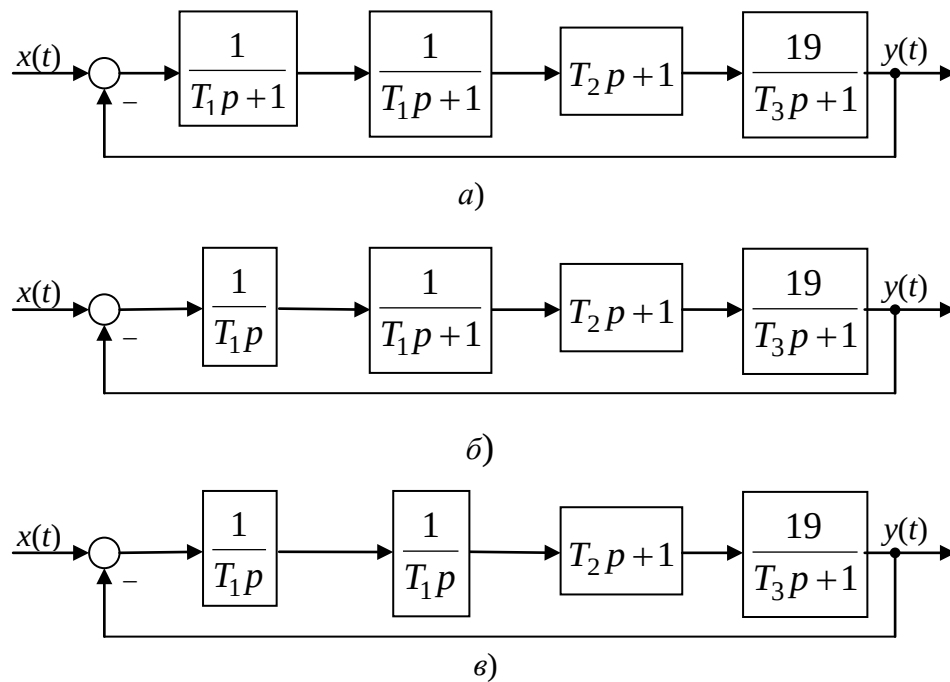


Рис. 10. Структурные схемы статической (а), астатических 1-го (б) и 2-го (в) порядка систем

Индивидуальные данные по каждому варианту приведены в табл. 7.

Таблица 6

Результаты расчетов и экспериментов

Схема	$x(t) = l(t)$		$x(t) = t l(t)$		$x(t) = t^2 l(t)$	
	расч.	измер.	расч.	измер.	расч.	измер.
рис. 10, а (статическая)						
рис. 10, б (астатическая 1-го порядка)						
рис. 10, в (астатическая 2-го порядка)						

Содержание отчета

1. Название и цель работы, индивидуальные данные.
2. Асимптотические ЛАЧХ разомкнутых САР.

3. Расчет коэффициентов ошибок и установившихся ошибок.
4. Схема моделирования.
5. Таблица 6 с результатами расчетов и измерений.
6. Выводы по работе.

Таблица 7

Индивидуальные данные

Номер варианта	T_1, c	T_2, c	T_3, c
1	1,25	0,5	0,05
2	2,5	1,0	0,1
3	3,75	1,5	0,15
4	5,0	2,0	0,2
5	6,25	2,5	0,25
6	7,5	3,0	0,3
7	8,75	3,5	0,35
8	10,0	4,0	0,4
9	11,25	4,5	0,45
10	12,5	5,0	0,5

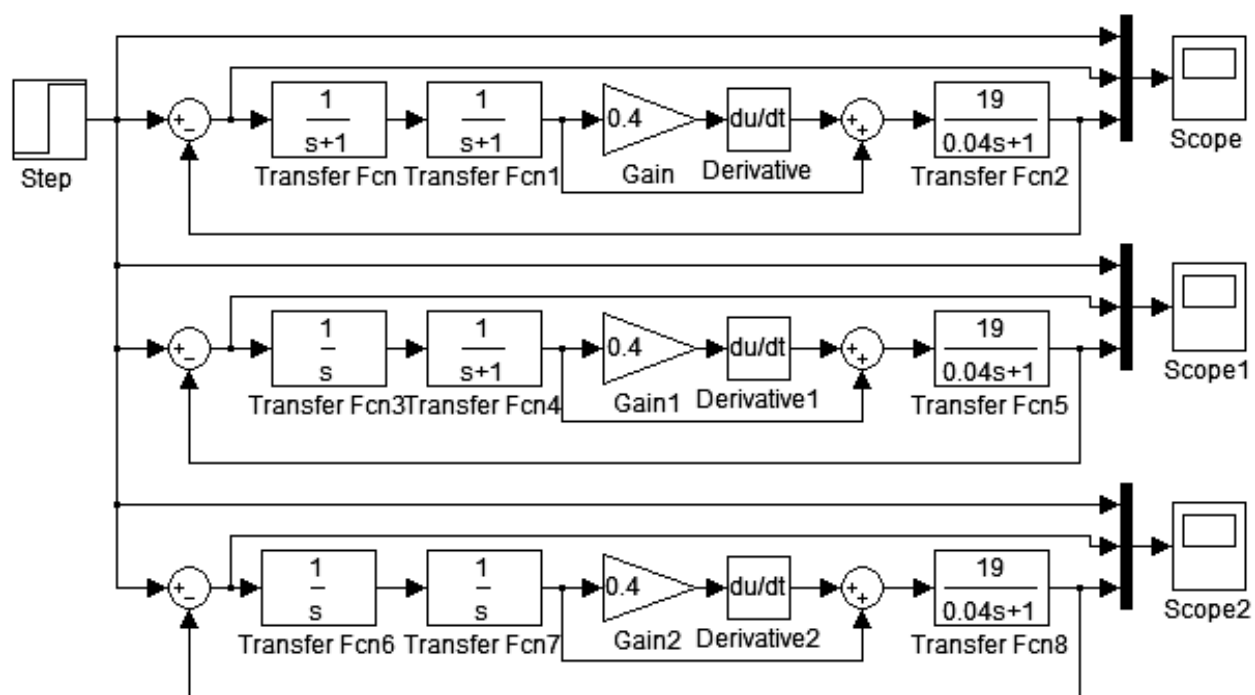


Рис. 11. Схема модели

Лабораторная работа 5. СИНТЕЗ КОРРЕКТИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ

Цель работы: изучение метода последовательной коррекции и процедуры синтеза корректирующих устройств.

Краткие теоретические сведения

Последовательная коррекция в современных системах управления электроприводами получила широкое распространение. Суть ее заключается в том, что последовательно с объектом включается такое корректирующее звено (регулятор), при котором замкнутая система удовлетворяет всем предъявляемым к ней требованиям по качеству и точности.

Методика синтеза последовательного корректирующего устройства включает:

1-й этап. Построение асимптотической ЛАЧХ объекта по известной передаточной функции $W_o(p)$.

2-й этап. Построение желаемой ЛАЧХ разомкнутой системы, которое производится на основе требуемых показателей качества переходной функции системы.

3-й этап. Нахождение ЛАЧХ корректирующего звена путем вычитания ЛАЧХ объекта из желаемой ЛАЧХ.

4-й этап. Определение передаточной функции корректирующего звена по ее известной ЛАЧХ.

5-й этап. Анализ качества и точности по переходной функции замкнутой системы.

В данной работе предлагается синтезировать корректирующее устройство на основе заданных показателей качества замкнутой системы.

Задание к работе

1. Построить асимптотическую ЛАЧХ объекта по заданной передаточной функции

$$W_o(p) = \frac{k}{p(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)(T_3 p + 1)}.$$

2. По заданным показателям качества (см. табл. 8) построить желаемую асимптотическую ЛАЧХ разомкнутой системы.

3. Построить ЛАЧХ корректирующего устройства. Представить его в виде комбинации типовых звеньев, отыскать их параметры.

4. В Simulink построить переходные характеристики для замкнутой системы. Проанализировать соответствие полученных характеристик заданным показателям качества.

5. Если полученные показатели качества не соответствуют заданным, вернуться к п. 2, скорректировать желаемую ЛАЧХ разомкнутой системы и повторить расчет регулятора.

Индивидуальные данные по каждому варианту приведены в табл. 8.

Содержание отчета

1. Название и цель работы, индивидуальные данные.
2. Асимптотические ЛАЧХ объекта, разомкнутой желаемой САР и регулятора, построенные на миллиметровой бумаге.
3. Передаточная функция синтезированного регулятора.
4. Схема моделирования.
5. Переходная функция полученной системы и ее показатели качества.
6. Выводы по работе.

Таблица 8

Индивидуальные данные

Номер варианта	Параметры объекта				Требуемые показатели качества			
	k	$T_1, \text{с}$	$T_2, \text{с}$	$T_3, \text{с}$	$t_1, \text{с}$	$t_m, \text{с}$	$\sigma, \%$	$t_p, \text{с}$
1	0	0,1	0,05	0,02	0,5	0,7	5	1,5
2	0	0,2	0,1	0,04	0,8	1,1	5	2,5
3	0	0,05	0,02	0,01	0,3	0,5	10	1,2
4	0	0,08	0,04	0,02	0,4	0,7	8	1,6
5	1	0,15	0,08	0,04	0,6	0,8	20	1,8
6	5	0,25	0,1	0,04	1,0	1,3	25	2,8
7	50	0,2	0,08	0,05	0,9	1,4	10	3,0
8	25	0,15	0,05	0,025	0,6	0,9	7	1,9
9	20	0,15	0,1	0,04	0,7	1,0	15	2,1
10	40	0,08	0,05	0,03	0,4	0,7	5	1,5

Требуемый порядок астатизма для всех вариантов – **первый**.

Лабораторная работа 6. ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ЛИНЕАРИЗАЦИИ НЕЛИНЕЙНОСТЕЙ

Цель работы: изучение методов линеаризации нелинейностей разложением в ряд и гармонической линеаризации.

Краткие теоретические сведения

Практически любая автоматическая система, в том числе система автоматизированного электропривода, является нелинейной. В большинстве случаев такую систему удастся представить сочетанием типовых линейных динамических звеньев и безынерционных нелинейных элементов. Ряд практически важных задач анализа и синтеза решается путем линеаризации нелинейностей. В данной работе исследуются два наиболее широко используемые в практике электропривода метода линеаризации.

1. Если нелинейная функция $f(x)$ является аналитической в окрестности точки x_0 , т.е. является слабой нелинейностью, то она может быть представлена отрезком ряда Тейлора

$$f(x) \cong f_{\text{л}}(x) = f(x_0) + \left. \frac{df(x)}{dx} \right|_{x=x_0} (x - x_0). \quad (12)$$

Если обозначить

$$\left. \frac{df(x)}{dx} \right|_{x=x_0} = K_{\text{л}}(x_0), \quad x - x_0 = \Delta x, \quad (13)$$

то

$$f_{\text{л}}(x) = f(x_0) + K_{\text{л}}(x_0)\Delta x, \quad (14)$$

где $K_{\text{л}}(x_0)$ – коэффициент усиления линеаризованного звена.

Величина погрешности при замене $f(x)$ на $f_{\text{л}}(x)$ определяется величиной $\Delta f(x) = f(x) - f_{\text{л}}(x)$ и зависит от Δx . При изменении центра разложения изменяется $K_{\text{л}}$, и линеаризованная характеристика, таким образом, сохраняет все основные свойства нелинейного элемента. На закон изменения Δx во времени, т.е. на функцию $\Delta x(t)$ с позиций линеаризации, ограничений не

накладывается. В работе предлагается использовать $\Delta x(t) = a \sin \omega t$. Таким образом, зависимость (1) справедлива в пределах флуктуаций переменной x относительно центра разложения.

2. Если $x(t)$ представляет собой синусоидальный сигнал, т.е.

$$x(t) = a \sin \omega t, \quad (15)$$

а нелинейность $f(x)$ включена на входе линейной системы, для которой выполняется «гипотеза фильтра», то возможна гармоническая линеаризация нелинейности. При этом

$$f(x) \cong f_{\text{л}}(x) = q(a)x + q'(a)\frac{1}{\omega} \frac{dx}{dt}, \quad (16)$$

где $q(a)$, $q'(a)$ – коэффициенты гармонической линеаризации. Для типовых нелинейностей значения этих коэффициентов приводятся в справочной литературе. Для нелинейности на рис. 12 при $a \geq d$

$$q(a) = \frac{2c}{\pi d} \left[\arcsin \frac{d}{a} + \frac{d}{a} \sqrt{1 - \frac{d^2}{a^2}} \right], \quad q'(a) = 0. \quad (17)$$

При изменении амплитуды $x(t)$ изменяются значения $q(a)$ и $q'(a)$ и, таким образом, линеаризованная зависимость $f_{\text{л}}(x)$ сохраняет основные свойства нелинейности $f(x)$.

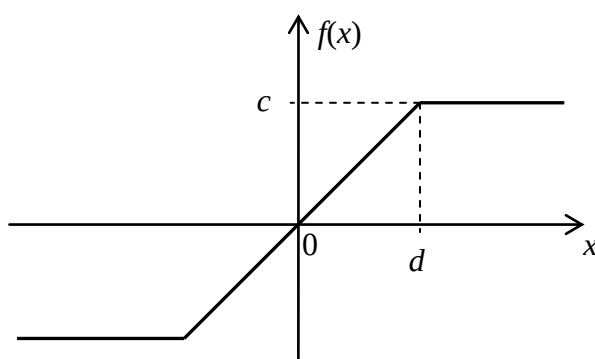


Рис. 12. Нелинейность $f(x)$ типа «ограничение»

Задание к работе

Часть 1. Исследование линеаризации разложением в ряд нелинейности вида $y = \operatorname{tg} x$.

1. Построить зависимость $y = \operatorname{tg} x$ для значений x от $-1,5$ до $1,5$ рад.

2. Линеаризовать нелинейность разложением в ряд при параметрах центра разложения x_{01} и x_{02} и построить ее статические характеристики в тех же координатных осях.

3. Про моделировать процессы в нелинейности и линеаризованной структуре (см. рис. 13) и сопоставить прохождение сигнала $x = x_0 + a \sin \omega t$ через нелинейность и эквивалентную линейную систему при x_0 , соответствующем центру разложения, приняв a равным 0,1 и 0,5.

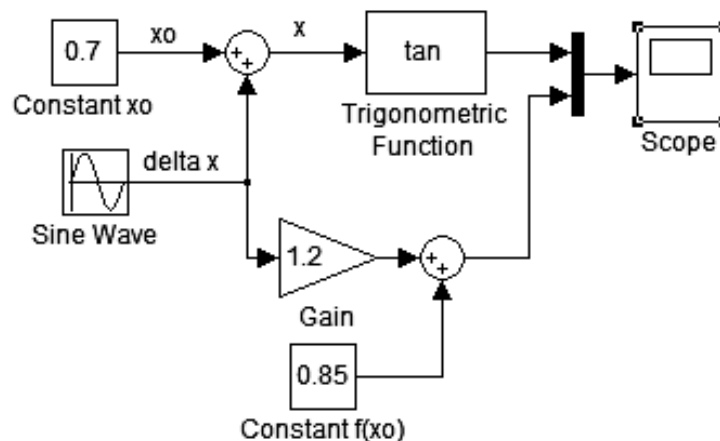


Рис. 13. Схема модели

Часть 2. Исследование метода гармонической линеаризации нелинейности типа «ограничение» (см. рис. 12).

1. Собрать в Simulink схему нелинейной системы рис. 14, как это показано на рис. 15, приняв $c = d = 1$.

2. Установить частоту входного сигнала $\omega = 1,51 / T$ рад/с и, изменяя его амплитуду a от 1 до 5 с шагом 1, снять зависимость амплитуды A_y на выходе. Результаты занести в табл. 9.

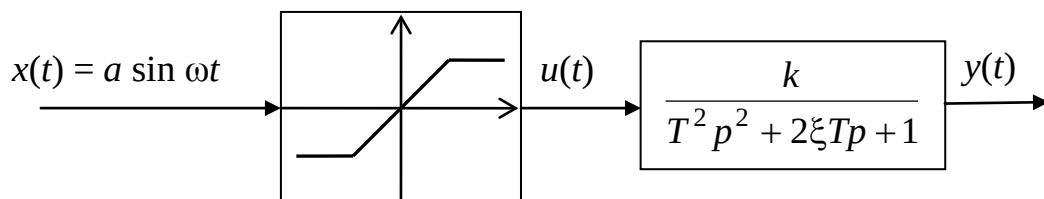


Рис. 14. Структурная схема системы

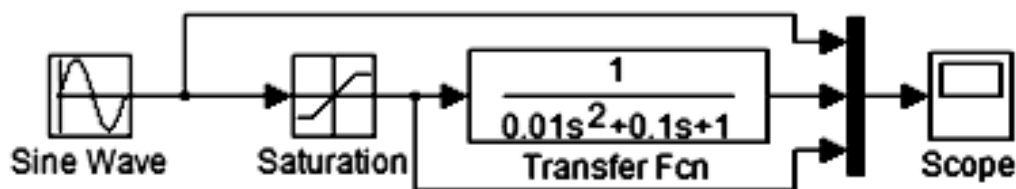


Рис. 15. Схема модели

3. Построить амплитудную частотную характеристику линейного динамического звена в окрестности частоты $1,51 / T$ рад/с и определить $|W(j1,51/T)|$.

Таблица 9

Результаты расчетов и экспериментов

Параметры	a				
	1	2	3	4	5
A_y					
$K(a) = A_y/a$					
$q_3(a)$					
$q_T(a)$					

4. Определить экспериментальное значение коэффициента гармонической линеаризации

$$q_3(a) = \frac{K(a)}{|W(j1,51/T)|}. \quad (18)$$

Результаты занести в табл. 9.

5. Вычислить теоретическое значение $q_T(a)$ по формуле (17) при тех же значениях a . Сравнить теоретические и экспериментальные значения $q(a)$. Сделать выводы о степени и возможности их совпадения.

Содержание отчета

1. Название и цель работы, индивидуальные данные.
2. Зависимость $y = \text{tg } x$, коэффициенты линеаризации для заданных значений x_{10} и x_{20} .
3. Схемы моделирования.
4. Результаты моделирования по рис. 14.

5. Табл. 9 с результатами расчетов и измерений.

6. Выводы по работе.

Индивидуальные данные по каждому варианту приведены в табл. 10.

Таблица 10

Индивидуальные данные

Номер варианта	x_{01}	x_{02}	k	T, c	ξ
1	0,1	– 0,5	1	0,1	0,7
2	0,2	– 0,4	2	0,2	
3	0,3	– 0,3	3	0,3	
4	0,4	– 0,2	4	0,4	
5	0,5	– 0,1	5	0,5	
6	0,6	– 0,1	6	0,6	
7	0,7	– 1,0	7	0,7	
8	0,8	– 0,7	8	0,8	
9	0,9	– 0,6	9	0,9	
10	1,0	– 0,5	10	1	

Лабораторная работа 7. ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ КВАНТОВАНИЯ ПО ВРЕМЕНИ И УРОВНЮ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ

Цель работы: изучение процессов квантования по времени и уровню и их влияния на качество и точность цифровой системы автоматического регулирования.

Краткие теоретические сведения

Для любой цифровой системы автоматического регулирования характерно преобразование непрерывных сигналов в цифровые и цифровых в непрерывные. Первое преобразование включает процессы дискретизации непрерывного сигнала по времени (моделируется квантователем с периодом дискретности T) и по уровню (моделируется нелинейным звеном со ступенчатой статической характеристикой). Восстановление непрерывных сигналов по цифровым производится с помощью экстраполятора, как правило, нулевого порядка. Процессы квантования вносят существенные особенности в

работу системы автоматического регулирования. В данной работе предлагается исследовать влияние процессов квантования по времени и уровню на качество процессов и точность цифровой системы регулирования, структурная схема которой приведена на рис. 16.

Задание к работе

1. Исключив из структурной схемы (см. рис. 16) квантователи и экстраполятор, получить с помощью Simulink (рис. 17) переходную функцию и реакцию на линейно нарастающий сигнал вида $x(t) = t$ непрерывной системы. Оценить показатели качества непрерывной системы t_1 , t_m , t_n , σ и величину установившейся ошибки $\varepsilon_{уст}$.

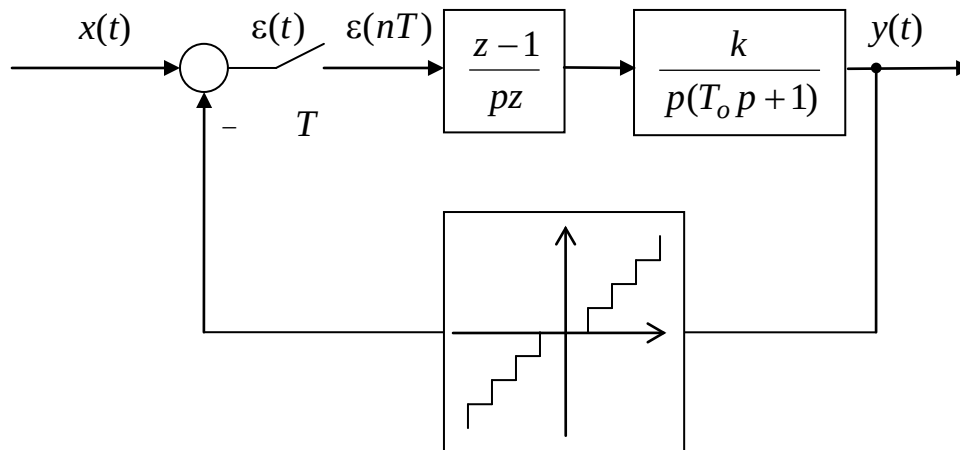


Рис. 16. Структурная схема системы

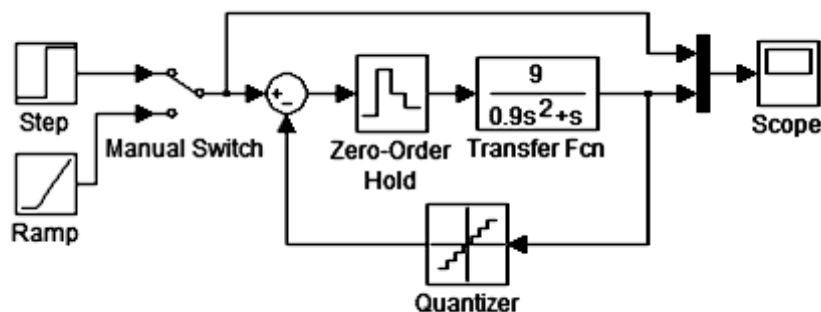


Рис. 17. Схема модели

2. Получить переходную функцию и реакцию на линейно нарастающий сигнал дискретной системы при шаге квантования по времени $T = 0,01$; $0,1$ и $0,5$

и шаге квантования по уровню $d = 0,01$. Оценить показатели качества переходной функции и величину установившейся ошибки.

3. Получить переходную функцию и реакцию на линейно нарастающий сигнал дискретной системы при шаге квантования по времени $T = 0,01$ и шаге квантования по уровню $d = 0,1$ и $0,25$. Оценить показатели качества переходной функции и величину установившейся ошибки. Оформить результаты измерений пп. 1–3 в виде табл. 11.

Таблица 11

Результаты экспериментов

Тип системы	Параметры системы		Показатели качества при $x(t) = 1(t)$				$\varepsilon_{уст}$ при	
	T	d	t_1	t_M	σ	t_H	$x(t) = 1(t)$	$x(t) = t$
Непрерывная	—	—						
Дискретная	0,01	0,01						
	0,1	0,01						
	0,5	0,01						
	0,01	0,1						
	0,01	0,25						

4. Проследить зависимость показателей качества и точности системы от шага квантования по времени T и уровню d . Сделать выводы.

Индивидуальные данные по каждому варианту приведены в табл. 12.

Таблица 12

Индивидуальные данные

Номер варианта	k	T_0, c
1	1	0,1
2	2	0,2
3	3	0,3
4	4	0,4
5	5	0,5
6	6	0,6
7	7	0,7
8	8	0,8
9	9	0,9
10	10	1,0

Содержание отчета

1. Название и цель работы, индивидуальные данные.
2. Схемы моделирования.
3. Табл. 11 с результатами измерения показателей качества и установившейся ошибки для различных значений шага квантования по времени и уровню.
4. Выводы по работе.

Лабораторная работа 8. СИНТЕЗ ЦИФРОВЫХ РЕГУЛЯТОРОВ

Цель работы: изучение традиционных методов синтеза цифровых регуляторов: аппроксимации непрерывных регуляторов цифровыми и прямого аналитического метода.

Краткие теоретические сведения

Аппроксимация непрерывных регуляторов цифровыми – это одна из наиболее распространенных в практике проектирования методик расчета цифровых регуляторов. Суть метода заключается в том, что объект регулирования считается непрерывным и синтез регулятора проводится методами, известными из теории непрерывных систем. Полученный при этом непрерывный регулятор аппроксимируется цифровым. Возможны несколько вариантов аппроксимации.

Наиболее простой способ аппроксимации основывается на представлении интегрального закона регулирования с помощью метода прямоугольников:

$$\frac{1}{p} = \frac{Tz}{z-1}, \text{ или } p = \frac{z-1}{Tz}.$$

Очевидно, что чем меньше выбранное значение периода дискретности, тем больше точность такой аппроксимации. Однако это требует использования микропроцессоров с повышенным быстродействием, что приводит к удорожанию системы.

В качестве примера рассмотрим непрерывный объект управления вида

$$W_o(p) = \frac{k_o}{T_o p + 1}, \quad (19)$$

для которого непрерывный регулятор

$$W_p(p) = k_p \frac{T_o p + 1}{p}$$

с $k_p = 1 / (k_o T_{\text{ж}})$ обеспечивает апериодический процесс с желаемой постоянной времени $T_{\text{ж}}$. Цифровой регулятор, полученный указанным выше способом аппроксимации, имеет вид

$$W_p(z) = k_p \frac{(T_o + T)z - T_o}{z - 1}. \quad (20)$$

Процессы, полученные в замкнутой системе при $T_o=0,1\text{с}$, $k_o=1$, $T_{\text{ж}}=0,01\text{с}$, единичном ступенчатом задающем воздействии и различных периодах дискретности T , представлены на рис. 18.

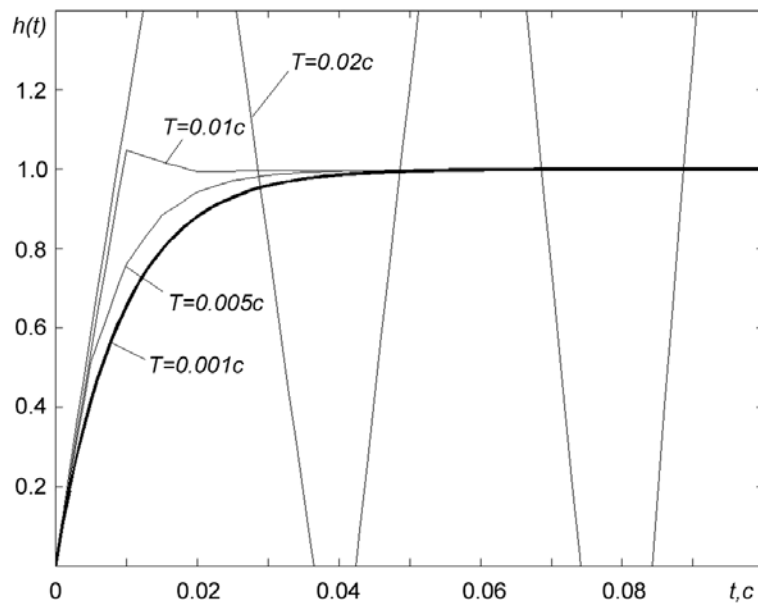


Рис. 18. Переходные процессы в системе с регулятором (20) при различных периодах дискретности

Хорошо видно, что с увеличением периода дискретности процесс в системе все больше отличается от желаемого, а при $T = 0,02\text{с}$ становится неустойчивым.

Поэтому после проведения синтеза этим способом необходимо выполнить проверку на устойчивость и качество цифровой системы.

Хотя анализ полученной системы производится с учетом особенностей цифрового управления, некоторые недостатки решений, принятых на этапе синтеза, не могут быть устранены. К таким недостаткам (а они определяются и использованными методами синтеза непрерывного прототипа регулятора) можно отнести:

а) завышение требований к параметрам управляющей микроЭВМ (быстродействие, разрядность и т.д.), связанное с необходимостью обеспечения достаточно малых периодов дискретности, при которых свойства цифровой системы эквивалентны свойствам непрерывной;

б) недоиспользование динамических возможностей силовой части электропривода в переходных процессах, так как более высокая помехозащищенность и гибкость цифровых систем позволяют использовать более сложные и совершенные (с точки зрения улучшения динамических свойств электропривода) законы управления;

в) возможность возникновения скрытых колебаний координат электропривода, неустойчивости и «негрубости» системы регулирования («негрубой» называется такая система, которая при малом изменении параметров становится неустойчивой);

г) сложность учета запаздывания, присущего цифровым системам управления;

д) возможность получения в некоторых случаях физически нереализуемого регулятора.

Очевидно, что такой подход к синтезу микропроцессорных систем управления электроприводом не всегда позволяет обеспечить максимально возможное использование свойств силовой части и достоинств микропроцессорного управления, однако данный метод синтеза, благодаря своей простоте и использованию хорошо известных из теории непрерывных систем методов, находит достаточно широкое применение.

Синтез дискретных регуляторов прямыми аналитическими методами основывается на использовании соотношений (при условии единичной отрицательной обратной связи)

$$W_p(z) = \frac{G_{\text{ж}}(z)}{W_o(z)} \quad \text{и} \quad G_{\text{ж}}(z) = \frac{\Phi_{\text{ж}}(z)}{1 - \Phi_{\text{ж}}(z)}, \quad (21)$$

где $W_o(z)$ – дискретная передаточная функция объекта регулирования;

$G_{\text{ж}}(z)$, $\Phi_{\text{ж}}(z)$ – желаемые ДПФ разомкнутого и замкнутого контура регулирования соответственно.

В этом случае учет дискретных свойств системы уже на этапе синтеза позволяет получить законы регулирования, обеспечивающие заданное качество даже при относительно больших периодах дискретности.

Вернемся к примеру, рассмотренному выше. Дискретная передаточная функция (ДПФ) объекта с учетом экстраполятора нулевого порядка будет иметь вид

$$W_o(z) = \frac{z-1}{z} Z \left\{ \frac{1}{p} W_o(p) \right\} = \frac{k_o(1-d)}{z-d},$$

где $d = \exp(-T / T_o)$. Задавшись желаемой ДПФ замкнутого контура вида

$$\Phi_{\text{ж}}(z) = \frac{1-a_0}{z-a_0},$$

где $a_0 = \exp(-T / T_{\text{ж}})$, можно получить ДПФ регулятора

$$W_p(z) = k_p \frac{z-d}{z-1}, \quad (22)$$

где $k_p = \frac{1-a_0}{k_o(1-d)}$. Процессы с таким регулятором, как видно из рис. 19,

практически не изменяются при изменении периода дискретности T в тех же пределах, что и на рис. 18, и остаются устойчивыми. При этом выходная переменная системы в моменты квантования точно соответствует желаемому процессу при любых T .

Однако применение такой методики предполагает получение так называемых «компенсационных» регуляторов, которые содержат нули и полюсы объекта регулирования, что во многих случаях недопустимо.

Так, компенсация неустойчивых нулей и полюсов объекта нарушает одно из условий работоспособности замкнутой системы – ее грубость. Компенсация устойчивых нулей объекта вызывает скрытые колебания координат, которые в большинстве случаев нежелательны, так как вызывают дополнительный расход электроэнергии, увеличивают динамические нагрузки в силовой части электропривода.

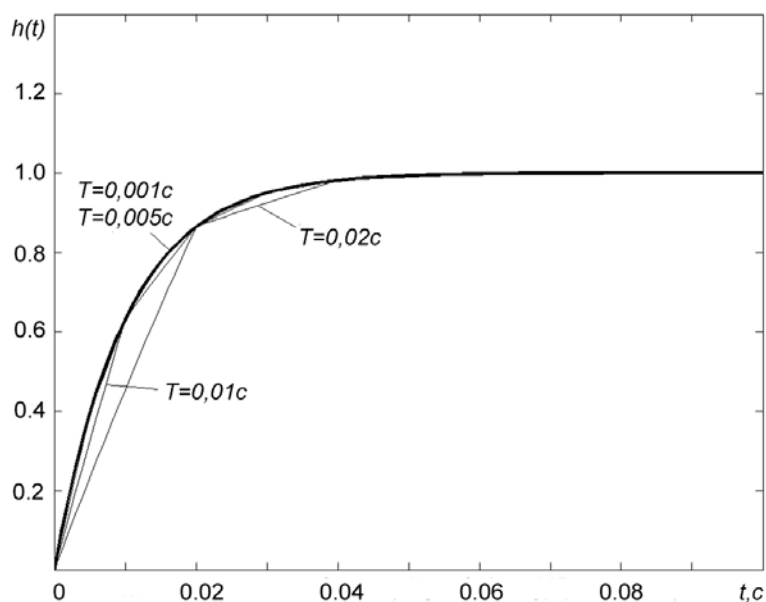


Рис. 19. Переходные процессы в системе с регулятором (22) при различных периодах дискретности

В результате применения этой методики синтеза возможно также получение физически нереализуемого регулятора. Это связано с тем, что при реализации такого алгоритма в разностном уравнении появляются слагаемые, соответствующие «будущим» значениям сигнала ошибки.

Вместе с тем этот подход не учитывает таких специфических свойств цифровых систем, как, например, наличие чистого запаздывания, а значит, не всегда гарантируется работоспособность и реализуемость полученных таким способом алгоритмов.

В связи с этим здесь, как и в предыдущем случае, процесс проектирования может повторяться неоднократно, так как анализ полученных решений с более полным учетом особенностей цифрового управления может дать негативные результаты и потребует повторения процедуры синтеза. Это усложняет процесс проектирования электроприводов с микропроцессорным управлением и не всегда приводит к принятию оптимальных проектных решений, так как по существу является вариантом метода проб.

Задание к работе

Задан объект регулирования с передаточной функцией

$$W_o(p) = \frac{k_o}{p(T_o p + 1)}, \quad (23)$$

который с учетом экстраполятора нулевого порядка имеет ДПФ вида

$$W_o(z) = \frac{k_o(p_1 z + p_0)}{(z-1)(z-d)}, \quad (24)$$

где $p_1 = T - T_o + dT_o$; $p_0 = T_o - d(T_o + T)$; $d = \exp(-T / T_o)$.

Рассмотренными двумя способами выполнить синтез цифрового регулятора, обеспечивающего первый порядок астатизма и показатели качества, соответствующие непрерывной передаточной функции желаемой замкнутой системы вида

$$\Phi_{\text{ж}}(p) = \frac{\Omega^2}{p^2 + 1,414\Omega p + \Omega^2} \quad (25)$$

или дискретной передаточной функции желаемой замкнутой системы вида

$$\Phi_{\text{ж}}(z) = \frac{(1-a_1+a_0)z}{z^2 - a_1 z + a_0}, \quad (26)$$

где Ω – мера быстродействия замкнутой системы (среднегеометрический корень); $a_1 = 2e^{-0,707\Omega T} \cos(0,707\Omega T)$; $a_0 = e^{-1,414\Omega T}$.

Для этого необходимо:

1. Методом прямого аналитического синтеза на основе (23), (25) и формул

$$W_p(p) = \frac{G_{\text{ж}}(p)}{W_o(p)} \text{ и } G_{\text{ж}}(p) = \frac{\Phi_{\text{ж}}(p)}{1 - \Phi_{\text{ж}}(p)}$$

получить передаточную функцию непрерывного регулятора и аппроксимировать его затем цифровым регулятором при $T = 0,1T_0$ и $T = 0,5T_0$.

2. Методом прямого аналитического синтеза на основе (24), (26) и формул (21) синтезировать ДПФ цифрового регулятора при периоде дискретности $T = 0,1T_0$ и $T = 0,5T_0$.

3. Выполнить моделирование замкнутой системы с непрерывным и дискретными регуляторами, полученными в п. 1, и дискретными регуляторами, полученными в п. 2, при единичном ступенчатом воздействии на вход (см. рис. 20) и измерить показатели качества. Результаты измерений свести в табл. 13.

Сделать выводы о работоспособности полученных цифровых систем и влиянии метода синтеза и периода дискретности на качество регулирования. Индивидуальные данные по каждому варианту приведены в табл. 14.

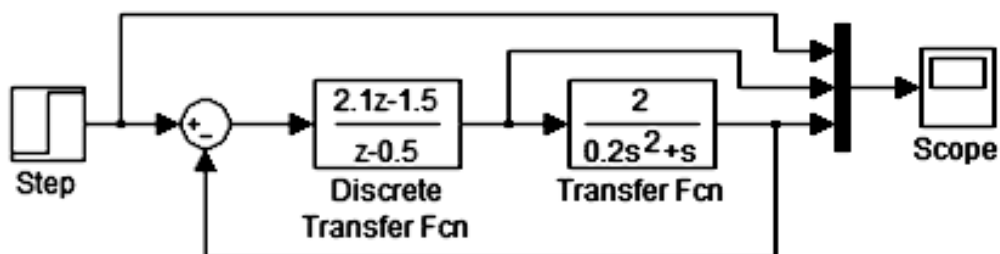


Рис. 20. Схема моделирования цифровой системы

Таблица 13

Результаты экспериментов

Система	T	t_1	t_M	t_{Π}	σ
Непрерывная	—				
Цифровая по п. 1	$0,1T_0$				
	$0,5T_0$				
Цифровая по п. 2	$0,1T_0$				
	$0,5T_0$				

Индивидуальные данные

Номер варианта	T_o	k_o	Ω
1	0,1	10	50
2	0,2	9	45
3	0,3	8	40
4	0,4	7	35
5	0,5	6	30
6	0,6	5	25
7	0,7	4	20
8	0,8	3	15
9	0,9	2	10
10	1,0	1	5

Содержание отчета

1. Название и цель работы, индивидуальные данные.
2. Результаты синтеза регуляторов.
3. Схемы моделирования.
4. Табл. 13 с результатами измерения показателей качества для различных вариантов синтеза и значений периода дискретности.
5. Выводы по работе.

Лабораторная работа 9. ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДИКИ СИНТЕЗА МОДАЛЬНОГО РЕГУЛЯТОРА

Цель работы: изучение методики синтеза модального регулятора.

Краткие теоретические сведения

При анализе и синтезе систем в пространстве состояний все переменные, характеризующие систему или имеющие к ней прямое отношение, делятся на входные переменные, представляющие собой управляющие или возмущающие воздействия u_i , выходные переменные y_i , представляющие интерес для исследователя, и промежуточные переменные x_i или переменные состояния, определяющие динамическое поведение исследуемой системы.

В основе этой формы математического описания лежит представление дифференциальных уравнений в нормальной форме Коши, которое дополняется алгебраическими уравнениями выхода. В векторно-матричной форме эти уравнения записываются следующим образом:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{X}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{X}(t) + \mathbf{B}\mathbf{U}(t); \\ \mathbf{Y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{X}(t) + \mathbf{D}\mathbf{U}(t),\end{aligned}\tag{27}$$

где $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$, $\mathbf{C}$ и $\mathbf{D}$ – матрицы коэффициентов размерности $(n \times n)$, $(n \times m)$, $(r \times n)$, $(r \times m)$ соответственно; m – число входов; r – число выходов; $\mathbf{U}(t)$ – вектор-функция управляющих воздействий размерности m ; $\mathbf{X}(t)$ – вектор-функция переменных состояния размерности n ; $\mathbf{Y}(t)$ – вектор-функция выходных координат размерности r .

Матрица $\mathbf{A}$ характеризует динамические свойства системы, матрицу $\mathbf{B}$ называют матрицей управления, она определяет характер воздействия входных переменных $\mathbf{U}(t)$ на переменные состояния $\mathbf{X}(t)$.

Алгебраическое уравнение связывает выходные переменные $\mathbf{Y}(t)$ с переменными состояния $\mathbf{X}(t)$ через матрицу связи $\mathbf{C}$. Обычно в системах автоматического управления матрица $\mathbf{D} = \mathbf{0}$, она характеризует непосредственное воздействие входов на выходы.

Рассмотрим линейную систему, записанную в уравнениях переменных состояния:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{X}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{X}(t) + \mathbf{B}\mathbf{U}(t); \\ \mathbf{Y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{X}(t).\end{aligned}\tag{28}$$

Для системы с одним входом и одним выходом переход от ее передаточной функции $W(p)$ к описанию в пространстве состояний осуществляется следующим образом:

1) передаточная функция приводится к виду

$$W(p) = \frac{b_{n-1}p^{n-1} + \dots + b_1p + b_0}{a_n p^n + a_{n-1}p^{n-1} + \dots + a_1p + a_0} = \frac{\frac{b_{n-1}}{a_n} p^{n-1} + \dots + \frac{b_1}{a_n} p + \frac{b_0}{a_n}}{p^n + \frac{a_{n-1}}{a_n} p^{n-1} + \dots + \frac{a_1}{a_n} p + \frac{a_0}{a_n}};$$

2) после этого ее можно представить в виде структурной схемы рис. 21, которая представляет собой n последовательно соединенных интеграторов;

3) третий этап – это переход от структурной схемы к системе дифференциальных уравнений, по которым составляются матрицы коэффициентов:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2; \\ \dot{x}_2 = x_3; \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} = x_n; \\ \dot{x}_n = u - \frac{a_0}{a_n} x_1 - \frac{a_1}{a_n} x_2 - \dots - \frac{a_{n-1}}{a_n} x_n; \end{cases} \quad (29)$$

$$y(t) = \frac{b_0}{a_n} x_1 + \frac{b_1}{a_n} x_2 + \dots + \frac{b_{n-1}}{a_n} x_n.$$

Отсюда

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\frac{a_0}{a_n} & -\frac{a_1}{a_n} & -\frac{a_2}{a_n} & \dots & -\frac{a_{n-1}}{a_n} \end{pmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{pmatrix} \quad \mathbf{C} = \left(\frac{b_0}{a_n} \quad \frac{b_1}{a_n} \quad \dots \quad \frac{b_{n-1}}{a_n} \right).$$

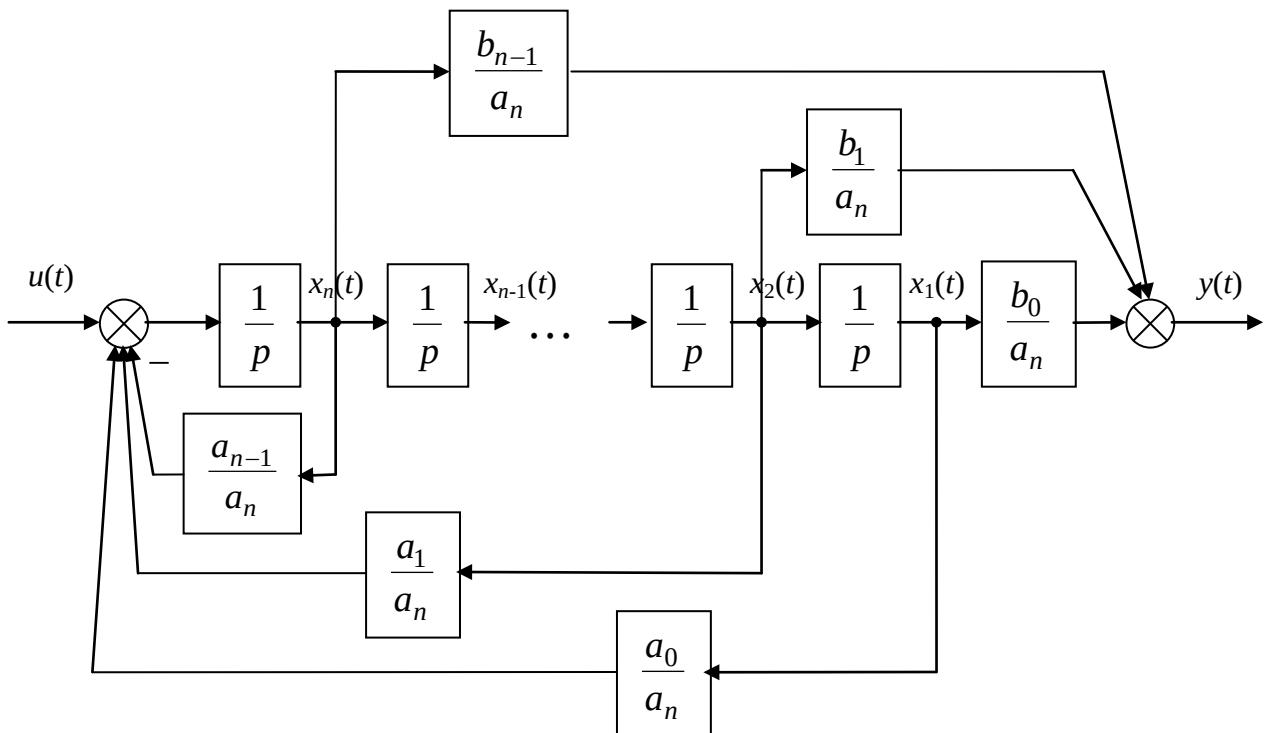


Рис. 21. Структурная схема объекта, представленная в виде последовательно соединенных интеграторов

Перейдем от дифференциальных уравнений (28) к уравнениям в операторной форме. Тогда объект можно представить его матричной передаточной функцией

$$\mathbf{W}(p) = \frac{\mathbf{X}(p)}{\mathbf{U}(p)} = (p\mathbf{1} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}, \quad (30)$$

где $\mathbf{1}$ – единичная матрица.

Замкнутая система в пространстве состояний показана на рис. 22 и представляет собой систему с параллельной коррекцией, где $\mathbf{R}$ – матрица коэффициентов регулятора размерности $m \times n$; $\mathbf{V}(t)$ – вектор-функция задающих воздействий размерности m .

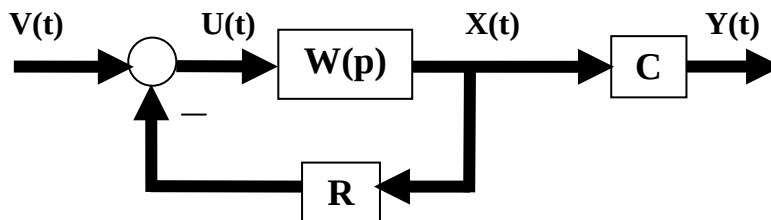


Рис. 22. Структурная схема замкнутой системы в пространстве состояний

Матричная передаточная функция замкнутой системы

$$\Phi(p) = \frac{\mathbf{X}(p)}{\mathbf{V}(p)} = (p\mathbf{1} - \mathbf{A} + \mathbf{BR})^{-1}\mathbf{B}. \quad (31)$$

Для синтеза модального регулятора объект, описываемый уравнениями (28), должен быть полностью управляемым и наблюдаемым.

Полная управляемость – это возможность перевода объекта из начального состояния $\mathbf{X}_0$ в любое наперед заданное положение $\mathbf{X}$ при ограниченном управляющем воздействии.

Критерием полной управляемости по вектору состояния является равенство ранга его матрицы управляемости вида

$\mathbf{Q}_y = \begin{pmatrix} \mathbf{B} & \mathbf{AB} & \mathbf{A}^2\mathbf{B} & \dots & \mathbf{A}^{n-1}\mathbf{B} \end{pmatrix}$ порядку системы n :

$$\text{rank } \mathbf{Q}_y = n.$$

Наблюдаемость – возможность по выходному вектору $\mathbf{Y}(t)$ определить вектор состояния $\mathbf{X}(t)$.

Критерий наблюдаемости: система, описываемая уравнениями (28), наблюдаема, если ранг ее матрицы наблюдаемости вида $\mathbf{Q}_H = \begin{pmatrix} \mathbf{C}^T & \mathbf{A}^T \mathbf{C}^T & (\mathbf{A}^T)^2 \mathbf{C}^T & \dots & (\mathbf{A}^T)^{n-1} \mathbf{C}^T \end{pmatrix}$ равен порядку системы n :

$$\text{rank } \mathbf{Q}_H = n.$$

Для объекта с одним входом ($m = 1$), описываемого системой уравнений (29), модальный регулятор синтезируется следующим образом:

1. Рассматривается система, у которой вектор состояния наблюдаем и совпадает с вектором выхода, т.е. $\mathbf{C} = \mathbf{1}$, тогда $\mathbf{Y}(t) = \mathbf{X}(t)$.

2. Следует задаться желаемым размещением корней для настройки системы автоматического регулирования. Это может быть биномиальное распределение корней, распределение по Баттерворту, выбор корней по некоторому интегральному показателю качества и т.д.

Каждая замкнутая система, настроенная на определенное размещение корней, характеризуется соответствующим характеристическим полиномом $D(p)$ n -го порядка.

3. Передаточная функция объекта (28) записывается в виде

$$\mathbf{W}(p) = \frac{\mathbf{H}(p)}{F(p)}, \quad (32)$$

где $F(p) = \det(p\mathbf{1} - \mathbf{A})$ – характеристический полином объекта, а $\mathbf{H}(p)$ – вектор-столбец, состоящий из n элементов, который требуется извлечь из (30).

4. Для того чтобы найти коэффициенты регулятора, необходимо характеристическое уравнение замкнутой системы

$$\mathbf{R}\mathbf{H}(p) + F(p) = 0 \quad (33)$$

приравнять к выбранному ранее в п. 2 желаемому стандартному полиному n -го порядка

$$\mathbf{R}\mathbf{H}(p) + F(p) = D(p). \quad (34)$$

Конечное уравнение имеет вид

$$\mathbf{R}\mathbf{H}(p) = D(p) - F(p), \quad (35)$$

из которого непосредственно находятся коэффициенты вектора-столбца $\mathbf{R}$ путем приравнивания коэффициентов, стоящих при одинаковых степенях p в левой и правой частях уравнения соответственно.

Задание к работе

1. Задан объект регулирования с одним входом и одним выходом с передаточной функцией

$$W(p) = \frac{b_0}{a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0}.$$

Проверить данный объект на полную управляемость и наблюдаемость. Синтезировать модальный регулятор по предложенной выше методике с настройкой на биномиальное распределение корней замкнутой системы, используя данные табл. 15.

Таблица 15

Стандартные полиномы с биномиальным распределением корней

Степень полинома $D(p)$	Желаемый характеристический полином $D(p)$
1	$p + \Omega$
2	$p^2 + 2\Omega p + \Omega^2$
3	$p^3 + 3\Omega p^2 + 3\Omega^2 p + \Omega^3$
4	$p^4 + 5\Omega p^3 + 10\Omega^2 p^2 + 5\Omega^3 p + \Omega^4$

2. Выполнить моделирование замкнутой системы с регулятором при ступенчатом единичном воздействии в двух случаях:

- собрав структурную схему в развернутом виде в *Simulink*;
- собрав структурную схему в матричном виде, используя блок *State Space* и усилительное звено в виде вектора-строки (рис. 23).

3. Сравнить результаты. Сделать выводы о работоспособности системы.

Индивидуальные данные по каждому варианту приведены в табл. 16.

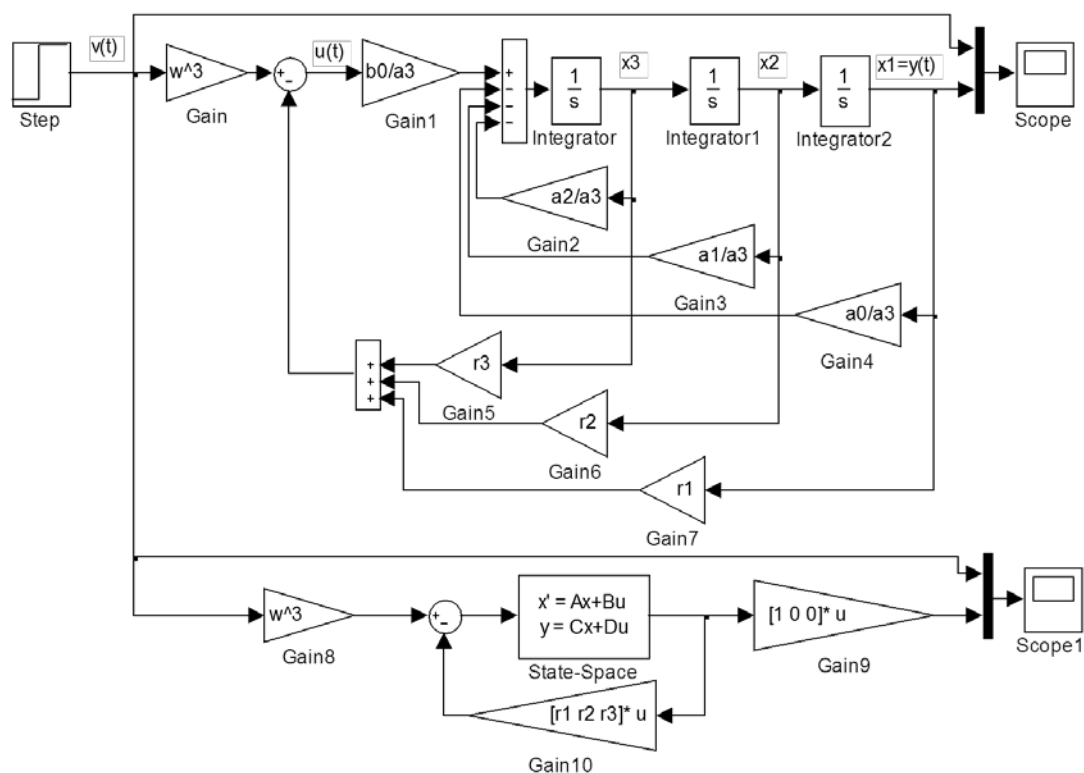


Рис. 23. Схема модели

Таблица 16

Индивидуальные данные

Номер варианта	b_0	a_0	a_1	a_2	a_3	Ω
1	1	0	4	3	1	100
2	2	1	7	5	2	50
3	3	3	2	7	3	60
4	4	1	3	6	4	70
5	5	2	7	2	5	80
6	6	8	3	2	6	90
7	7	0	5	8	7	40
8	8	10	9	5	8	30
9	9	5	1	4	9	20
10	10	6	3	8	10	10

Содержание отчета

1. Название и цель работы, индивидуальные данные.
2. Результаты проверки объекта на управляемость и наблюдаемость.
3. Результаты синтеза матричного регулятора.
4. Схемы моделирования и результаты моделирования.
5. Выводы по работе.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. **Бесекерский В. А.** Теория систем автоматического управления / В.А. Бесекерский, Е.П. Попов. СПб.: Профессия, 2003.
2. **Бесекерский В. А.** Теория систем автоматического регулирования / В.А. Бесекерский, Е.П. Попов. М.: Наука, 1975.
3. **Бесекерский В. А.** Цифровые автоматические системы / В.А. Бесекерский. М.: Наука, 1976
4. **Бесекерский В. А.** Системы автоматического управления с микроЭВМ / В.А. Бесекерский, В.В. Изранцев. М.: Наука, 1987.
5. **Дебни Дж. Б.** Simulink 4. Секреты мастерства / Дж.Б. Дэбни, Т.Л. Харман. М.: БИНОМ, 2003
6. **Дьяконов В.** Simulink 4: специальный справочник / В. Дьяконов. СПб.: Питер, 2002.
7. **Иващенко Н. И.** Автоматическое регулирование / Н.И. Иващенко. М.: Машиностроение, 1978
8. **Ишматов З. Ш.** Микропроцессорное управление электроприводами и технологическими объектами. Полиномиальные методы / З.Ш. Ишматов. Екатеринбург : УГТУ-УПИ, 2007.
9. **Теория автоматического регулирования** / под ред. А.А. Воронова. М.: Высшая школа, 1986.
10. **Куо Б.** Теория и проектирование цифровых систем управления / Б. Куо. М.: Машиностроение, 1986.
11. **Основы автоматического регулирования** / под ред. В. С. Пугачева. М.: Наука, 1974.
12. **Топчеев Ю. И.** Задачник по теории автоматического регулирования / Ю.И. Топчеев, А.П. Цыплаков. М.: Машиностроение, 1977.
13. **Цыпкин Я. З.** Основы теории автоматического регулирования / Я.З. Цыпкин. М.: Наука, 1977.
14. **Цыпкин Я. З.** Теория линейных импульсных систем / Я.З. Цыпкин. М.: Физматгиз, 1963.

ПРИЛОЖЕНИЯ

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

ОПЕРАЦИОННАЯ СРЕДА Matlab 6.x

Работа с системой Matlab начинается ее запуском с иконки рабочего стола Windows. В результате на дисплее открывается рабочий стол системы, как это показано на рис. П. 1.

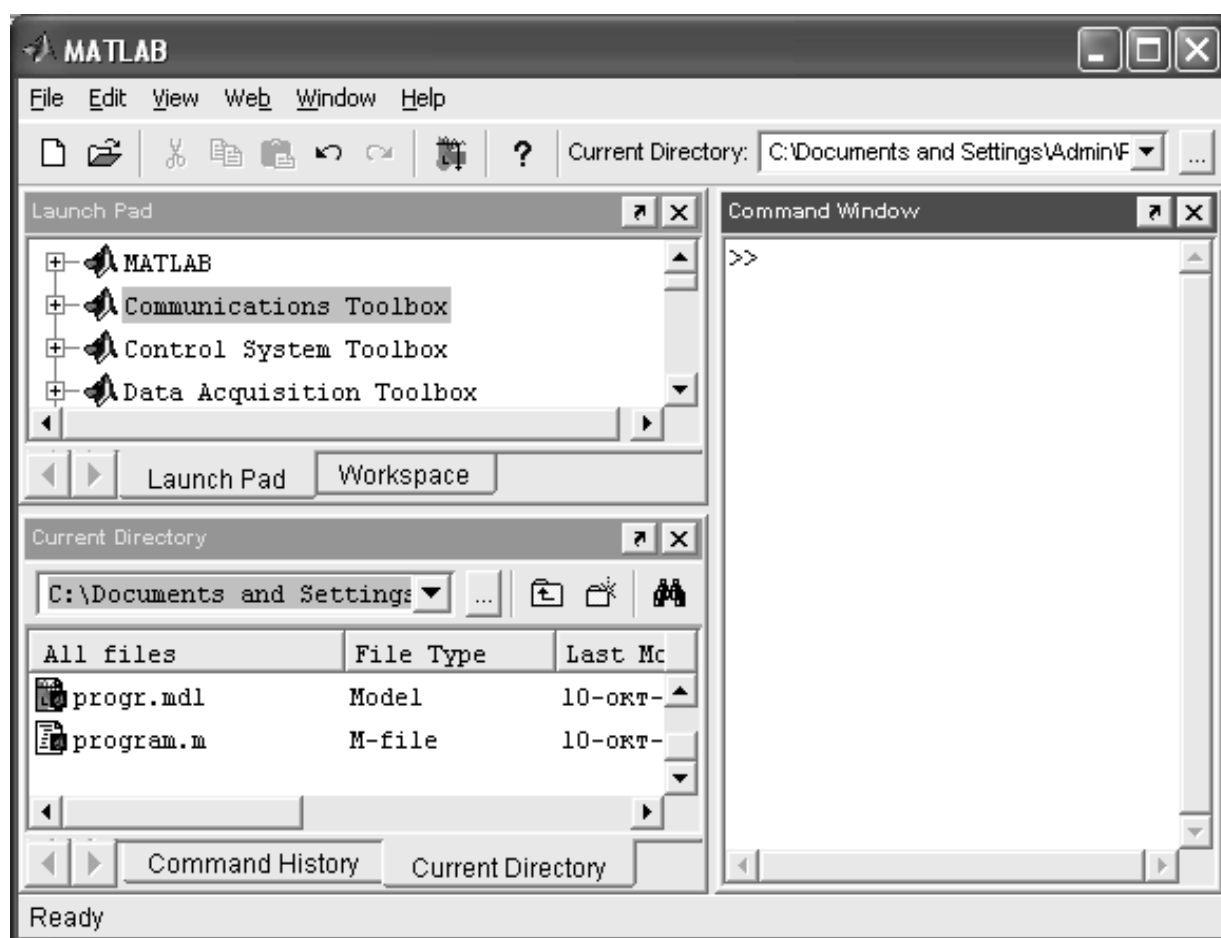


Рис. П.1. Рабочий стол Matlab

Он содержит элементы графического интерфейса пользователя, которые предназначены для работы с файлами, переменными и приложениями, связанными с Matlab. Рабочий стол системы состоит из трех окон: **Command Window**, в котором расположена командная строка, окна запуска приложений **Launch Pad** и окна предыстории вызовов **Command History**.

Кроме того, имеются клавиши для переключения окна запуска **Launch Pad** на окно рабочей области **Workspace** и окна предыстории **Command History** на окно текущего каталога **Current Directory**, которое позволяет открывать, просматривать и выполнять поиск информации в файлах системы Matlab, имеющих необходимое расширение.

На инструментальной панели системы Matlab имеется информационное окно **Current Directory**, с помощью которого всегда обеспечивается доступ к списку ранее вызванных текущих каталогов. Это позволяет быстро переходить от одного каталога к другому, получая доступ к интересующим файлам. С помощью кнопки **Browse for Folder**, которая находится рядом с информационным окном, можно выбрать интересующий каталог.

ПАКЕТ МОДЕЛИРОВАНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ Simulink

Пакет моделирования динамических систем Simulink, входящий в состав системы Matlab, предназначен для моделирования динамических систем, модели которых состояются из отдельных блоков (компонентов). Этот пакет является самым ярким представителем программ, созданных на основе системы Matlab.

Библиотека Simulink представляет собой набор визуальных объектов, используя которые можно исследовать практически любую систему автоматического регулирования. Практически для всех блоков существует возможность настройки параметров. Параметры настройки отражаются в панели окна настройки выбранного блока.

Пакет Simulink можно запустить с помощью значка , который находится на панели инструментов рабочего стола системы Matlab (рис. П. 1).

Вся библиотека Simulink разбита на восемь разделов (см. рис. П. 2). Содержание выделенного раздела находится в правом поле окна библиотеки (на рис. П. 2 это раздел **Continious**, в котором, в свою очередь, выделен блок **Derivative**).

При выполнении лабораторных работ используются следующие звенья раздела **Continious** (Непрерывные блоки):

Integrator – непрерывный (аналоговый) интегратор;

Derivate – звено дифференцирования;

Transfer Fcn – линейное непрерывное звено, заданное своей передаточной функцией;

Transport Delay – блок памяти, выполняющий временную задержку, устанавливаемую в поле настройки;

State-Space – линейная непрерывная система, заданная в виде уравнений состояния, т. е. системой уравнений, представленной в форме Коши.

Заметим, что вместо привычного обозначения « p » для оператора Лапласа в Matlab используется обозначение « s ».

Окно настройки блока *Transfer Fcn*, который наиболее часто используется при моделировании систем управления, представлено на рис. П. 3.

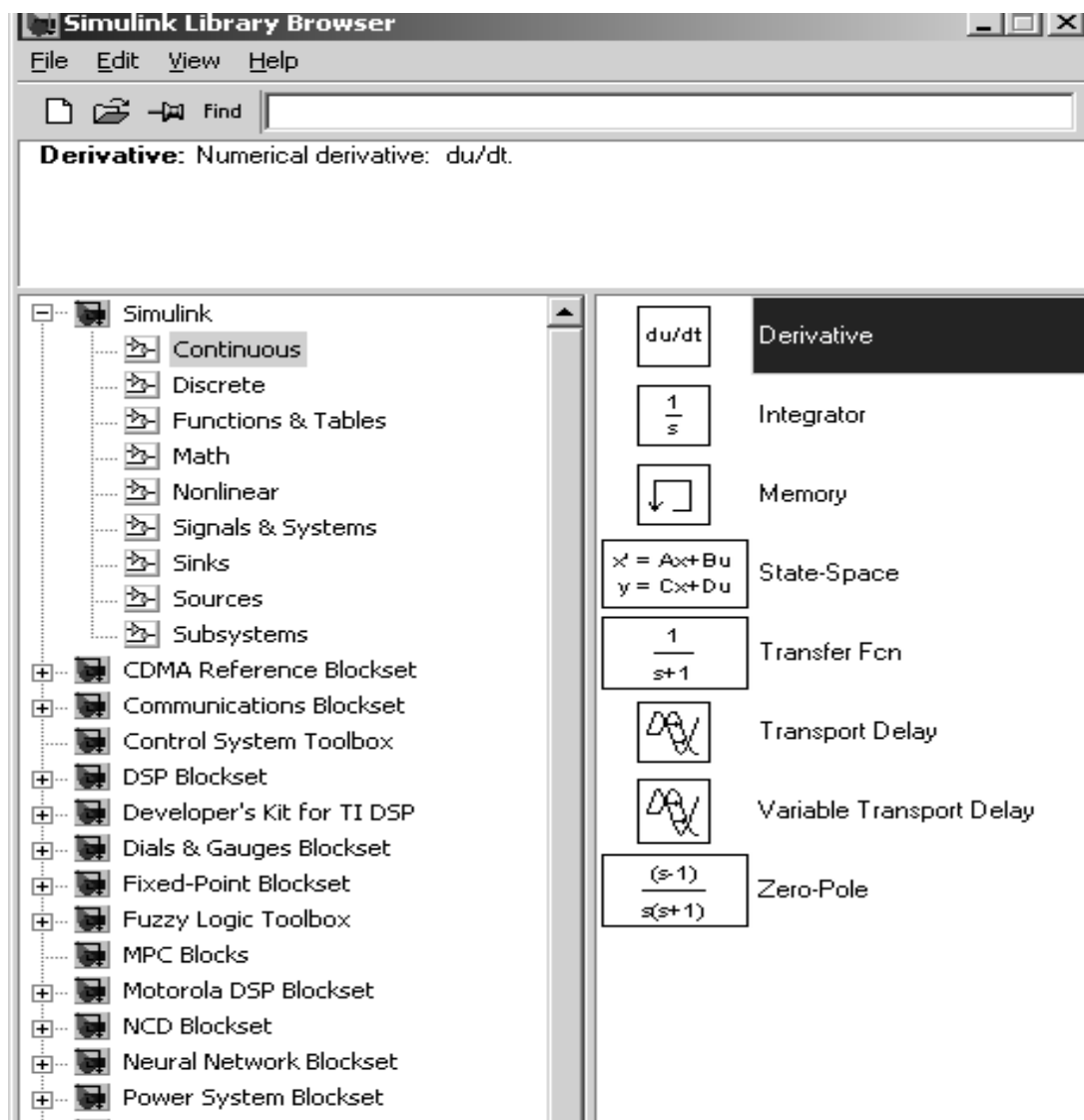


Рис. П. 2. Библиотека Simulink и дополнительные пакеты

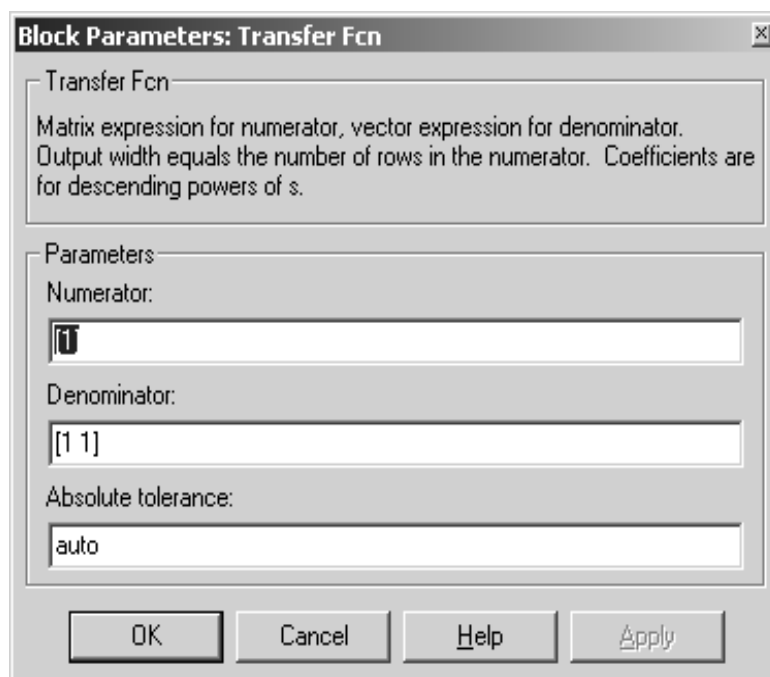


Рис. П. 3. Окно настройки блока **Transfer Fcn**

Передаточная функция линейного непрерывного звена автоматического регулирования в общем случае записывается в виде:

$$W(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0},$$

где $m \leq n$.

Коэффициенты числителя этой функции b_i следует ввести в поле *Numerator*, начиная с коэффициента b_m при старшей степени s , отделяя их друг от друга пробелами. Аналогично заполняется поле знаменателя передаточной функции *Denominator*, начиная с коэффициента a_n .

Окно настройки блока **Transport Delay** изображено на рис. П. 4. В строке *Time delay* вводится время запаздывания.

Окно настройки блока **State-Space** представлено на рис. П. 5. Этот блок используется при моделировании систем, представленных в пространстве состояний.

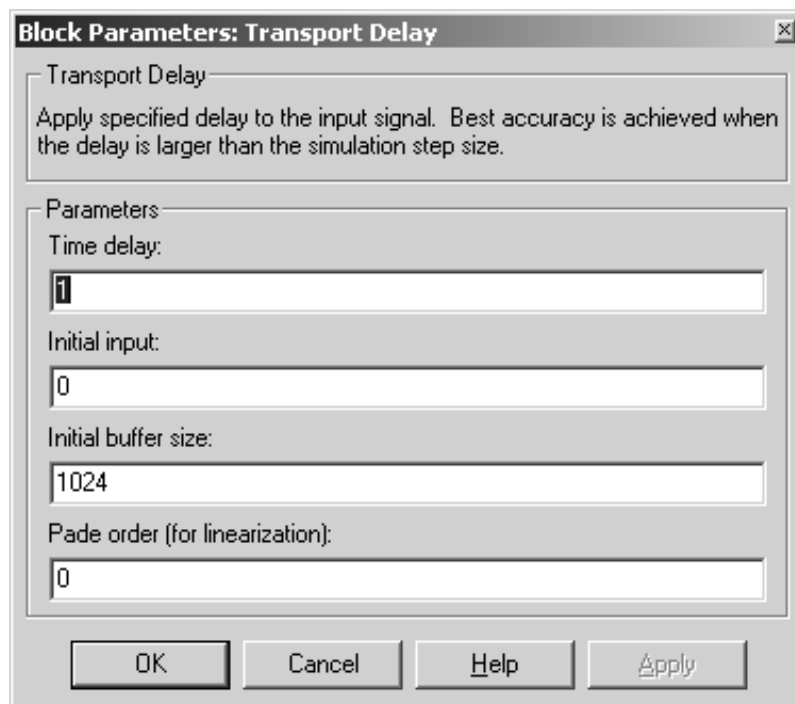


Рис. П. 4. Окно настройки блока *Transport Delay*

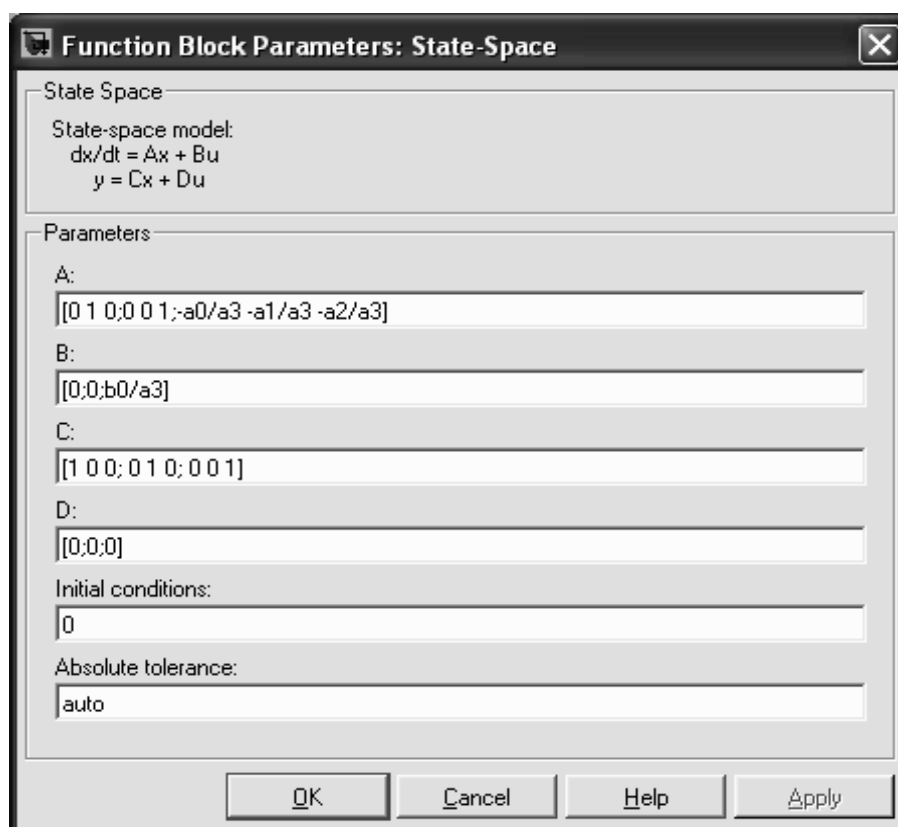


Рис. П. 5. Панель настройки блока *State-Space*

Здесь **A**, **B**, **C** и **D** – матрицы уравнений состояния

$$d\mathbf{X}(t)/dt = \mathbf{A}\mathbf{X}(t) + \mathbf{B}\mathbf{U}(t),$$

$$\mathbf{Y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{X}(t) + \mathbf{D}\mathbf{U}(t);$$

A – матрица размерности $n \times n$, где n – число переменных состояния;

B – матрица размерности $n \times m$, где m – число управляющих воздействий (входов);

C – матрица размерности $r \times n$, где r – число выходов системы;

D – матрица размерности $r \times m$.

Матрица вводится в строку панели следующим образом:

$$[a_{11} \ a_{12} \dots a_{1n}; a_{21} \ a_{22} \dots a_{2n}; a_{m1} \ a_{m2} \dots a_{mn}],$$

где $a_{11}, \dots, a_{mn}$ – коэффициенты матрицы, а точка с запятой разграничивает строки матрицы.

Дискретные блоки представлены в разделе **Discrete**. Эта библиотека содержит следующие необходимые для выполнения работ блоки:

Zero-Order Hold – экстраполятор нулевого порядка;

Unit Delay – блок задержки сигнала на один период дискретности;

Discrete Transfer Fcn – блок задания дискретного звена через дробно-рациональную дискретную передаточную функцию относительно z .

По умолчанию предполагается, что на входе каждого из этих дискретных звеньев выполняется дискретизация входного сигнала по времени.

Для установки шага квантования по времени *Sample time* в блоке **Zero-Order Hold** (рис. П. 6) необходимо щелкнуть правой кнопкой по нему и выбрать в раскрывшемся меню *Block Parameters*.

В блоке **Discrete Transfer Fcn** (рис. П. 7) следует записать коэффициенты передаточной функции числителя и знаменателя, как в соответствующем непрерывном звене **Transfer Fcn**, а также ввести период дискретности (*Sample time*), нажав правую кнопку мыши и выбрав *Block Parameters*.

В блоке **Unit Delay** необходимо ввести период дискретности (*Sample time*), как это показано на рис. П. 8.

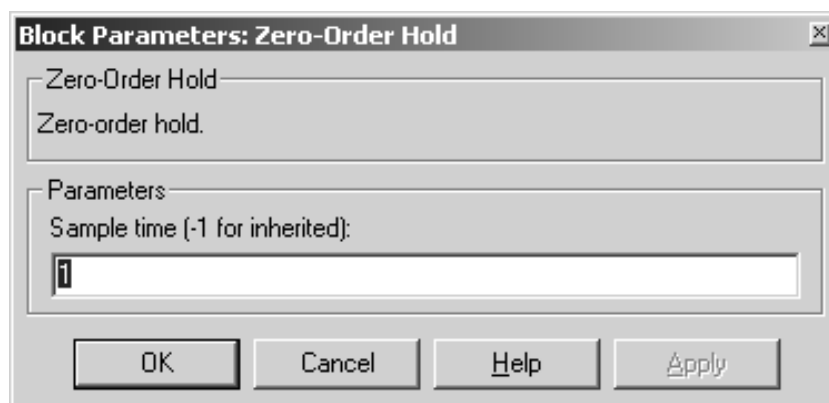


Рис. П. 6. Окно настройки блока *Zero-Order Hold*

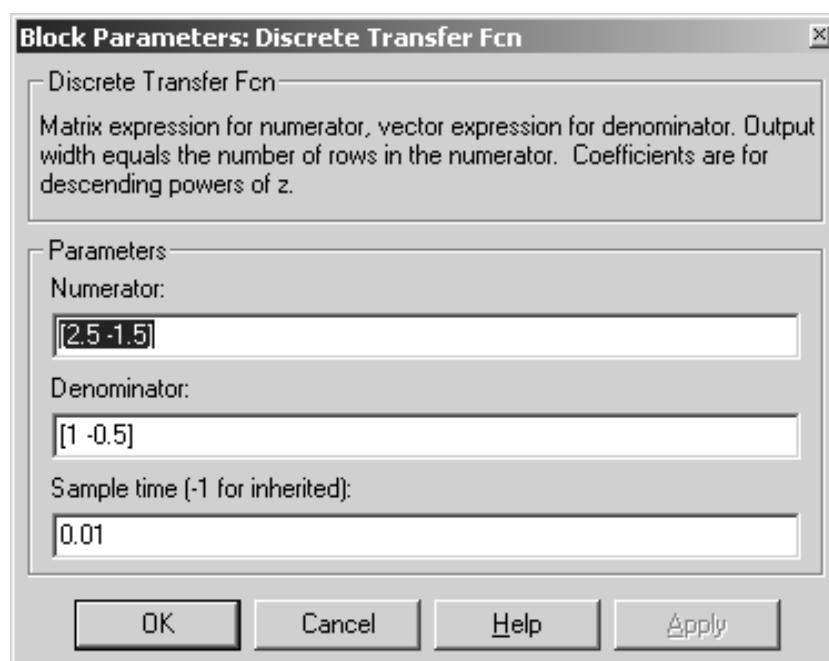


Рис. П. 7. Окно настройки блока *Discrete Transfer Fcn*

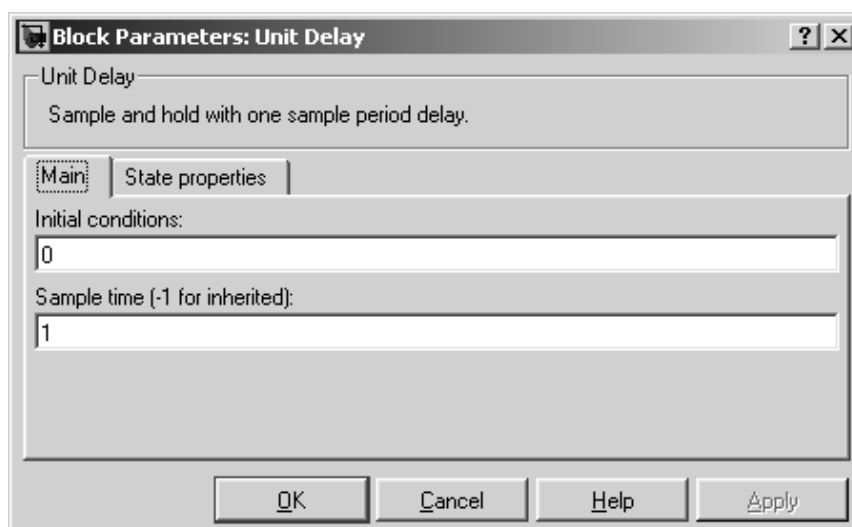


Рис. П. 8. Окно настройки блока *Unit Delay*

Из библиотеки **Math** при выполнении работ потребуются блоки **Sum** и **Gain**.

Sum – сумматор, позволяющий алгебраически суммировать любое число сигналов на входе и имеющий один выход. В окне настройки в строке *List of signs* указываются знаки приходящих сигналов (рис. П. 9).

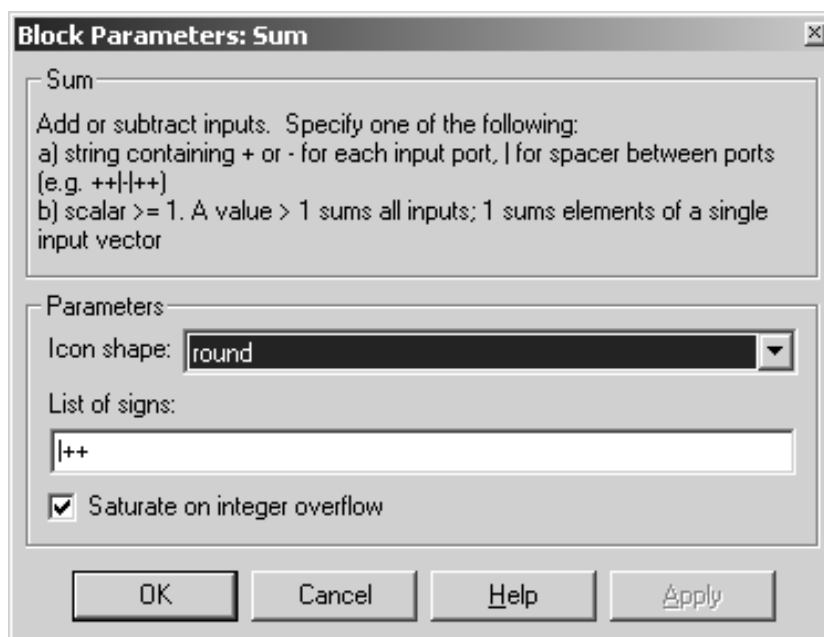


Рис. П. 9. Окно настройки блока **Sum**

Gain – усилитель (безынерционное звено). В окне настройки указывается коэффициент усиления (рис. П. 10).

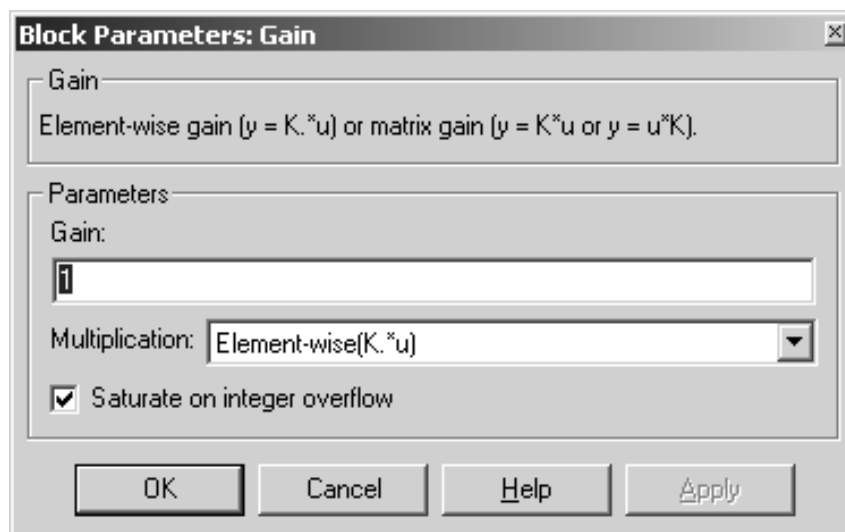


Рис. П. 10. Окно настройки блока **Gain**

Библиотека нелинейных блоков **Nonlinear** содержит блоки **Saturation**, **Quantizer** и **Manual Switch**, необходимые для выполнения лабораторных работ.

Saturation – усилитель с ограничением (нелинейность типа «ограничение»). Величина ограничения при положительном и отрицательном входном сигнале устанавливается в окне настройки (см. рис. П. 11)

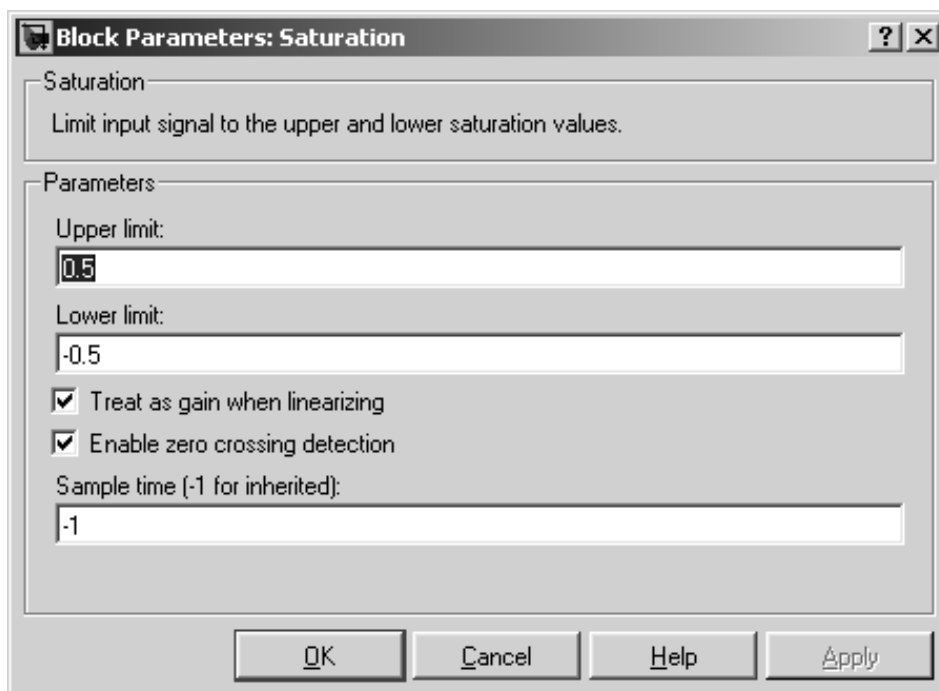


Рис.П. 11. Окно настройки блока **Saturation**

Quantizer – блок, обеспечивающий квантование входного сигнала по уровню. Величина ступеньки задается в окне настройки, представленном на рис. П. 12. В системах управления такие блоки являются частью аналого-цифровых преобразователей.

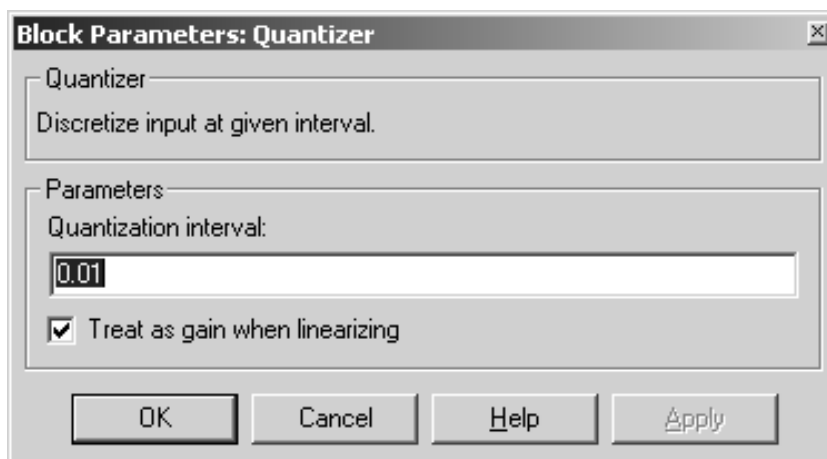


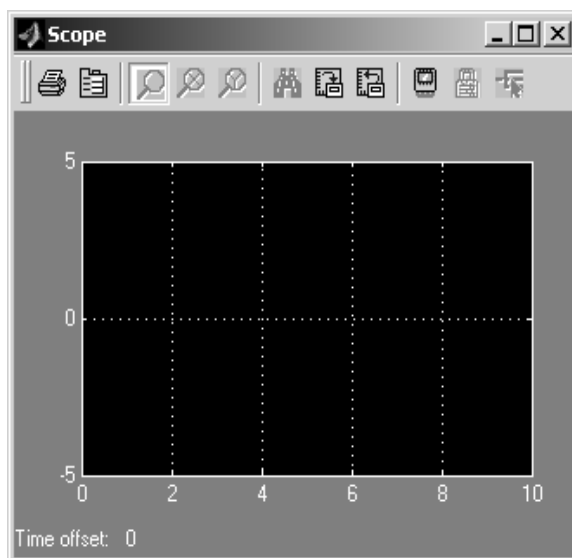
Рис. П. 12. Окно настройки блока **Quantizer**

Manual Switch – ключ, который переключается вручную. В процессе моделирования при помощи этого ключа удобно менять параметры и структуру модели.

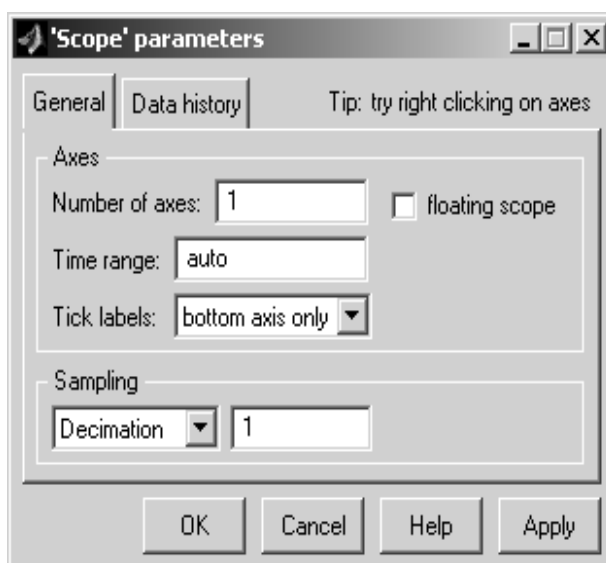
Виртуальные приборы для наблюдения и регистрации процессов в исследуемой модели представлены в библиотеке **Sinks**.

При составлении моделей потребуется осциллоскоп для наблюдения временных зависимостей Scope. На рис. П. 13 показаны экран осциллоскопа и его окно настроек. Окно настроек открывается на панели инструментов Scope

(рис. П. 13, а) с помощью кнопки .



а)



б)

Рис. П. 13. Осциллоскоп **Scope** и его окно настроек

Первое поле окна настроек *Number of axes* задает число регистрируемых процессов, что позволяет выводить графики на несколько расположенных друг под другом экранов осциллоскопа.

Библиотека **Sources** содержит в себе необходимые источники сигналов. При выполнении лабораторных работ следует воспользоваться блоками ***Constant***, ***Step***, ***Sine Wave***, ***Ramp*** и ***Signal Generator***.

Constant – постоянное входное воздействие, в окне настроек (рис. П. 14) задается величина этого воздействия.

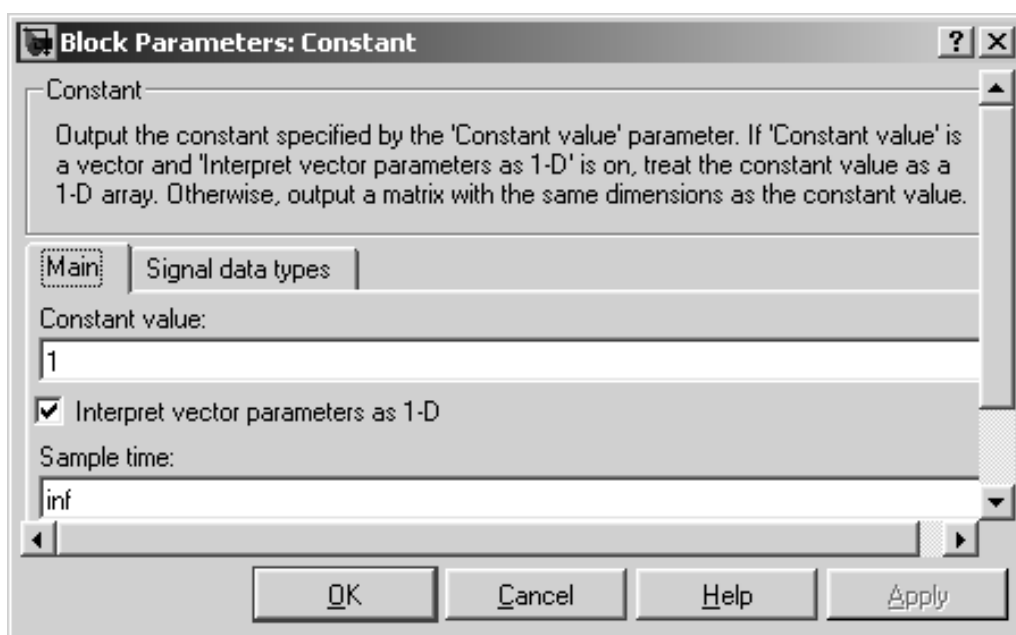


Рис. П. 14. Окно настроек блока ***Constant***

Step – ступенчатое входное воздействие, в окне настроек (рис. П. 15) задаются момент подачи сигнала *Step time* (обычно 0), начальное *Initial value* (обычно 0) и конечное *Final value* (обычно 1) значение сигнала.

Sine Wave – синусоидальное входное воздействие, в окне настроек (рис. П. 16) задаются амплитуда, частота и начальная фаза синусоидального сигнала.

Ramp – линейно нарастающий сигнал, в окне настроек (рис. П. 17) указывается наклон *Slope* (обычно 1) и время подачи сигнала *Start time* (0).

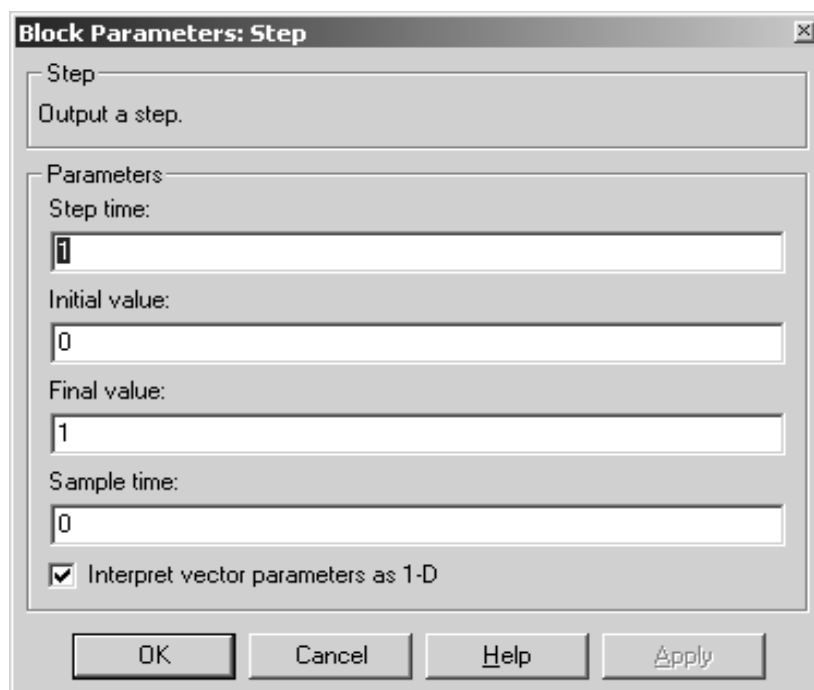


Рис. П. 15. Окно настроек блока *Step*

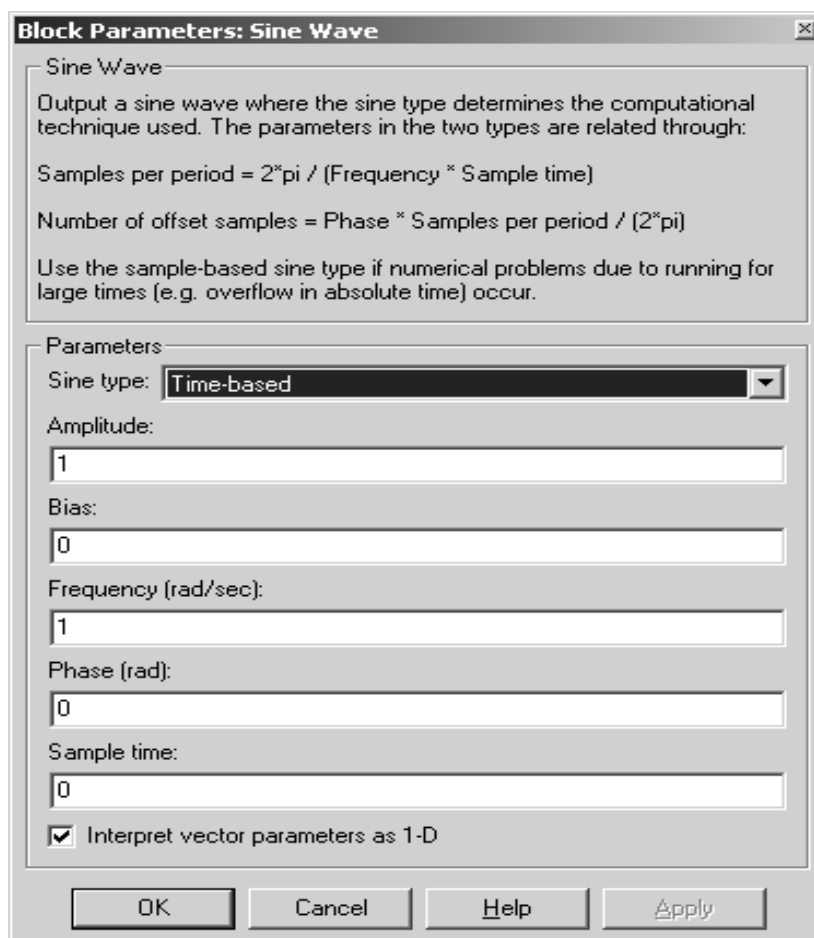


Рис. П. 16. Окно настроек блока *Sine Wave*

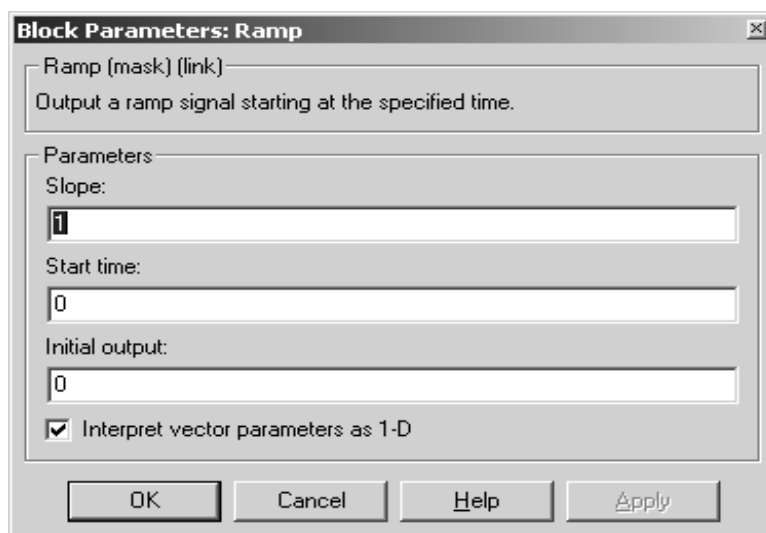


Рис. П. 17. Окно настроек блока **Ramp**

Signal Generator – генератор периодических сигналов, окно настроек (рис. П. 18) которого содержит выбор формы периодического сигнала *Wave form*, установку амплитуды сигнала, частоты и выбор ее единиц измерения (предлагается два варианта: герцы и радианы в секунду).

Для выполнения работ потребуется параболическое входное воздействие, для его получения следует после линейно нарастающего сигнала поставить интегратор (включить последовательно блоки **Ramp** и **Integrator**), либо два интегратора после входного ступенчатого воздействия (последовательно включены **Step**, **Integrator** и **Integrator**).

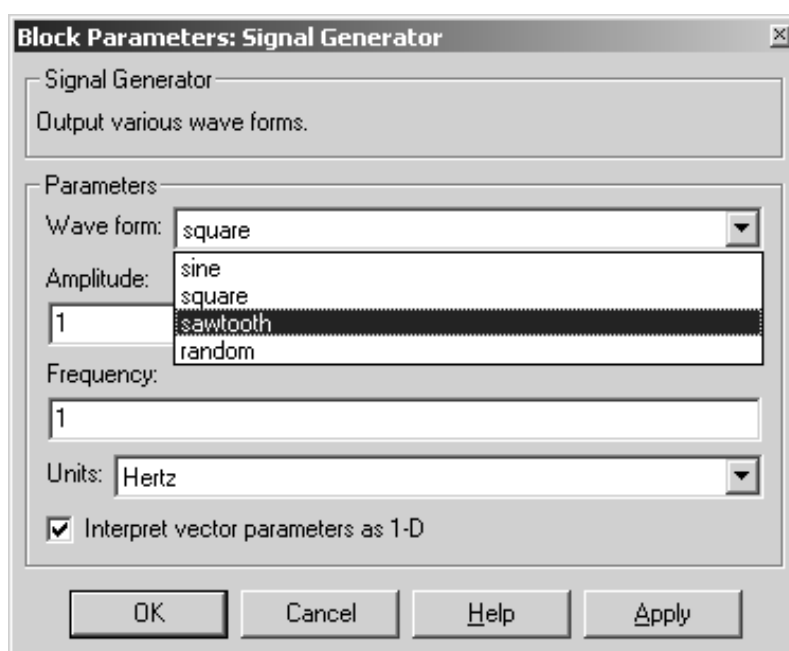


Рис. П. 18. Окно настроек блока **Signal Generator**

В библиотеке **Signals & Systems** потребуется блок **Mux**, позволяющий объединить несколько входных сигналов в один вектор, количество входов задается в окне настройки. Этот блок часто помещают перед блоком **Scope** для вывода графиков нескольких процессов на один экран.

Для построения новой блок-схемы требуется открыть новый рабочий документ нажатием кнопки , которая находится на панели инструментов рабочего окна пакета Simulink (рис. П. 2). В новом документе на панели есть меню **Simulation**. После нажатия по ней левой кнопкой мыши можно выбрать параметры моделирования, которые содержат в себе начальное и конечное время, метод и шаг расчета. Для улучшения качества процесса (повышения точности расчета) следует уменьшить значение максимального шага, а также абсолютную и относительную ошибку расчета.

Запуск модели на расчет осуществляется с помощью кнопки **Start simulation ►**.

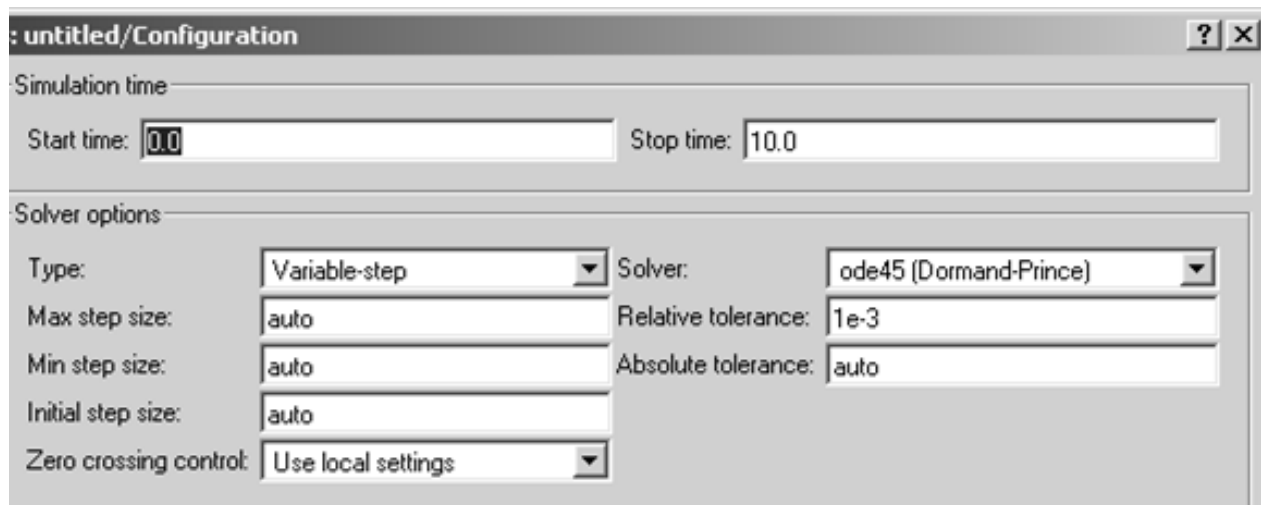


Рис. П. 19. Окно настройки параметров **Simulation**

ПРАВИЛА ПОСТРОЕНИЯ БЛОК-СХЕМ

В данном разделе описываются операции, которые выполняются в процессе построения блок-схем.

Выделение объектов. При создании, редактировании модели нужно выполнять такие операции, как копирование или удаление блоков и линий. Для этого предварительно необходимо выделить один или несколько блоков.

Чтобы выделить отдельный объект, нужно щелкнуть на нем мышью один раз. Группу объектов можно выделить с помощью рамки. Для этого необходимо установить курсор мыши в точку, которая будет являться начальной точкой рамки, нажать левую кнопку мыши и, не отпуская ее, переместить мышь в направлении диагонали прямоугольника. В результате появится рамка, и когда кнопка мыши будет отпущена, все объекты, охваченные рамкой, будут выделены.

Копирование блоков. Копирование блоков из одного окна в другое проводится следующим образом: открывается соответствующая библиотека и нужный блок перетаскивается мышью в окно создаваемой модели.

Установка параметров блока. Функции, которые выполняет блок, зависят от значений параметров блока. Установка этих значений осуществляется в окне настройки, которое вызывается после двойного щелчка на изображении блока в блок-схеме.

Отсоединение блока. Чтобы отсоединить блок от линий, достаточно нажать клавишу [Shift] и не отпуская ее, перетащить блок в другое место.

Изменение угловой ориентации блока. В начальном состоянии сигнал проходит через блок слева направо (по левую сторону располагаются входы блока, а по правую – выходы). Чтобы изменить ориентацию блока, надо:

- выделить блок, который нужно повернуть;
- выбрать меню в Format окна блок-схемы одну из следующих команд: ***Flip Block*** (Поворот блока на 180 градусов) или ***Rotate Block*** (Поворот блока по часовой стрелке на 90 градусов).

Создание соединительных линий. Сигналы в модели передаются по линиям. Каждая линия может передавать или скалярный, или векторный сигнал. Чтобы соединить выходной порт одного блока с входным портом другого, нужно выполнить следующие действия:

- 1) установить указатель мыши на выходной порт первого блока (при этом курсор должен принять форму перекрестия);
- 2) нажать левую кнопку мыши и, удерживая ее в этом положении, передвинуть указатель к входному порту второго блока;
- 3) отпустить кнопку мыши.

Линии можно рисовать как от входного порта к выходному, так и в обратном направлении.

Создание разветвления. Линия, которая ответвляется, начинается с существующей и передает ее сигнал к входному порту другого блока. Как существующая, так и ответвленная линии передают один сигнал. Разветвленная линия дает возможность передать один и тот же сигнал к нескольким блокам. Чтобы образовать ответвление от существующей линии, необходимо выполнить следующие действия:

- установить курсор в точку ответвления;
- нажать правую кнопку мыши, удерживать ее нажатой;
- провести линию к входному порту нужного блока, отпустить правую кнопку мыши.

Запись и печать модели. Для записи модели на диск нужно вызвать команду **Save** (сохранить) или **Save As** (сохранить как) из меню **File** (файл) окна модели.

Блок-схему можно вставить в документ любого текстового редактора, например, **Word**. Для этого следует сначала вызвать команду **Copy Model** (копировать модель в буфер обмена) из меню **Edit** (правка) окна модели, а затем перейти в окно текстового редактора и нажать кнопку **Вставить** (из буфера обмена).

О ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ ФУНКЦИЯХ ПАКЕТА Matlab

Создание модели в виде передаточной функции, вычисление и построение по ней ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой системы с указанием запасов ее устойчивости

Функции пакета Matlab позволяют создавать модель в виде передаточной функции, а также рассчитывать графики ее ЛАЧХ И ЛФЧХ, вычислять запасы устойчивости по фазе и амплитуде.

Допустим, передаточная функция разомкнутого контура модели выглядит следующим образом:

$$G(p) = \frac{1,5p+1}{0,0049p^4 + 0,0462p^3 + 0,22p^2}.$$

Функция **tf** создает модель в виде передаточной функции. Командная строка в рабочем окне **Command Window** в общем случае выглядит так:

`sys=tf(num,den),`

где `num` и `den` – векторы-строки коэффициентов полиномов числителя и знаменателя, расположенных в порядке убывания степеней. Результат выводится по нажатию кнопки **Enter** (рис. П. 20).

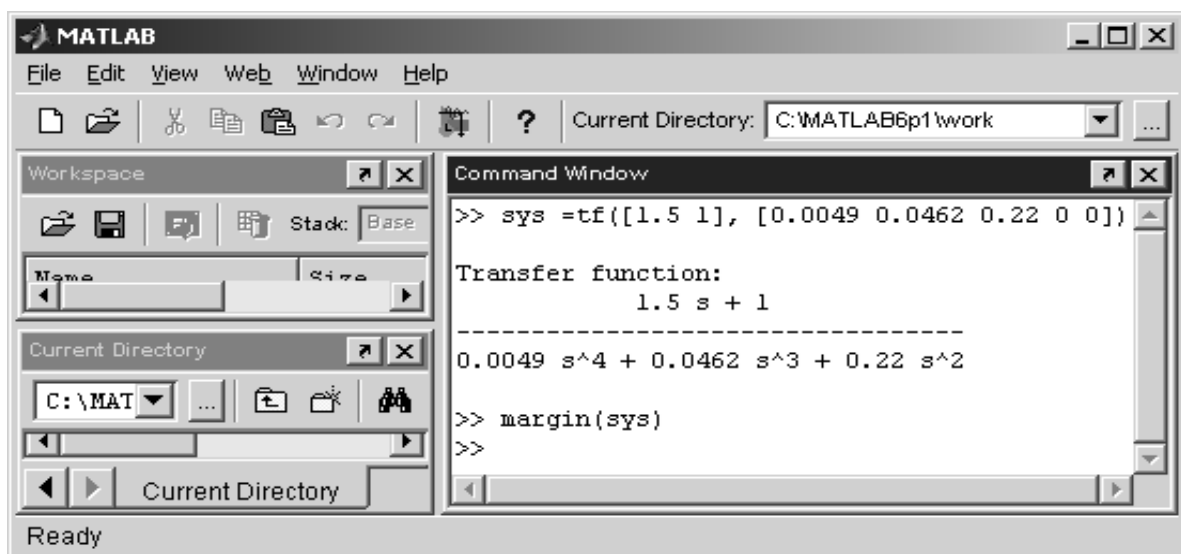


Рис. П.20. Пример расчета в рабочем окне **Command Window**

Функция ***margin(sys)*** (см. рис. П. 20) позволяет вычислить и построить логарифмические частотные характеристики разомкнутой системы с указанием запасов ее устойчивости (см. рис. П. 21).

Для более наглядного изображения можно установить градуировку графика нажатием правой кнопки мыши и меню ***Grid***.

Организация пошагового построения ЛЧХ

Для быстрого выполнения лабораторных работ пошаговое построение ЛЧХ можно выполнить в Matlab.

Для этого следует в рабочем окне ***Command Window*** поочередно ввести передаточные функции всех звеньев и передаточную функцию разомкнутого контура. Затем вывести графики ЛАЧХ на одном листе с помощью функции ***bode***. В общем виде запись командной строки выглядит так:

`bode (sys1, sys2, ..., sysN)`

Для схемы на рис. П. 22 программа будет выглядеть так, как это показано на рис. П. 23.

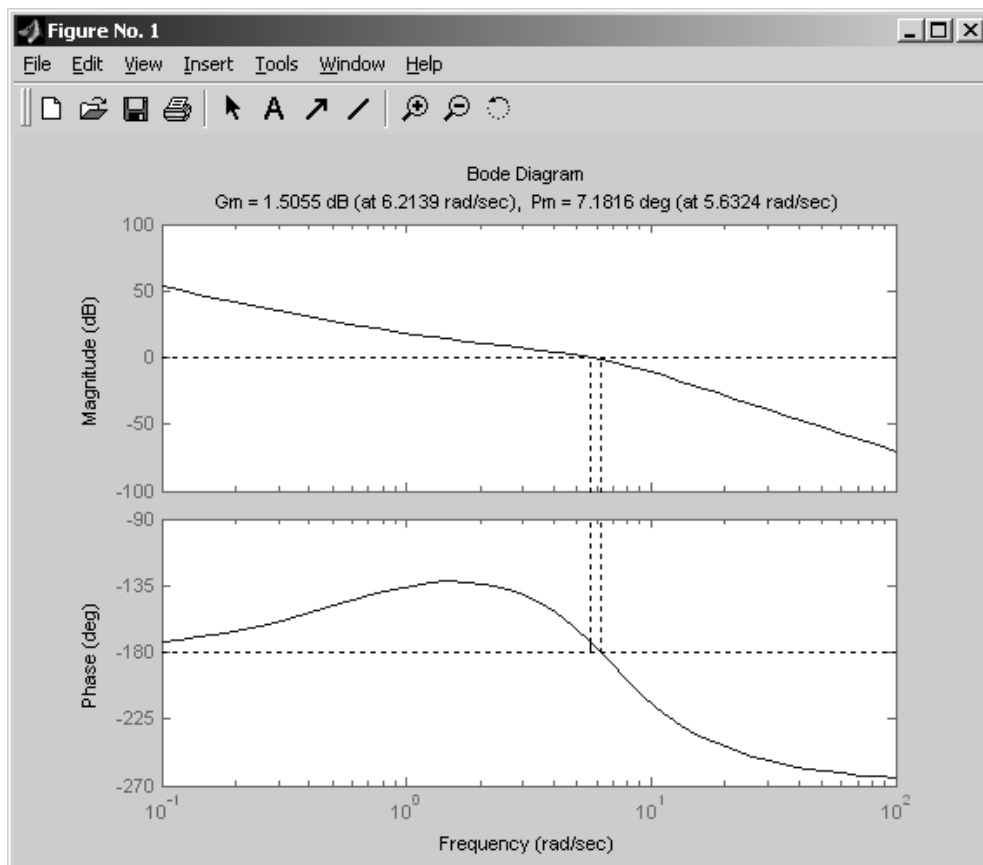


Рис. П. 21. ЛАЧХ И ЛФЧХ с указанием запасов устойчивости

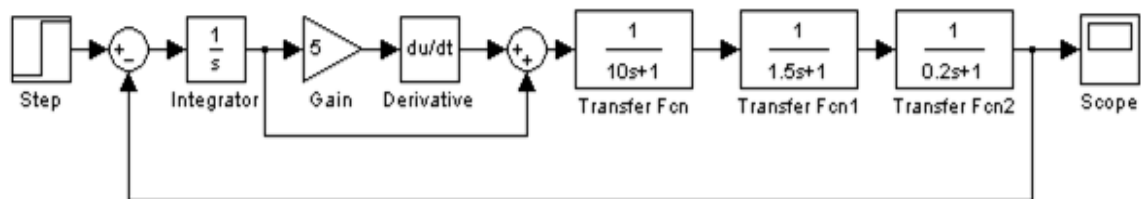


Рис. П. 22. Структурная схема модели

Результаты расчета представлены на рис. П. 24. Если нажать правую кнопку мыши, откроется меню, в котором можно посмотреть какой цвет какой передаточной функции соответствует (***Sistem***), выставить градуировку (***Grid***). Для изменения параметров графика (например, толщины линии, цвета) нужно нажать ***Edit – Current Object Properties***.

```

MATLAB
File Edit View Web Window Help
[Icons] [?] Current Dir

>> sys1=tf([0 1],[1 0])

Transfer function:
1
-
s

>> sys2=tf([5 1],[0 1])

Transfer function:
5 s + 1

>> sys3=tf([0 1], [10 1])

Transfer function:
1
-----
10 s + 1

>> sys4=tf([0 1], [1.5 1])

Transfer function:
1
-----
1.5 s + 1

>> sys5=tf([0 1], [0.2 1])

Transfer function:
1
-----
0.2 s + 1

>> sys6=tf([5 1], [3 17.3 11.7 1 0])

Transfer function:
5 s + 1
-----
3 s^4 + 17.3 s^3 + 11.7 s^2 + s

>> hode(sys1,sys2,sys3,sys4,sys5,sys6)

Ready

```

Рис. П. 23. Программа расчета ЛЧХ по передаточным функциям

Функции для моделей в пространстве состояний

Функция `ctrb` в командном окне формирует матрицу управляемости для модели в пространстве состояний:

$$Co = \text{ctrb}(A, B),$$

где A , B – матрицы этой модели.

Система является управляемой, если матрица управляемости имеет полный ранг: `rank( Co )`.

Функция **`obsv`** в командном окне формирует матрицу наблюдаемости для модели в пространстве состояний:

$$Ob = \text{obsv}(A, C),$$

где A , C – матрицы этой модели.

Система является наблюдаемой, если матрица наблюдаемости имеет полный ранг: `rank(Ob)`.

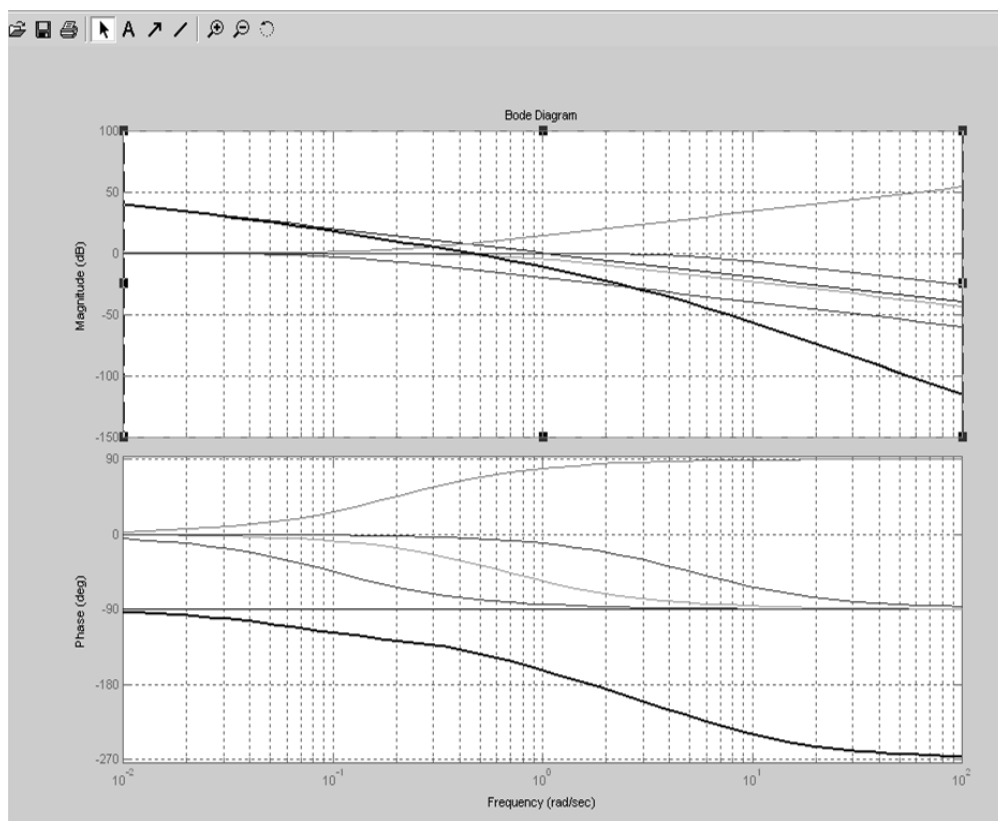


Рис. П. 24. Графики ЛАЧХ и ЛФЧХ отдельных звеньев и результирующие (выделены жирной линией)

Учебное электронное издание

Ишматов Закир Шарифович
Казаков Евгений Георгиевич
Есаулкова Дина Владимировна

ТЕОРИЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

Редактор

Лутова Н.В.

Компьютерная верстка

Ишматов З.Ш., Есаулкова Д.В.

**Рекомендовано Методическим советом УрФУ
Разрешено к публикации 18.02.2014
Электронный формат – pdf
Объем 3,65 уч.-изд. л.**



620002, Екатеринбург, ул. Мира, 19

**Информационный портал
УрФУ
<http://www.urfu.ru>**