

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ  
ФЕДЕРАЦИИ

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение  
высшего образования «НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ  
УНИВЕРСИТЕТ ИТМО»

**ФАКУЛЬТЕТ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РОБОТОТЕХНИКИ**

ОТЧЕТ ПО ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЕ №1  
по дисциплине  
**«ДИСКРЕТНЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ»**  
на тему  
**«ДИСКРЕТНЫЙ ЭЛЕМЕНТ В НЕПРЕРЫВНОЙ  
СИСТЕМЕ. УСТОЙЧИВОСТЬ ДИСКРЕТНЫХ СИСТЕМ.  
ПОСТРОЕНИЕ ДИСКРЕТНЫХ КОМАНДНЫХ  
ГЕНЕРАТОРОВ»**

Вариант 20

Выполнил: студент гр. R3441

Румянцев А. А.

Проверил: преподаватель

Краснов А. Ю.

Санкт-Петербург

2025

## Содержание

<b>1</b>	<b>Исследование влияния дискретного элемента на непрерывную систему</b>	<b>3</b>
<b>2</b>	<b>Исследование устойчивости дискретных систем</b>	<b>10</b>
<b>3</b>	<b>Построение дискретных командных генераторов</b>	<b>16</b>
<b>4</b>	<b>Вывод</b>	<b>23</b>

# 1. Исследование влияния дискретного элемента на непрерывную систему

Исходные данные для задания:

$$T = 0.25 \text{ с,}$$

$$K_{CO} = 8.8$$

$T$  – период дискретизации,  $K_{CO}$  – коэффициент передачи ОУ.

Схема симуляции:

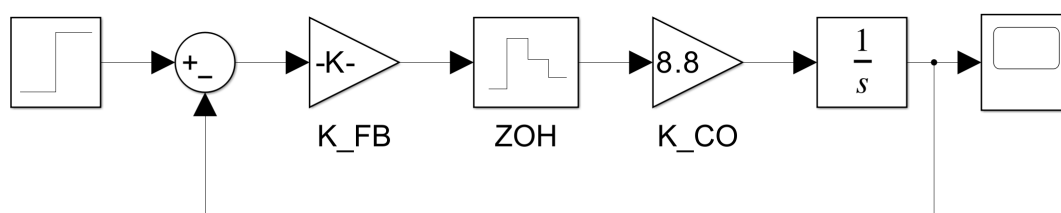


Рис. 1: Схема симуляции

Непрерывная система:

$$y(t) = \int_0^t u(\tau) d\tau$$

Возьмем  $\tau \in [t_k = kT, t_{k+1} = (k+1)T)$  – некоторый шаг дискретизации.

Приращение интеграла за этот интервал:

$$y((k+1)T) - y(kT) = \int_{kT}^{(k+1)T} u(\tau) d\tau$$

Обозначения:

$$y_k = y(kT), \quad u_k = u(kT)$$

Дискретная система:

$$y_{k+1} - y_k = T u_k,$$

$$T u_k = \int_{kT}^{(k+1)T} u_k d\tau \approx \int_{kT}^{(k+1)T} u(\tau) d\tau,$$

$$u_k = K_{CO} K_{FB} e_k = K(r_k - y_k),$$

где  $r_k$  – вход системы.

Приведем систему к виду:

$$y_{k+1} = ay_k + br_k,$$

$$y_{k+1} = y_k + TK(r_k - y_k) = (1 - TK)y_k + TKr_k$$

Пусть вход – единичная ступень  $r_k = 1 \forall k \geq 0$ , тогда разностное уравнение:

$$y_{k+1} = ay_k + b$$

Соответствующая ему передаточная функция:

$$W(z) = \frac{b}{z - a}$$

Решение рекуррентного уравнения – сумма общего ( $h$ ) и частного ( $p$ ) решений:

$$y_{k+1}^{(h)} = ay_k^{(h)} \Rightarrow y_k^{(h)} = Ca^k,$$

$$y^{(p)} = ay^{(p)} + b \Rightarrow y^{(p)}(1 - a) = b \Rightarrow y^{(p)} = \frac{b}{1 - a} = const.,$$

$$y_k = Ca^k + \frac{b}{1 - a}$$

При начальном условии  $y_0 = 0$ :

$$Ca^0 + \frac{b}{1 - a} = 0 \Rightarrow C = -\frac{b}{1 - a}$$

Тогда:

$$y_k = b \frac{1 - a^k}{1 - a}$$

Переходный процесс описывается  $a_k$ .

При  $k \rightarrow \infty$ ,  $|a| < 1 : a^k \rightarrow 0$ , остается установившееся значение:

$$y_{\infty} = \frac{b}{1-a}$$

Чем меньше  $|a|$ , тем быстрее убывает  $a^k$  – быстрее достигается установившееся значение.

Тогда, максимальная скорость сходимости будет при  $a = 0$ .

Система устойчива при  $|a| < 1$ :

$$|1 - TK| < 1 \Rightarrow 0 < K_{FB} < \frac{2}{TK_{CO}} \approx 0.909091$$

Рассмотрим границы устойчивости.

Нейтральная устойчивость:

$$a = 1 \Rightarrow 1 - TK = 1 \Rightarrow K_{FB} = 0$$

При нейтральной устойчивости выход повторяет начальное значение  $y_0$ , задаваемое в интеграторе.

Колебательная устойчивость:

$$a = -1 \Rightarrow 1 - TK = -1 \Rightarrow K_{FB} = \frac{2}{TK_{CO}} \approx 0.909091$$

При колебательной устойчивости система будет максимально колебательной без затухания.

Рассмотрим подробнее поведение системы при различных  $a$ :

При  $a = -1$  – колебательная устойчивость,

При  $-1 < a < 0$  – затухающие колебания (каждый шаг знак  $a^k$  меняется),

При  $a = 0$  – максимальная скорость сходимости,

При  $0 \leq a < 1$  – монотонное сходящееся поведение,

При  $a = 1$  – нейтральная устойчивость,

При  $|a| > 1$  – неустойчивость.

Граница между отсутствием колебаний и их появлением при  $a = 0$ :

$$1 - TK = 0 \Rightarrow K_{FB} = \frac{1}{TK_{CO}} \approx 0.454545$$

Таким образом:

При  $K_{FB} = 0$  – выход повторяет  $y_0$ ,

При  $0 < K_{FB} \leq 0.454545$  – монотонный выход,

При  $K_{FB} = 0.454545$  – оптимальный по быстродействию процесс,

При  $0.454545 < K_{FB} < 0.909091$  – затухающие колебания,

При  $K_{FB} = 0.909091$  – максимальные незатухающие колебания,

При  $K_{FB} > 0.909091$  – растущие колебания.

Экстраполятор нулевого порядка (ЗОН) удерживает сигнал управления постоянным на протяжении каждого шага дискретизации  $T$  и переносит полюса системы из  $s$ -плоскости в  $z$ -плоскость по преобразованию:

$$z = e^{sT}$$

Устойчивость сохраняется, когда все дискретные корни (полюса) попадают внутрь единичного круга на  $z$ -плоскости.

Задержка уменьшает запас устойчивости системы и делает ее чувствительной к выбору шага дискретизации  $T$  – вероятность смещения полюсов из единичного круга увеличивается при увеличении  $T$ , следовательно система с большей вероятностью может стать неустойчивой.

Выполним моделирование системы при различных  $K_{FB}$ .

Положим  $K_{FB} = 0, y_0 = 0$ :

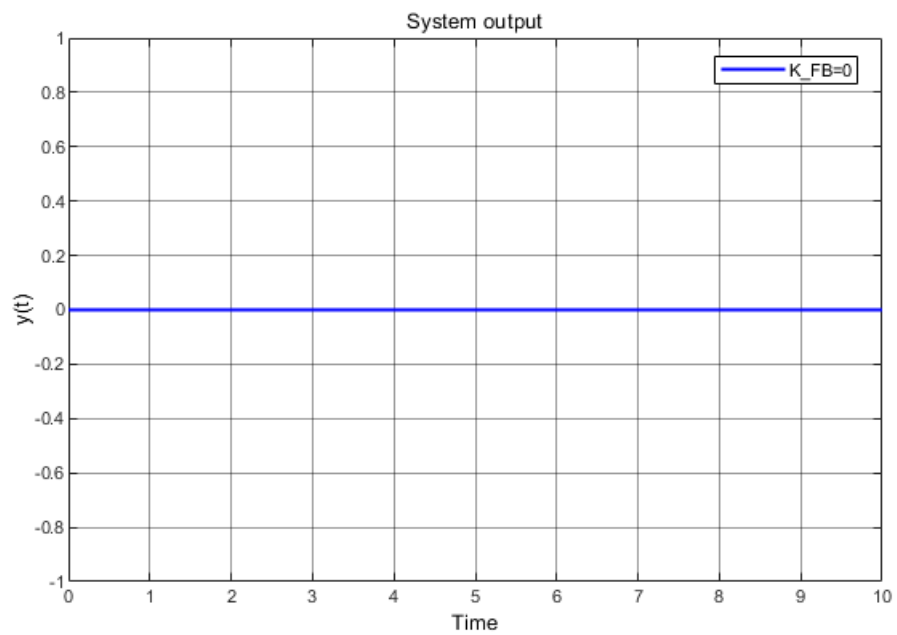


Рис. 2: Выход системы при  $K_{FB} = 0, y_0 = 0$

Положим  $K_{FB} = 0.3, y_0 = 0$ :

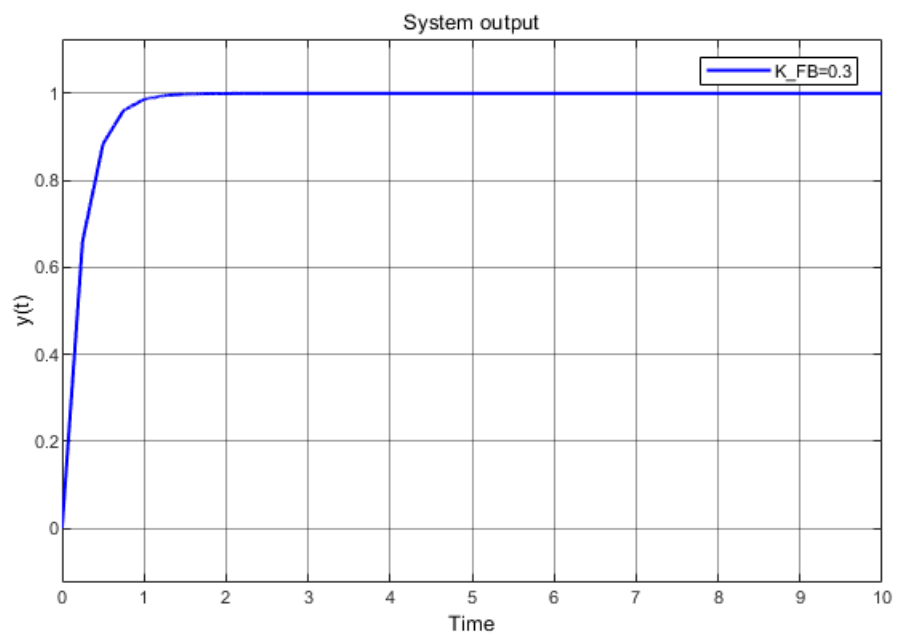


Рис. 3: Выход системы при  $K_{FB} = 0.3, y_0 = 0$

Положим  $K_{FB} = 1/(TK_{CO}), y_0 = 0$ :

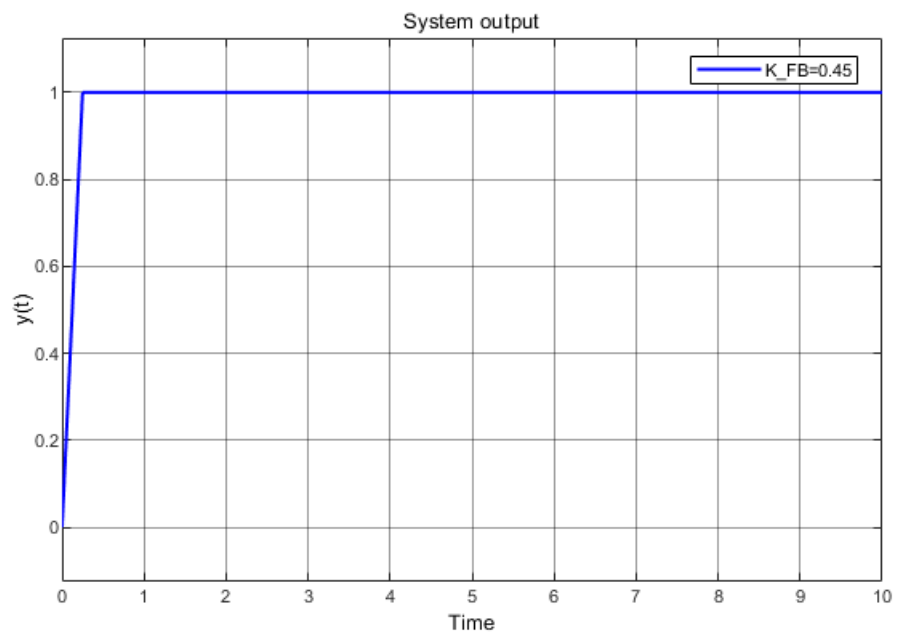


Рис. 4: Выход системы при  $K_{FB} = 1 / (TK_{CO})$ ,  $y_0 = 0$

Положим  $K_{FB} = 0.6$ ,  $y_0 = 0$ :

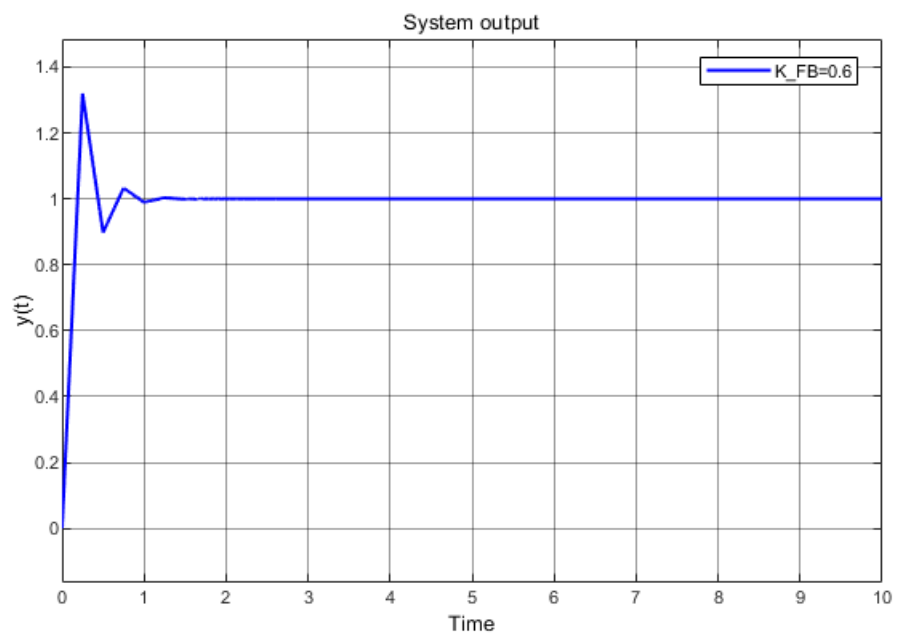


Рис. 5: Выход системы при  $K_{FB} = 0.6$ ,  $y_0 = 0$

Положим  $K_{FB} = 2 / (TK_{CO})$ ,  $y_0 = 0$ :



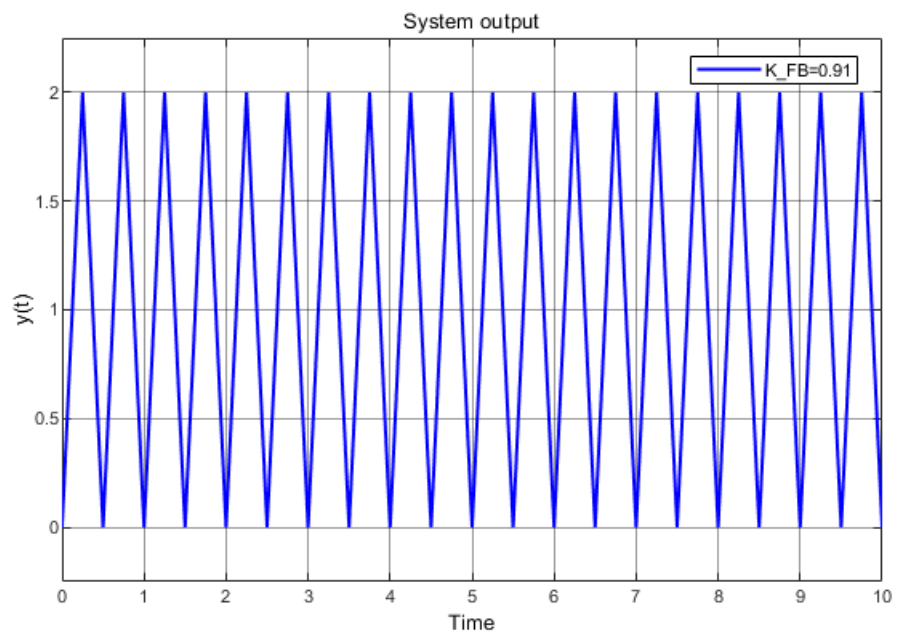


Рис. 6: Выход системы при  $K_{FB} = 2 / (TK_{CO})$ ,  $y_0 = 0$

Положим  $K_{FB} = 1$ ,  $y_0 = 0$ :

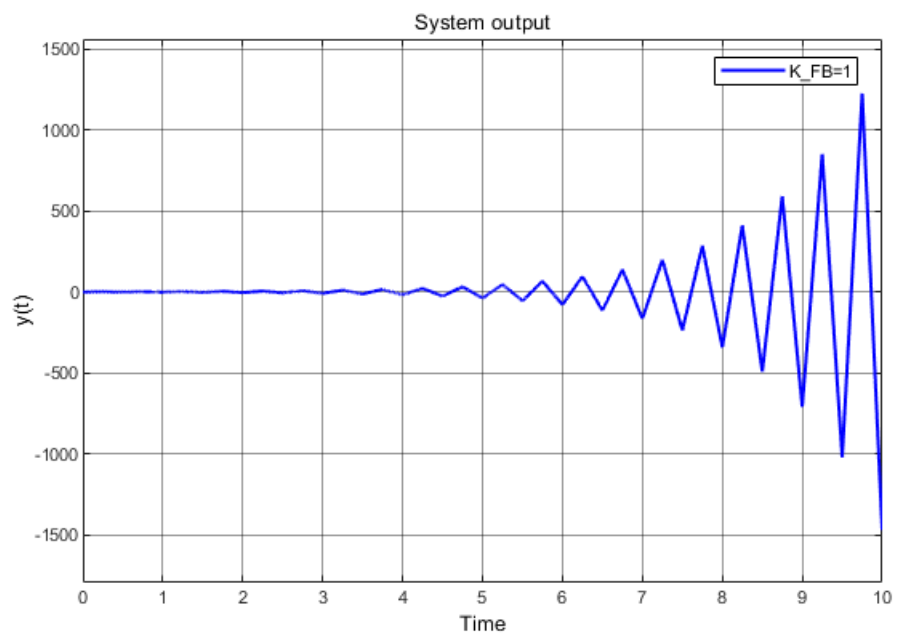


Рис. 7: Выход системы при  $K_{FB} = 1$ ,  $y_0 = 0$

## 2. Исследование устойчивости дискретных систем

Исходные данные:

$$T = 0.25 \text{ с},$$

$$\sigma_1 = \{1.59, 1.02\},$$

$$\sigma_2 = \{-0.08, -0.69\},$$

$$\sigma_3 = \{0.29, -0.06\},$$

$$\sigma_4 = \{0.31j, -0.37j\},$$

$$\sigma_5 = \{-1.35 \pm 1.02j\}$$

Рассмотрим непрерывный ОУ:

$$\ddot{y} = u,$$

где  $u(t)$  – управляющее воздействие,  $y(t)$  – выходная величина.

Положим:

$$x_1 = y, \quad x_2 = \dot{y}$$

Тогда:

$$\dot{x}_1 = x_2, \quad \dot{x}_2 = u$$

Система имеет вид (В-С-В):

$$\dot{x} = A_{\text{н}}x + B_{\text{н}}u, \quad y = Cx + Du,$$

где:

$$A_{\text{н}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_{\text{н}} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad D = 0$$

Приведем к дискретному виду:

$$A = e^{A_{\text{н}}T} = \sum_{i=0}^k \frac{A_{\text{н}}^i T^i}{i!}, \quad B = \int_0^T e^{A_{\text{н}}(T-\tau)} \varphi(\tau) d\tau \cdot B_{\text{н}} = \sum_{i=1}^k \frac{A_{\text{н}}^{i-1} T^i}{i!} B_{\text{н}}$$

Рассмотрим  $i = 0, 1, 2$ :

$$A_{\text{н}}^0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad A_{\text{н}}^1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad A_{\text{н}}^2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Достаточно взять  $k = 2$ :

$$A = I + A_{\text{н}}T + \frac{A_{\text{н}}^2T^2}{2} = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$B = A_{\text{н}}^0TB_{\text{н}} + \frac{A_{\text{н}}^1T^2B_{\text{н}}}{2} = \begin{bmatrix} \frac{T^2}{2} \\ T \end{bmatrix}$$

Дискретная модель:

$$x_{k+1} = Ax_k + Bu_k, \quad y_k = Cx_k,$$

где:

$$A = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{T^2}{2} \\ T \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad D = 0$$

Зададим управляющее воздействие:

$$u(k) = -Kx(k) = -\begin{bmatrix} k_1 & k_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix}$$

Матрица динамики замкнутой системы:

$$F = A - BK = \begin{bmatrix} \frac{-T^2k_1+2}{2} & \frac{2T-T^2k_2}{2} \\ -Tk_1 & -Tk_2+1 \end{bmatrix}$$

Замкнутая дискретная система:

$$x_{k+1} = Fx_k$$

Характеристический полином:

$$\det(zI - F) = z^2 + z(T^2k_1/2 + Tk_2 - 2) + (T^2k_1/2 - Tk_2 + 1) = 0$$

Пусть желаемый полином:

$$(z - z_1)(z - z_2) = z^2 - (z_1 + z_2)z + z_1 z_2$$

Для спектра  $\sigma_1 = \{1.59, 1.02\}$ :

$$z^2 - (1.59 + 1.02)z + 1.59 \cdot 1.02 = z^2 - 2.61z + 1.6218$$

Следовательно:

$$\begin{cases} T^2 k_1 / 2 + T k_2 - 2 = -2.61, \\ T^2 k_1 / 2 - T k_2 + 1 = 1.6218 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} T^2 k_1 / 2 + T k_2 = -0.61, \\ T^2 k_1 / 2 - T k_2 = 0.6218, \end{cases}$$

$$\begin{cases} k_1 = \frac{0.0118}{T^2} = 0.1888, \\ k_2 = -\frac{0.6159}{T} = -2.4636 \end{cases}$$

Проверим:

$$\sigma(F) = \{1.02, 1.59\}$$

Повторим для спектра  $\sigma_2 = \{-0.08, -0.69\}$ :

$$z^2 - (-0.08 - 0.69)z + 0.08 \cdot 0.69 = z^2 + 0.77z + 0.0552,$$

$$\begin{cases} T^2 k_1 / 2 + T k_2 - 2 = 0.77, \\ T^2 k_1 / 2 - T k_2 + 1 = 0.0552 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} T^2 k_1 / 2 + T k_2 = 2.77, \\ T^2 k_1 / 2 - T k_2 = -0.9448, \end{cases}$$

$$\begin{cases} k_1 = \frac{1.8252}{T^2} = 29.2032, \\ k_2 = \frac{0.6159}{T} = 7.4296 \end{cases}$$

Проверим:

$$\sigma(F) = \{-0.08, -0.69\}$$

Аналогично  $\sigma_3 = \{0.29, -0.06\}$ :

$$z^2 - (0.29 - 0.06)z - 0.29 \cdot 0.06 = z^2 - 0.23z - 0.0174,$$

$$\begin{cases} T^2 k_1/2 + T k_2 - 2 = -0.23, \\ T^2 k_1/2 - T k_2 + 1 = -0.0174 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} T^2 k_1/2 + T k_2 = 1.77, \\ T^2 k_1/2 - T k_2 = -1.0174, \end{cases}$$

$$\begin{cases} k_1 = \frac{0.7526}{T^2} = 12.0416, \\ k_2 = \frac{1.3937}{T} = 5.5748, \end{cases} \quad \sigma(F) = \{0.29, -0.06\}$$

Аналогично  $\sigma_4 = \{0.31j, -0.37j\}$ :

$$z^2 - (0.31j - 0.37j)z - 0.31j \cdot 0.37j = z^2 + 0.06jz + 0.1147,$$

$$\begin{cases} T^2 k_1/2 + T k_2 - 2 = 0.06j, \\ T^2 k_1/2 - T k_2 + 1 = 0.1147 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} T^2 k_1/2 + T k_2 = 2 + 0.06j, \\ T^2 k_1/2 - T k_2 = -0.8853, \end{cases}$$

$$\begin{cases} k_1 = \frac{1.1147+0.06j}{T^2} = 17.8352 + 0.96j, \\ k_2 = \frac{1.44265+0.03j}{T} = 5.7706 + 0.12j, \end{cases} \quad \sigma(F) = \{0.31j, -0.37j\}$$

Аналогично  $\sigma_5 = \{-1.35 \pm 1.02j\}$ :

$$z^2 - (-1.35 + 1.02j - 1.35 - 1.02j)z + (-1.35 + 1.02j)(-1.35 - 1.02j),$$

$$z^2 + 2.7z + 2.8629$$

$$\begin{cases} T^2 k_1/2 + T k_2 - 2 = 2.7, \\ T^2 k_1/2 - T k_2 + 1 = 2.8629 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} T^2 k_1/2 + T k_2 = 4.7, \\ T^2 k_1/2 - T k_2 = 1.8629, \end{cases}$$

$$\begin{cases} k_1 = \frac{6.5629}{T^2} = 105.0064, \\ k_2 = \frac{1.41855}{T} = 5.6742, \end{cases} \quad \sigma(F) = \{-1.35 \pm 1.02j\}$$

Выполним моделирование систем при  $y(0) = 1, \dot{y}(0) = 0$ .

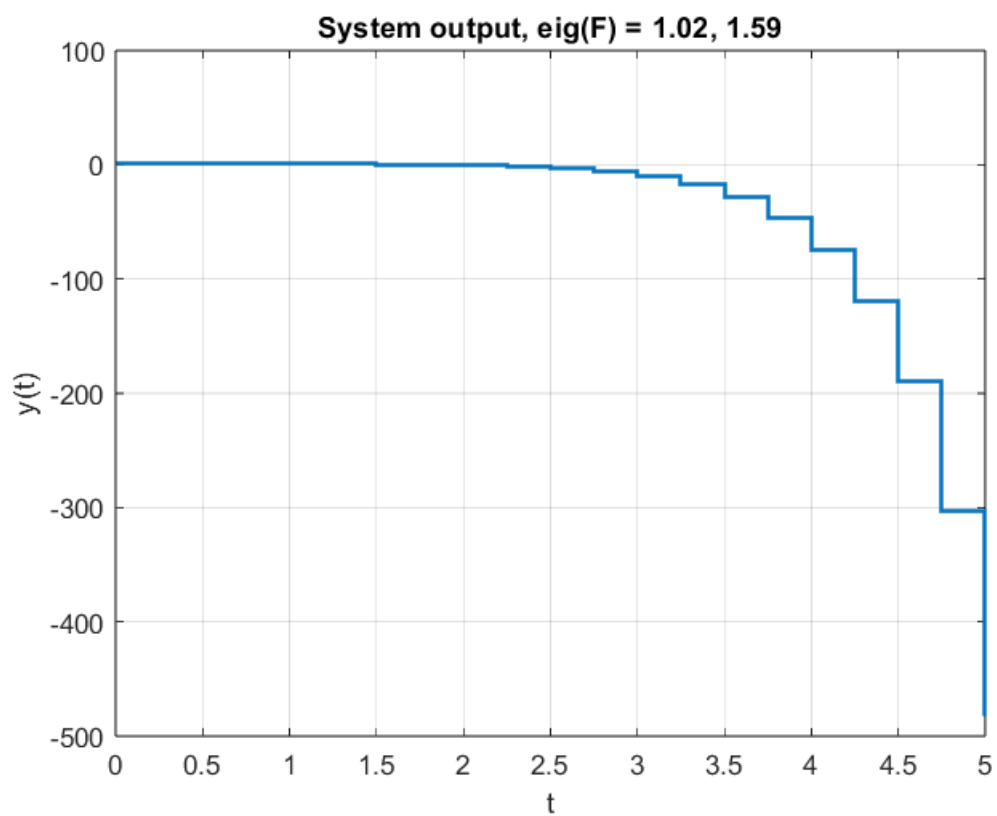


Рис. 8: Выход системы при  $\sigma_1 = \{1.02, 1.59\}$

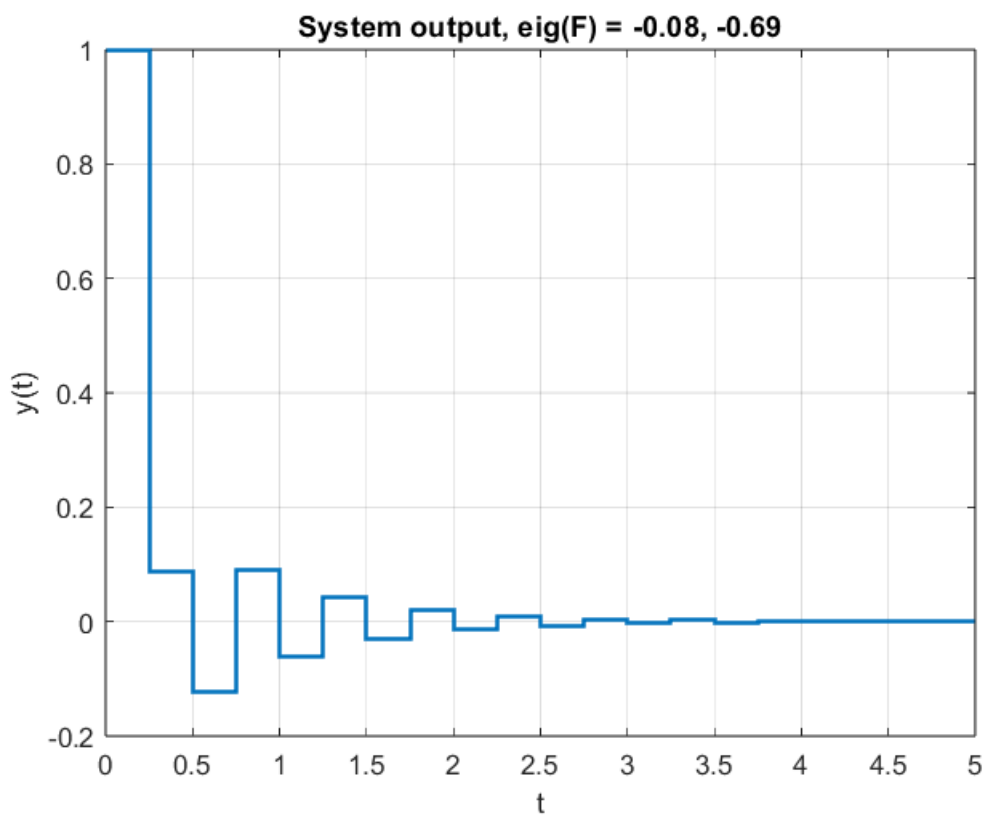


Рис. 9: Выход системы при  $\sigma_2 = \{-0.08, -0.69\}$

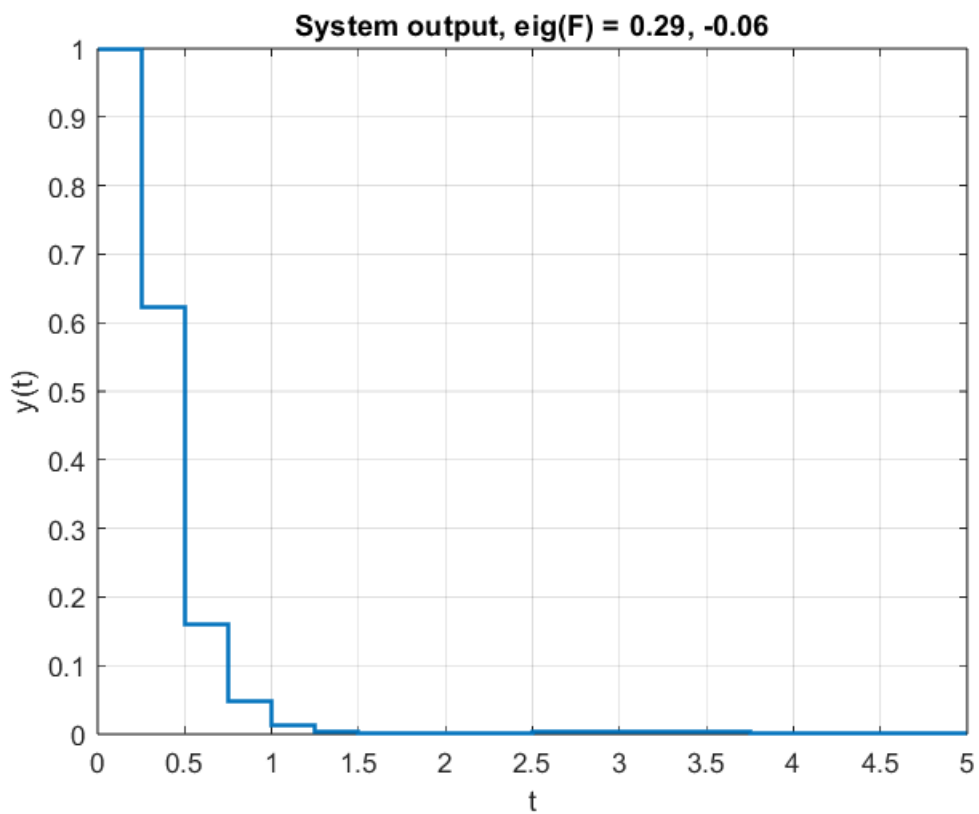


Рис. 10: Выход системы при  $\sigma_3 = \{0.29, -0.06\}$

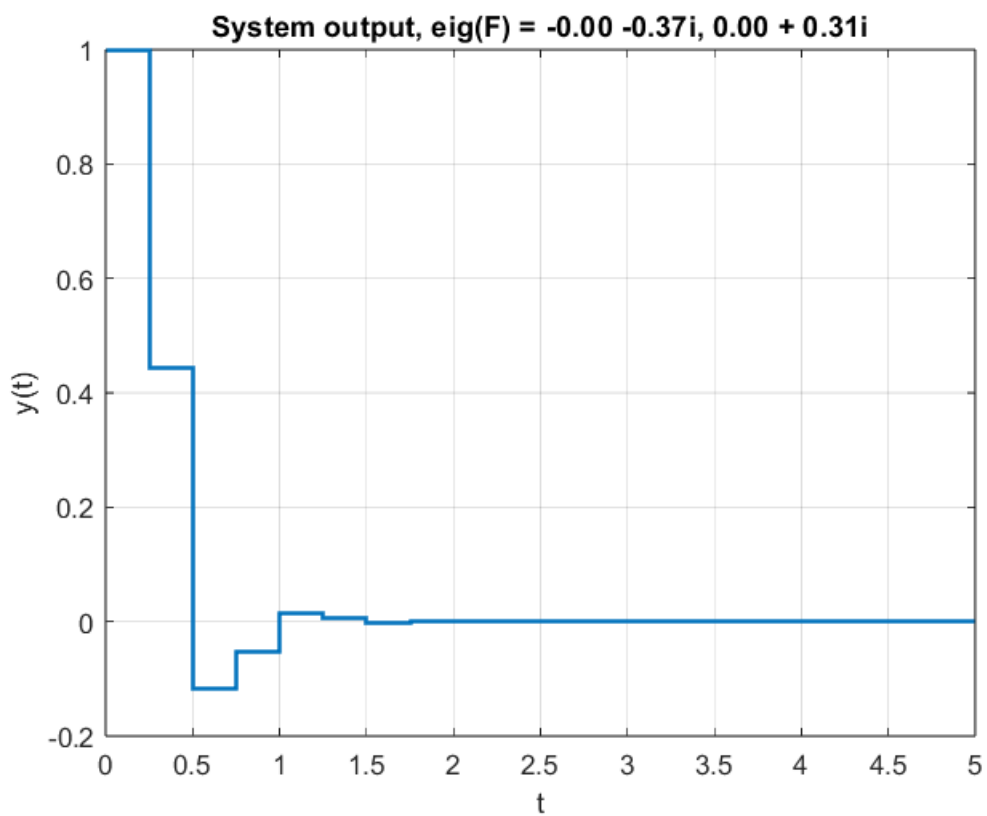


Рис. 11: Выход системы при  $\sigma_4 = \{0.31j, -0.37j\}$

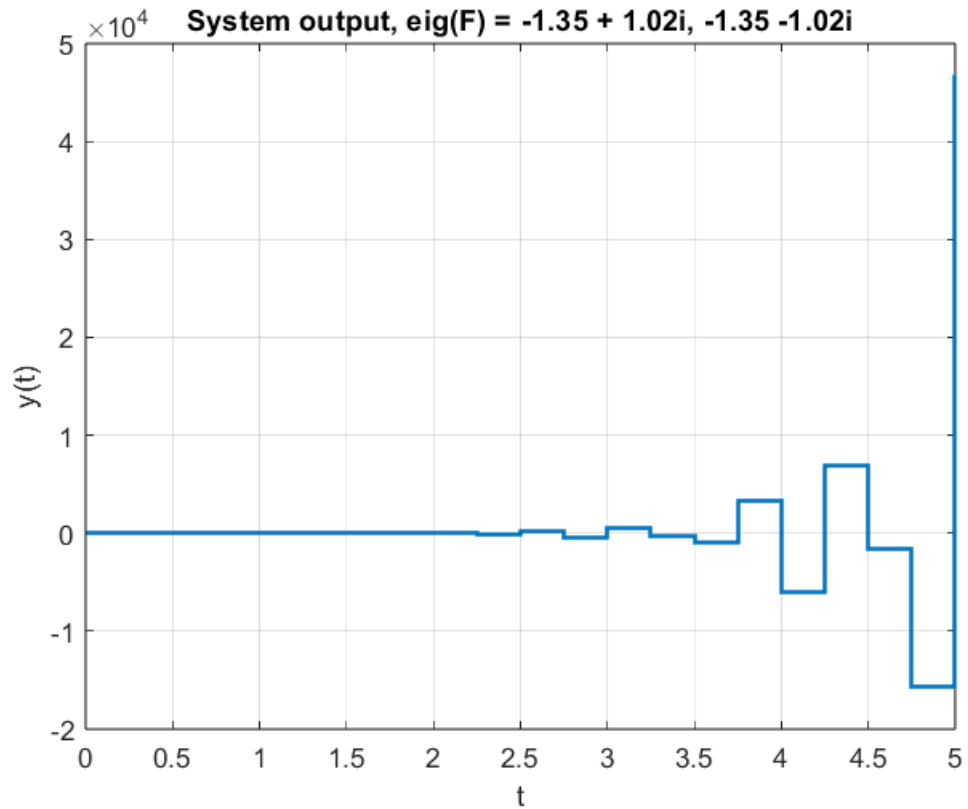


Рис. 12: Выход системы при  $\sigma_5 = \{-1.35 \pm 1.02j\}$

Когда модуль собственных чисел больше 1, то система расходится. В обратном случае система сходится к устоявшемуся состоянию.

### 3. Построение дискретных командных генераторов

Исходные данные:

$$T = 0.25 \text{ с},$$

$$A = -8.5,$$

$$\omega = 0.7,$$

$$f(k) = 0.4 \sin(2kT) + 2.5 \cos(6kT),$$

где  $f(k)$  – внешнее возмущение.

Синтезируем командный генератор гармонического сигнала:

$$g(k) = A \sin(kT\omega)$$

Выберем в качестве первой координаты вектора состояния дискретного



генератора сам сигнал:

$$\xi_1(k) = g(k)$$

Возьмем первую разность (аналог производной) и выберем вторую переменную вектора состояния в виде этой разности:

$$\begin{aligned}\xi_2(k) &= \xi_1(k+1) = A \sin(kT\omega + T\omega) = \\ &= A [\sin(kT\omega) \cos(T\omega) + \cos(kT\omega) \sin(T\omega)] = \\ &= \xi_1(k) \cos(T\omega) + A \cos(kT\omega) \sin(T\omega)\end{aligned}$$

Возьмем вторую разность и выберем третью переменную вектора состояния в виде этой разности:

$$\begin{aligned}\xi_3(k) &= \xi_2(k+1) = \xi_2(k) \cos(T\omega) + A \cos(kT\omega + T\omega) \sin(T\omega) = \\ &= \xi_2(k) \cos(T\omega) + A \sin(T\omega) [\cos(kT\omega) \cos(T\omega) - \sin(kT\omega) \sin(T\omega)] = \\ &= \xi_2(k) \cos(T\omega) + \xi_2(k) \cos(T\omega) - \xi_1(k) \cos^2(T\omega) - \xi_1(k) \sin^2(T\omega) = \\ &= 2\xi_2(k) \cos(T\omega) - \xi_1(k)\end{aligned}$$

Третья строчка из второй получается путем выражения второго слагаемого из выражения для  $\xi_2(k)$ .

Достаточно двух разностей – для вычисления  $g(k+2)$  достаточно знать  $g(k+1)$  и  $g(k)$  (разностное уравнение второго порядка).

Система выражений:

$$\begin{cases} \xi_1(k+1) = \xi_2(k), \\ \xi_2(k+1) = -\xi_1(k) + 2 \cos(T\omega) \xi_2(k), \\ g(k) = \xi_1(k) \end{cases}$$

Вектор начальных условий при  $k = 0$ :

$$\xi(0) = \begin{bmatrix} 0 \\ A \sin(T\omega) \end{bmatrix}$$

Командный генератор:

$$\begin{bmatrix} \xi_1(k+1) \\ \xi_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 2\cos(T\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi_1(k) \\ \xi_2(k) \end{bmatrix} = \Gamma_d \xi(k),$$

$$g(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi_1(k) \\ \xi_2(k) \end{bmatrix} = H\xi(k)$$

Схема моделирования командного генератора:

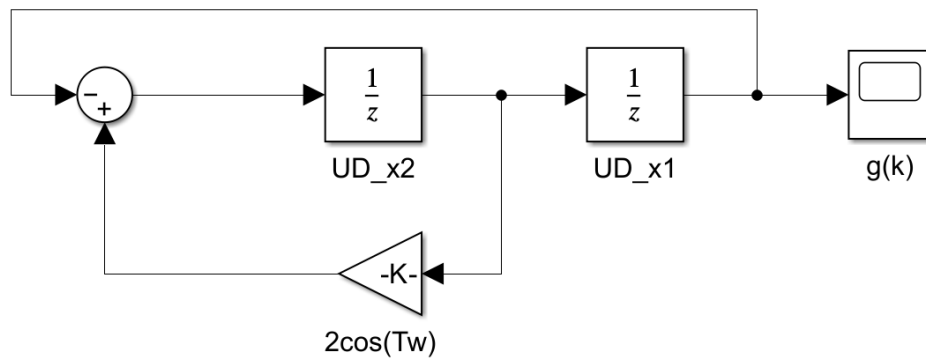


Рис. 13: Схема командного генератора

Выполним моделирование командного генератора:

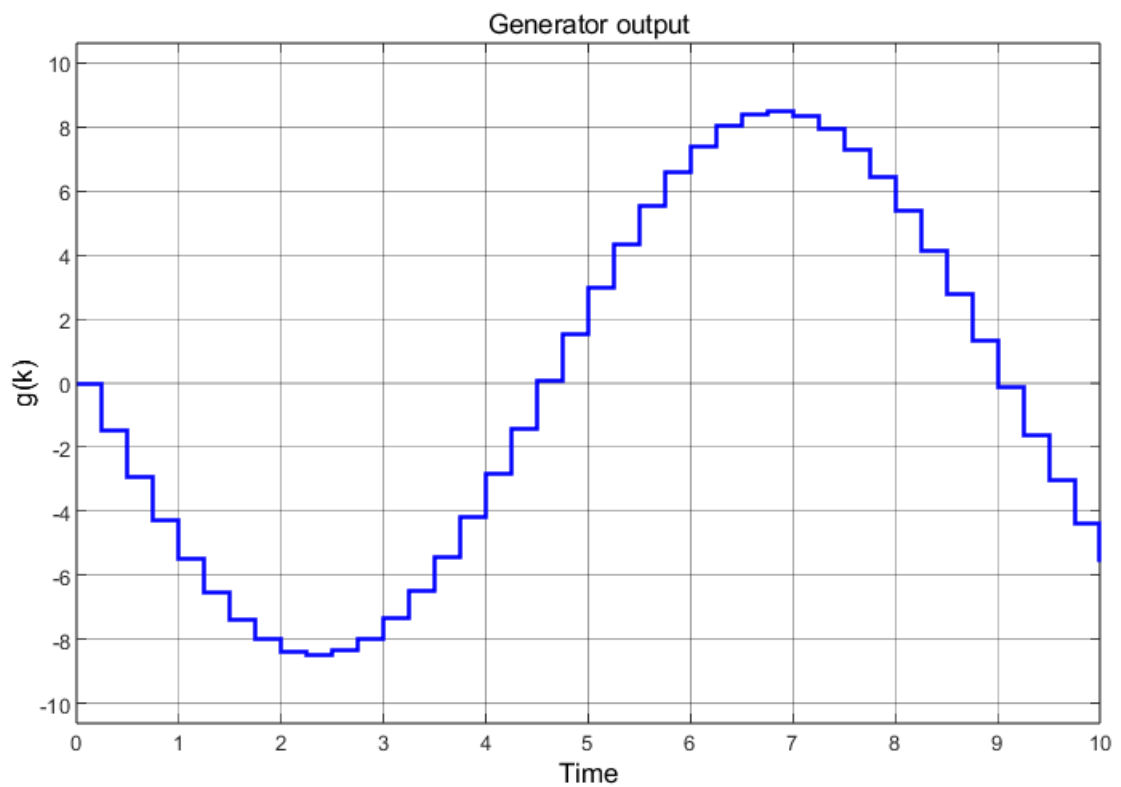


Рис. 14: Выход генератора

Синтезируем дискретную математическую модель возмущения «вход-состояние-выход» с параметрами:

$$g(k) = f(k) = 0.4 \sin(2kT) + 2.5 \cos(6kT)$$

Делим  $g(k)$  на две подсистемы:

$$g(k) = g_1(k) + g_2(k)$$

Аналогично общему случаю:

$$\xi_1(k) = g_1(k), \quad \eta_1(k) = g_2(k);$$

$$\begin{aligned} \xi_2(k) &= \xi_1(k+1) = 0.4 \sin(2kT + 2T) = \\ &= \xi_1(k) \cos(2T) + 0.4 \cos(2kT) \sin(2T), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \eta_2(k) &= \eta_1(k+1) = 2.5 \cos(6kT + 6T) = \\ &= \eta_1(k) \cos(6T) - 2.5 \sin(6kT) \sin(6T); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \xi_3(k) &= \xi_2(k+1) = \\ &= \xi_2(k) \cos(2T) + 0.4 \cos(2kT + 2T) \sin(2T) = \\ &= 2\xi_2(k) \cos(2T) - \xi_1(k), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \eta_3(k) &= \eta_2(k+1) = \\ &= \eta_2(k) \cos(6T) - 2.5 \sin(6kT + 6T) \sin(6T) = \\ &= 2\eta_2(k) \cos(6T) - \eta_1(k); \end{aligned}$$

Система:

$$\begin{cases} \xi_1(k+1) = \xi_2(k), \\ \xi_2(k+1) = -\xi_1(k) + 2\cos(2T)\xi_2(k), \\ \eta_1(k+1) = \eta_2(k), \\ \eta_2(k+1) = -\eta_1(k) + 2\cos(6T)\eta_2(k), \\ g(k) = \xi_1(k) + \eta_1(k) \end{cases}$$

Начальные условия при  $k = 0$ :

$$\psi(0) = \begin{bmatrix} \xi_1(0) \\ \xi_2(0) \\ \eta_1(0) \\ \eta_2(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0.4\sin(2T) \\ 2.5 \\ 2.5\cos(6T) \end{bmatrix}$$

Генератор возмущений:

$$\begin{bmatrix} \xi_1(k+1) \\ \xi_2(k+1) \\ \eta_1(k+1) \\ \eta_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 2\cos(2T) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 2\cos(6T) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi_1(k) \\ \xi_2(k) \\ \eta_1(k) \\ \eta_2(k) \end{bmatrix} = \Gamma_d \psi(k),$$

$$g(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi_1(k) \\ \xi_2(k) \\ \eta_1(k) \\ \eta_2(k) \end{bmatrix} = H\psi(k)$$

Схема моделирования генератора возмущений:

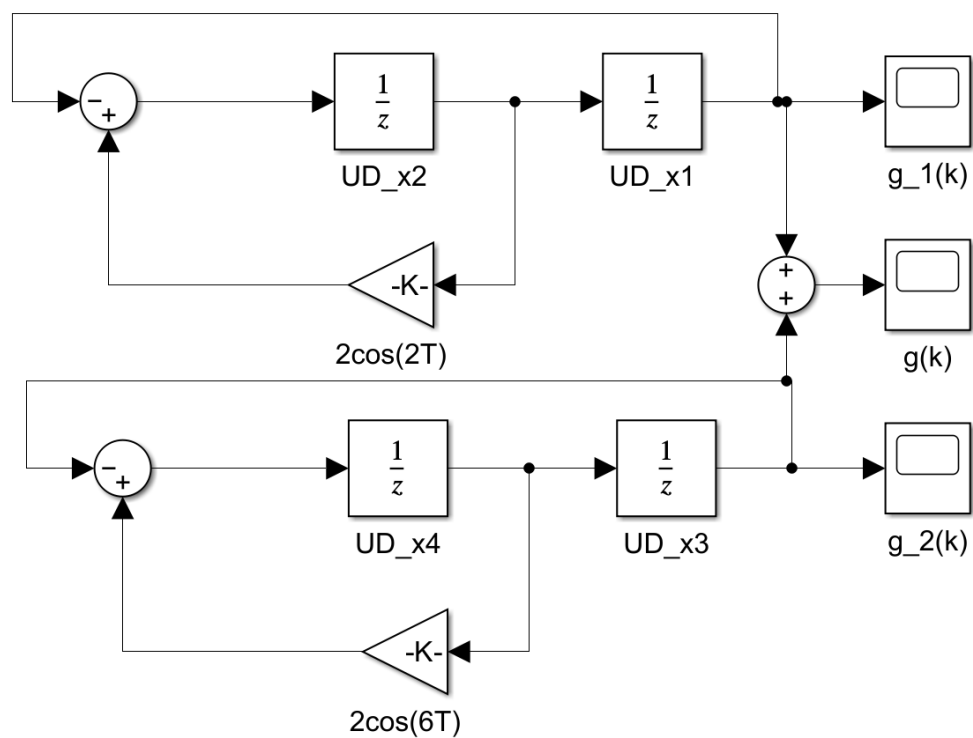


Рис. 15: Схема генератора возмущений

Выполним моделирование генератора возмущений:

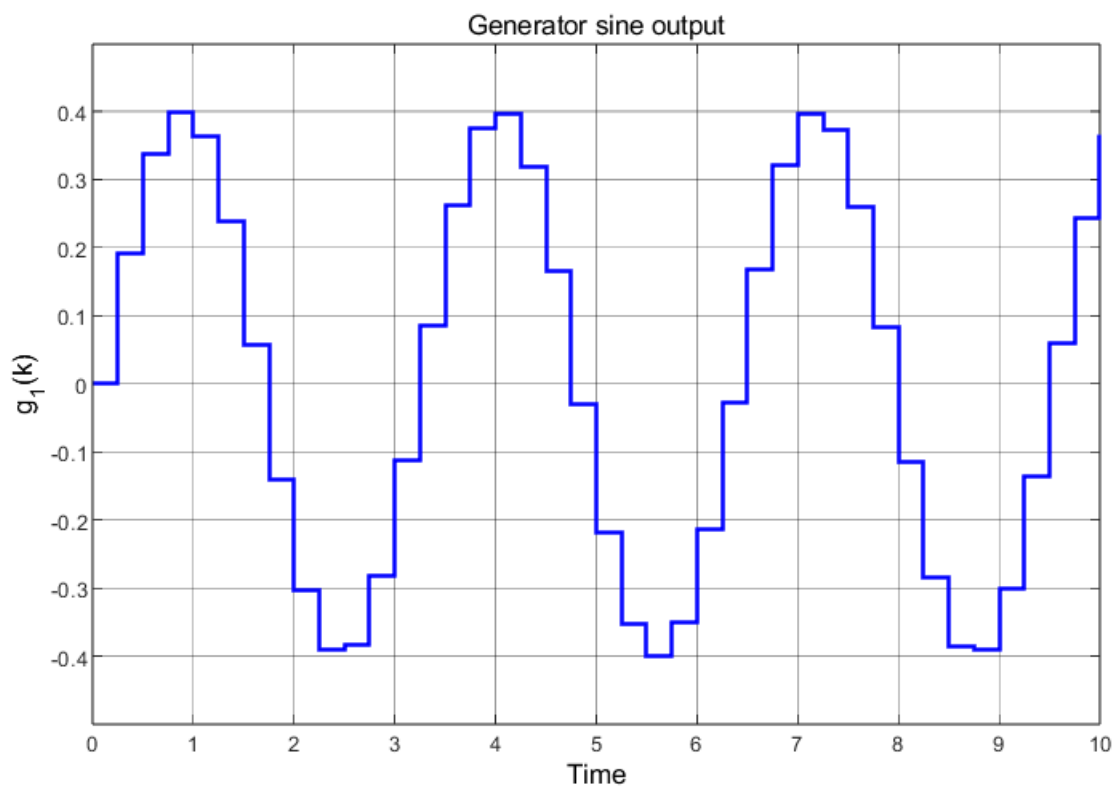


Рис. 16: Выход генератора  $g_1(k)$

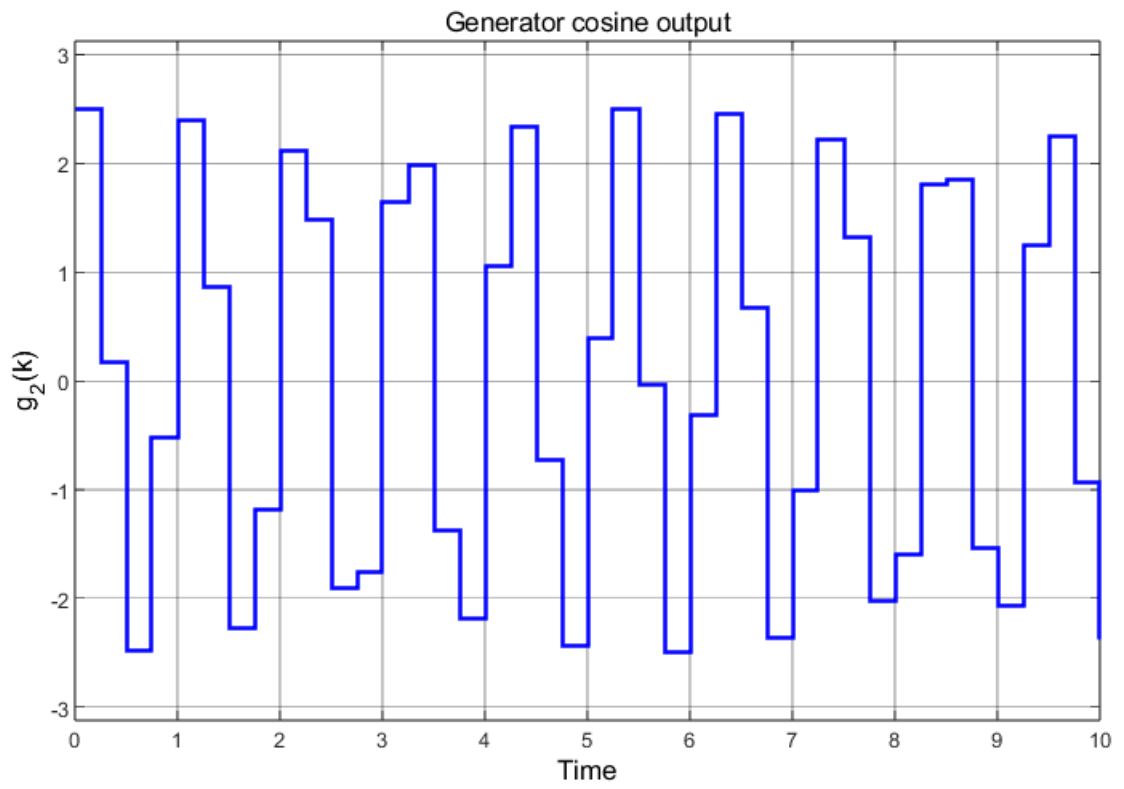


Рис. 17: Выход генератора  $g_2(k)$

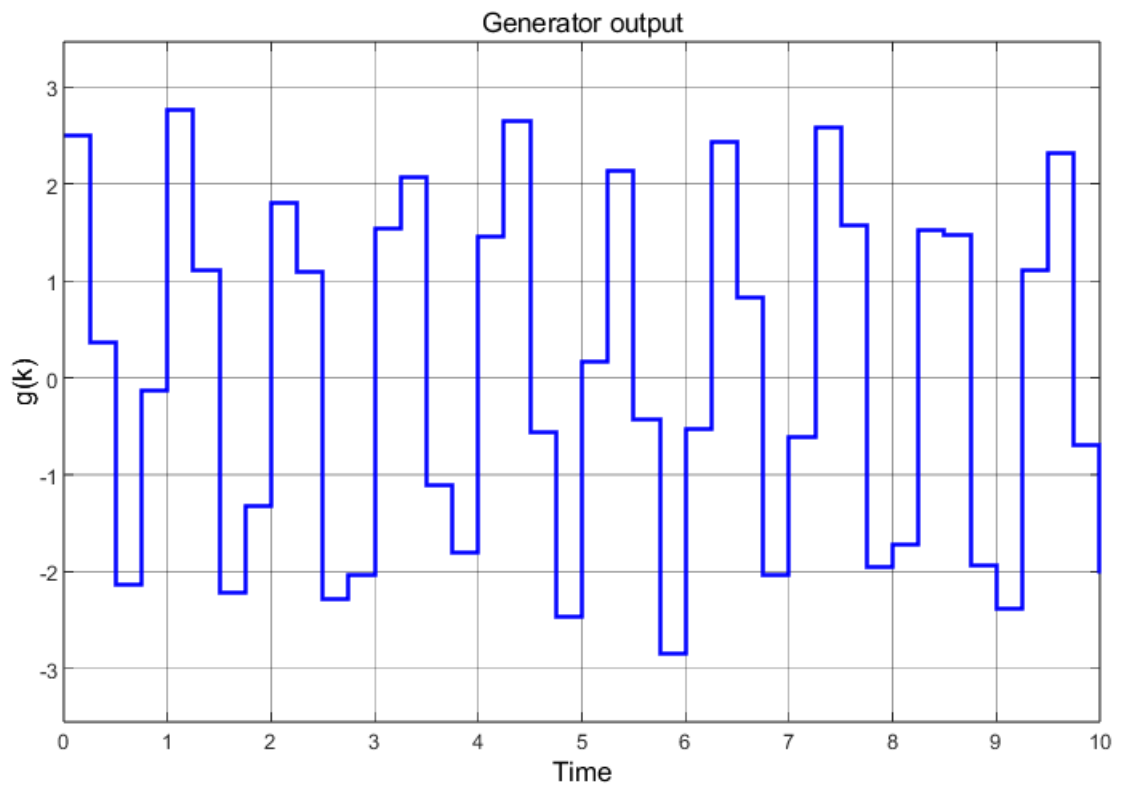


Рис. 18: Выход генератора  $g(k)$

#### **4. Вывод**

В ходе выполнения лабораторной работы было исследовано влияние дискретного элемента на непрерывную систему – был сделан вывод о снижении запаса устойчивости. Исследование устойчивости дискретных систем показало, что все собственные числа системы внутри единичного круга гарантируют устойчивость системы. Был синтезирован командный генератор и генератор возмущений. Моделирование показало, что таким способом успешно получается моделировать гармонические сигналы без дифференцирования.