

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования
«Национальный исследовательский университет ИТМО»
(Университет ИТМО)

Факультет систем управления и робототехники

ОТЧЕТ ПО ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЕ №3
по дисциплине
«Дискретные системы управления»

по теме:
ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ С
ДИСКРЕТНЫМ ПИД-РЕГУЛЯТОРОМ

Студент:
Группа № R3435
Вариант №8

Зыкин Л. В.

Предподаватель:
доцент
Краснов А. Ю.

Санкт-Петербург
2025

1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Цель работы: исследовать цифровую САУ температуры, синтезировать и настроить дискретный регулятор согласно порядку выполнения из методички (стр. 49–56). Вариант: **8** (табл. 7: $T_1 = 0,9$, $T_2 = 1,05$).

1.1 Модель объекта и выбор периода дискретизации

Непрерывная часть объекта представляется последовательно соединёнными звеньями вида $\frac{1}{T_1 s + 1}$ и $\frac{1}{T_2 s + 1}$. Период дискретизации выбираем по заданию: сначала $T = T_1/2$, затем $T = T_1/4$. В качестве датчика используем ZOH.

1.2 Синтез дискретного регулятора

Для структуры согласно рис. 17–18 методички выполняется расчёт параметров регулятора и подбор коэффициента передачи q_0 , обеспечивающего слабоколебательный процесс.

1.2.1 Расчёт параметров регулятора

Непрерывная передаточная функция объекта:

$$G(s) = \frac{1}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} = \frac{1}{T_1 T_2 s^2 + (T_1 + T_2)s + 1}.$$

Для варианта 8: $T_1 = 0,9$ с, $T_2 = 1,05$ с.

Дискретизация через ZOH (zero-order hold) при периоде дискретизации T :

$$G(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \mathcal{Z} \left\{ \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \cdot G(s) \right\},$$

где \mathcal{Z} обозначает z -преобразование с учётом фиксатора нулевого порядка.

Структура дискретного регулятора согласно схеме (рис. 18):

$$W(z) = q_0 \cdot \frac{\text{num}(z)}{z^2 - z} = q_0 \cdot \frac{\text{num}(z)}{z(z - 1)},$$

где числитель $\text{num}(z)$ компенсирует полюса объекта $A(z)$, обеспечивая требуемое качество переходных процессов.

После дискретизации объекта для $T = T_1/2 = 0,45$ с получена передаточная функция вида:

$$G(z) = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}.$$

Параметры регулятора рассчитываются так, чтобы числитель $\text{num}(z)$ компенсировал знаменатель $A(z)$ объекта, что обеспечивает требуемую динамику замкнутой системы.

1.2.2 Подбор коэффициента q_0

Методика подбора q_0 (в соответствии с п. 2–3 порядка работ):

1. фиксируем период дискретизации T (сначала $T = T_1/2$, затем $T = T_1/4$) и дискретизуем объект через ЗОН;
2. рассчитываем параметры регулятора для компенсации полюсов объекта;
3. проводим серию моделирований по сетке $q_0 \in [q_{\min}, q_{\max}]$;
4. выбираем q_0 , обеспечивающий перерегулирование в пределах 5–15% и минимальное время установления (если таких нет, берём минимум по интегральному критерию ISE при устойчивости).

По результатам подбора: при $T = T_1/2$ получено $q_0 \approx 4.00$, при $T = T_1/4$ — $q_0 \approx 4.92$.

1.3 Эксперименты

Для каждого из периодов дискретизации проведены три эксперимента:

1. реакция на ступенчатое задающее воздействие;
2. реакция на ступенчатое возмущающее воздействие;
3. реакция на возмущение, изменяющееся по случайному закону.

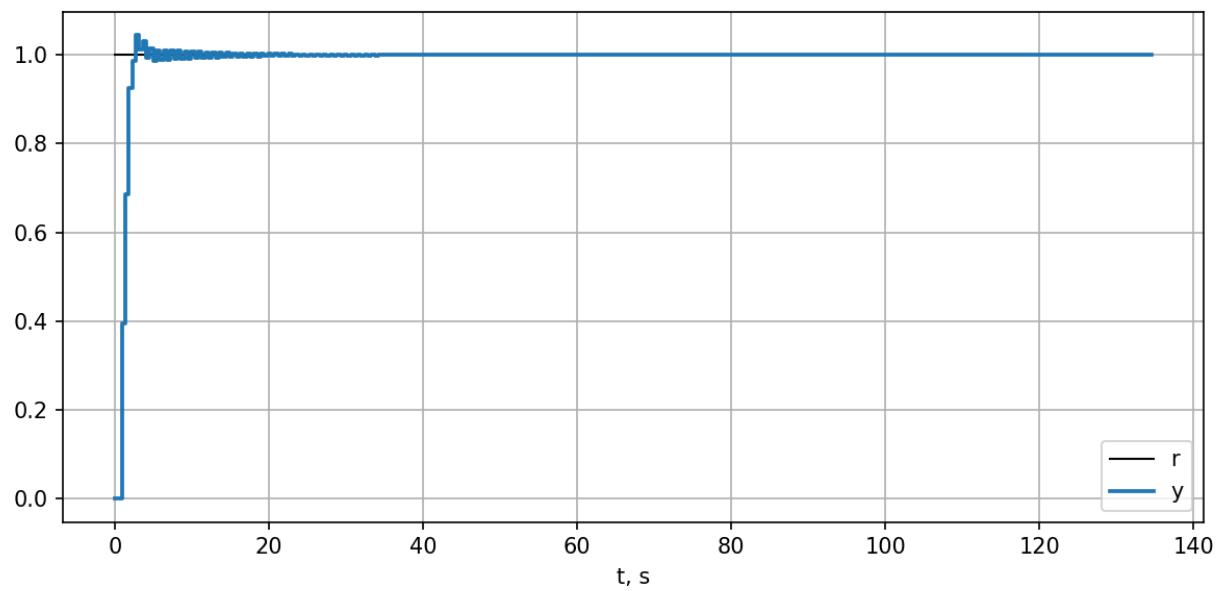


Рисунок 1 — Ступенчатое задание, $T = T_1/2$

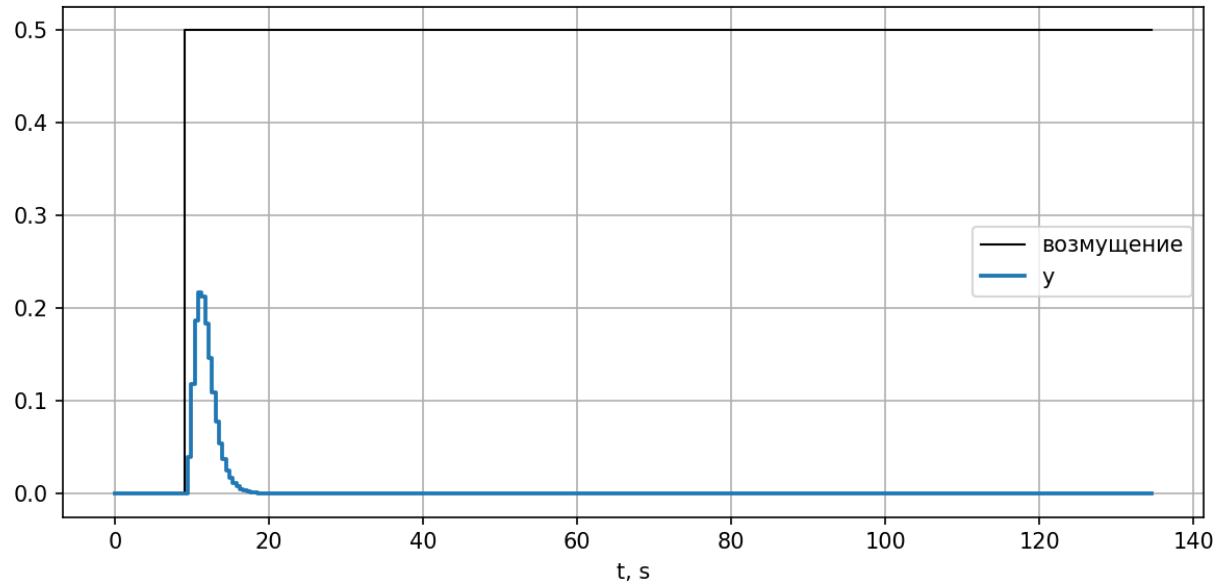


Рисунок 2 — Ступенчатое возмущение, $T = T_1/2$

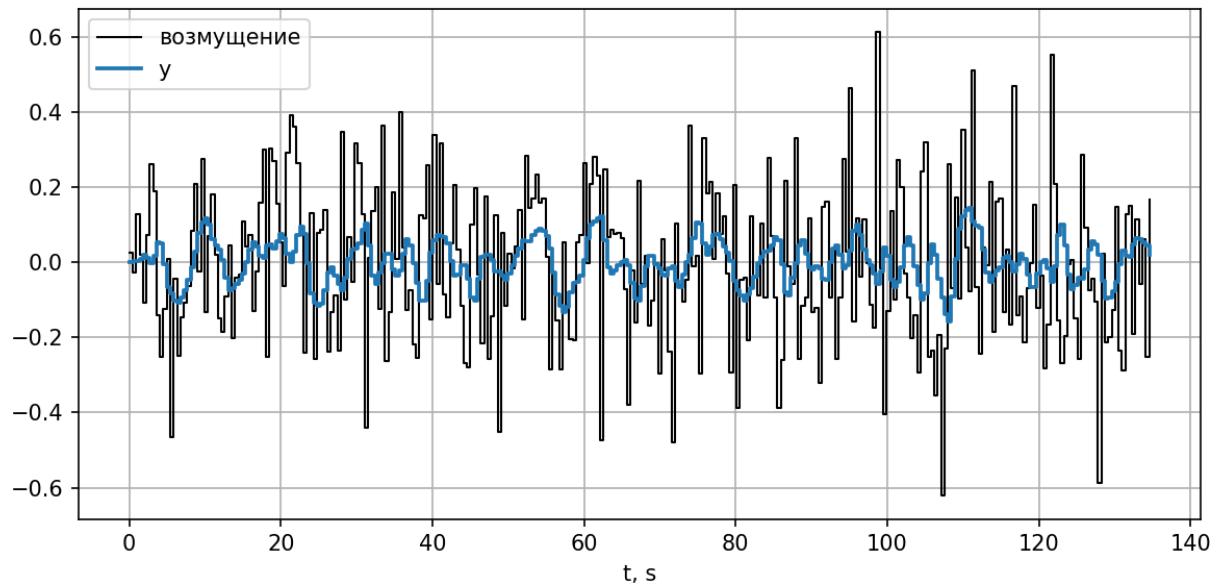


Рисунок 3 — Случайное возмущение, $T = T_1/2$

Для $T = T_1/4$ получены аналогичные результаты (см. ниже):

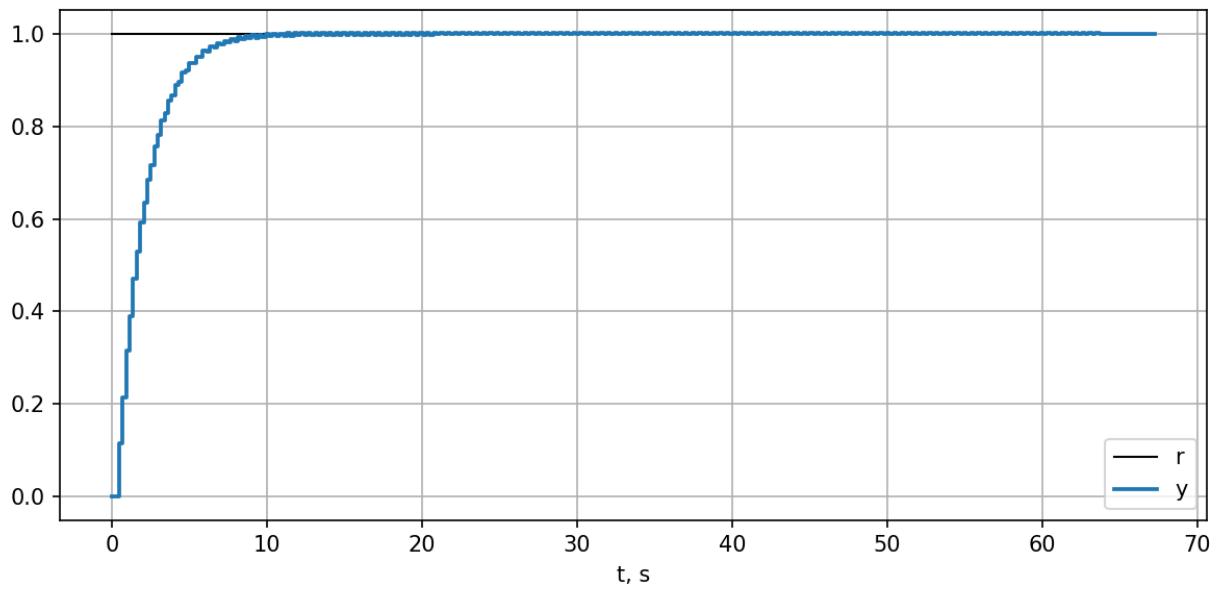


Рисунок 4 — Ступенчатое задание, $T = T_1/4$

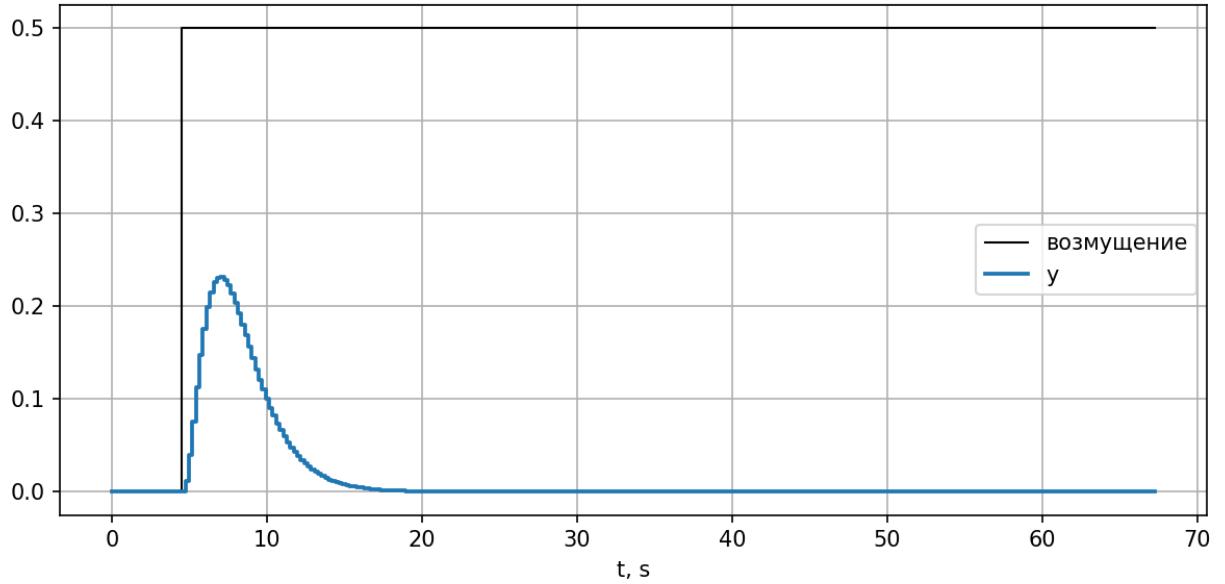


Рисунок 5 — Ступенчатое возмущение, $T = T_1/4$

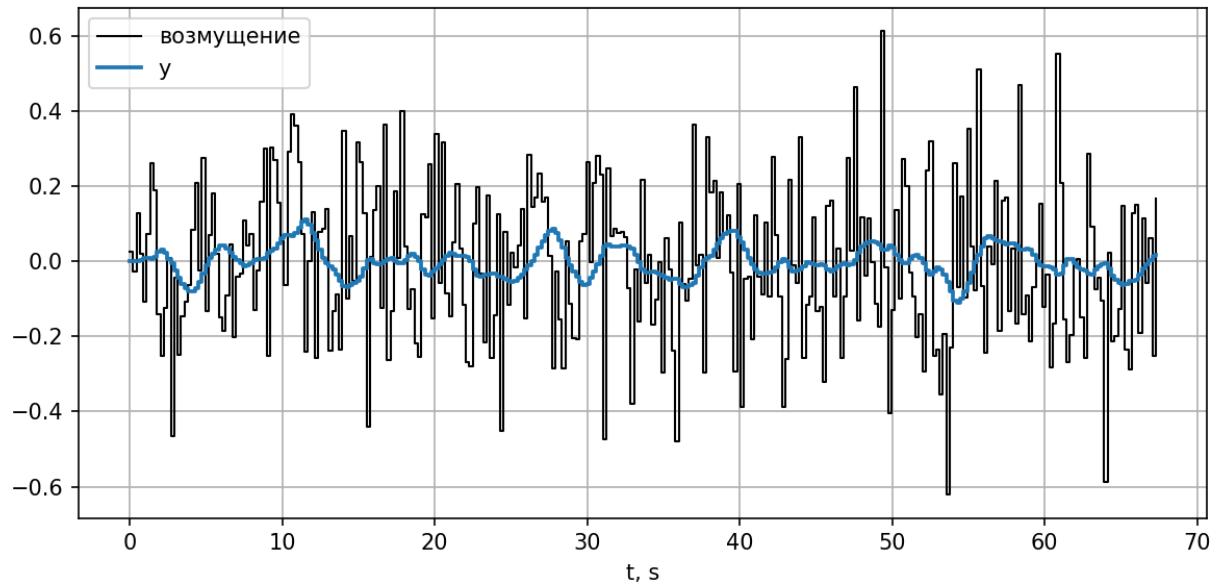


Рисунок 6 — Случайное возмущение, $T = T_1/4$

1.4 Влияние периода дискретизации и неточности T_2

Сравниваются качества процесса управления при $T = T_1/2$ и $T = T_1/4$ (Рисунок ниже): уменьшение T снижает дискретационные искажения и ускоряет процесс, цена — более частое обновление управления. Также исследуется влияние неточности компенсации полюсов: T_2 изменяется на $\pm 20\%$, реакции фиксируются при неизменном q_0 для режима $T = T_1/2$. При занижении/занышении T_2 наблюдаются соответственно более быстрые/замедлен-

ные переходные и изменение перерегулирования — это демонстрирует чувствительность САУ к ошибок идентификации.

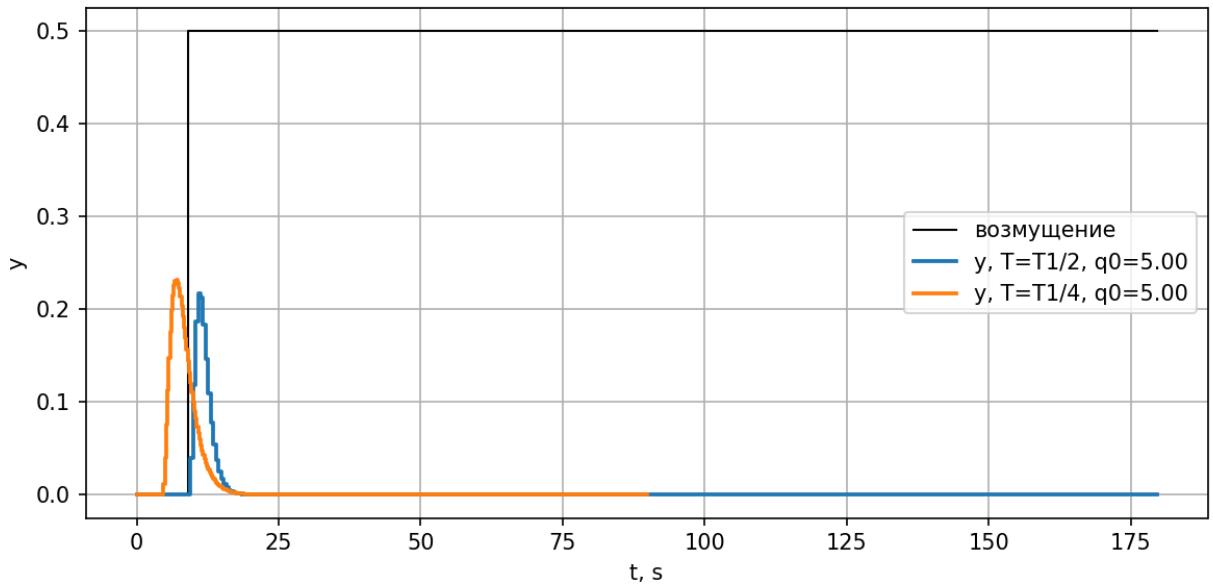


Рисунок 7 — Сравнение $T = T_1/2$ и $T = T_1/4$ (реакция на ступенчатое возмущение)

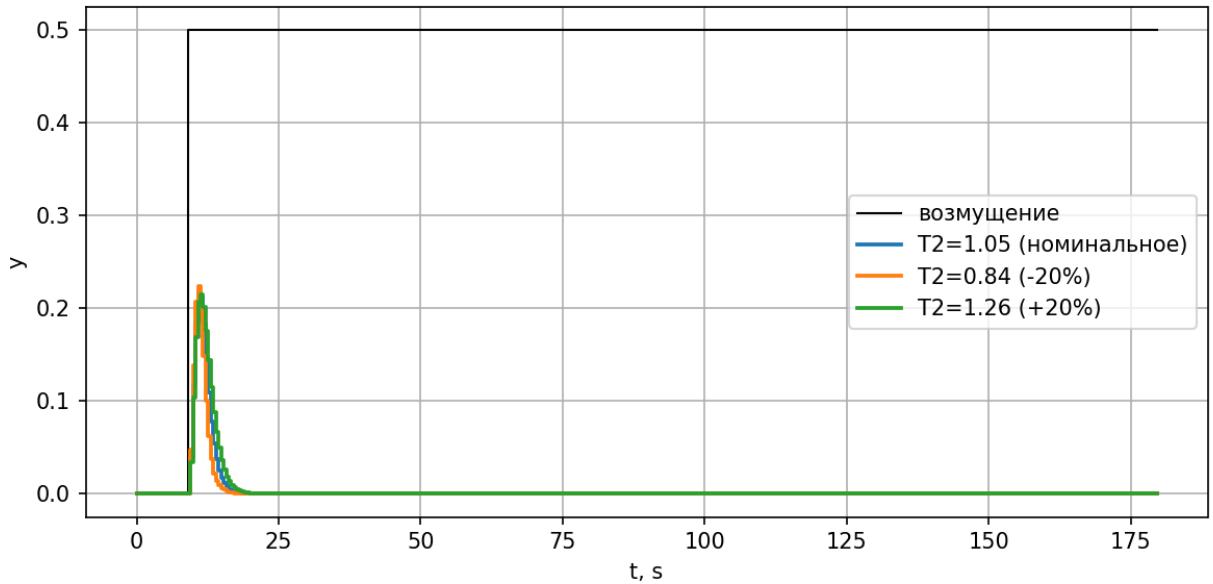


Рисунок 8 — Влияние ошибки T_2 на реакцию на возмущение

Для выполнения п. 5 задания параметры регулятора были **пересчитаны и установлены** для двух случаев $T_2 \pm 20\%$ при фиксированном $T = T_1/2 = 0,45$ с. Согласно методике

$$W_c(z) = q_0 \cdot \frac{(z - d_1)(z - d_2)}{z(z - 1)}, \quad d_1 = e^{-T/T_1}, d_2 = e^{-T/T_2}.$$

Численно: $d_1 = e^{-0.45/0.9} = e^{-0.5} \approx 0.6065$. Тогда

- $T_2 = 1.05$ (номинал): $d_2 \approx 0.6514$, $\text{num}(z) = z^2 - 1.2580z + 0.3951$;
- $T_2 = 0.84$ (-20%): $d_2 \approx 0.5856$, $\text{num}(z) = z^2 - 1.1921z + 0.3556$;
- $T_2 = 1.26$ ($+20\%$): $d_2 \approx 0.6990$, $\text{num}(z) = z^2 - 1.3055z + 0.4232$.

Знаменатель для всех случаев одинаков: $z(z - 1)$. Коэффициент q_0 принят из п. 3. На рисунке выше приведены зафиксированные процессы на выходе регулятора и системы при ступенчатом возмущении для трёх значений T_2 .

1.5 Выводы

Уменьшение периода дискретизации до $T = T_1/4$ даёт более короткие переходные и меньшую интегральную ошибку при сопоставимом перерегулировании по сравнению с режимом $T = T_1/2$. Подбор коэффициента q_0 позволяет получить слабоколебательные переходные процессы. Изменение постоянной времени T_2 на $\pm 20\%$ заметно отражается на быстродействии и величине перерегулирования (при увеличении T_2 процесс замедляется, при уменьшении — ускоряется), поэтому при настройке регулятора важна корректная идентификация параметров объекта.