

Федеральное государственное автономное образовательное
учреждение высшего образования

САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ИТМО

Факультет систем управления и робототехники

Лабораторная работа №4

Точностные свойства системы, астатизмы и регуляторы

Студенты: Загайнов А.А.

Поток: Лин САУ R23 бак 1.1.2

Вариант: 11

Преподаватели: Перегудин. А.А., Пашенко А.В.

Санкт-Петербург
2025

Содержание

Вводные условия варианта 11	3
Задание 1. Задача стабилизации с идеальным дифференцирующим звеном	3
Задание 2. Задача стабилизации с реальным дифференцирующим звеном	5
Задание 3. Задача слежения для системы с астатизмом нулевого порядка (П-регулятор)	7
Задание 4. Задача слежения для системы с астатизмом первого порядка (И-регулятор)	10
Задание 5. Задача слежения для системы с астатизмом первого порядка (ПИ-регулятор)	14
Задание 6. Задача слежения за гармоническим сигналом (регулятор общего вида)	17
Выводы.	20

Вводные условия варианта 11

Для моего варианта будут справедливы следующие значения для параметров:

$$W(s) = \frac{1}{0.5s^2 + s + 1}; \quad A = 2; \quad Vt = 2t; \quad \frac{at^2}{2} = 0.45t^2; \quad A \sin(\omega t) = 2 \sin(0.45t)$$

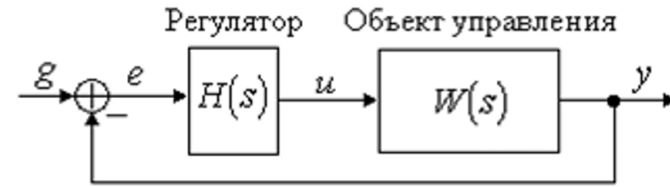


Рисунок 1: Общий вид замкнутой системы

Задание 1. Задача стабилизации с идеальным дифференцирующим звеном

Рассматриваем объект управления второго порядка вида:

$$a_2 \ddot{y} + a_1 \dot{y} + a_0 y = u$$

Подберем для этой системы такие a_2, a_1, a_0 , чтобы у системы был хотя бы один неустойчивый полюс. Для этого рассмотрим характеристическое уравнение системы, и подберем такие коэффициенты, чтобы хотя бы один из корней был положительным:

$$a_2 s^2 + a_1 s + a_0 = 0; \quad D = a_1^2 - 4a_2 a_0 > 0$$

Возьмем коэффициенты $a_2 = 1, a_1 = -3, a_0 = 1$. Проверим корни при них:

$$D = 5; \quad \lambda_1, \lambda_2 = \frac{3 \pm \sqrt{5}}{2} \rightarrow \operatorname{Re}(\lambda_1, \lambda_2) > 0$$

Оба полюса неустойчивые, нам это тоже подходит. Теперь зададимся $\dot{y}(0) \neq 0$ (выберем 10), $y(0) = 0$ и выполним моделирование свободного движения разомкнутой системы:

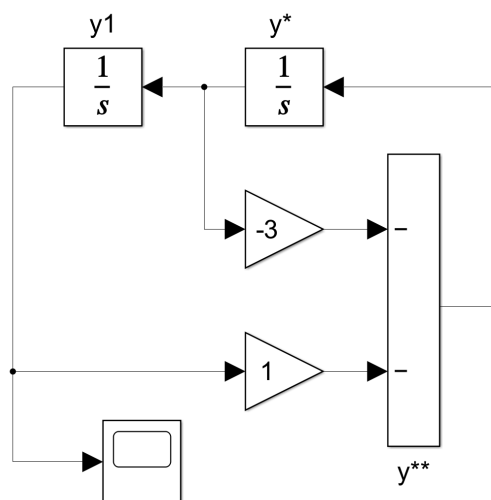


Рисунок 2: Структурная схема свободного движения

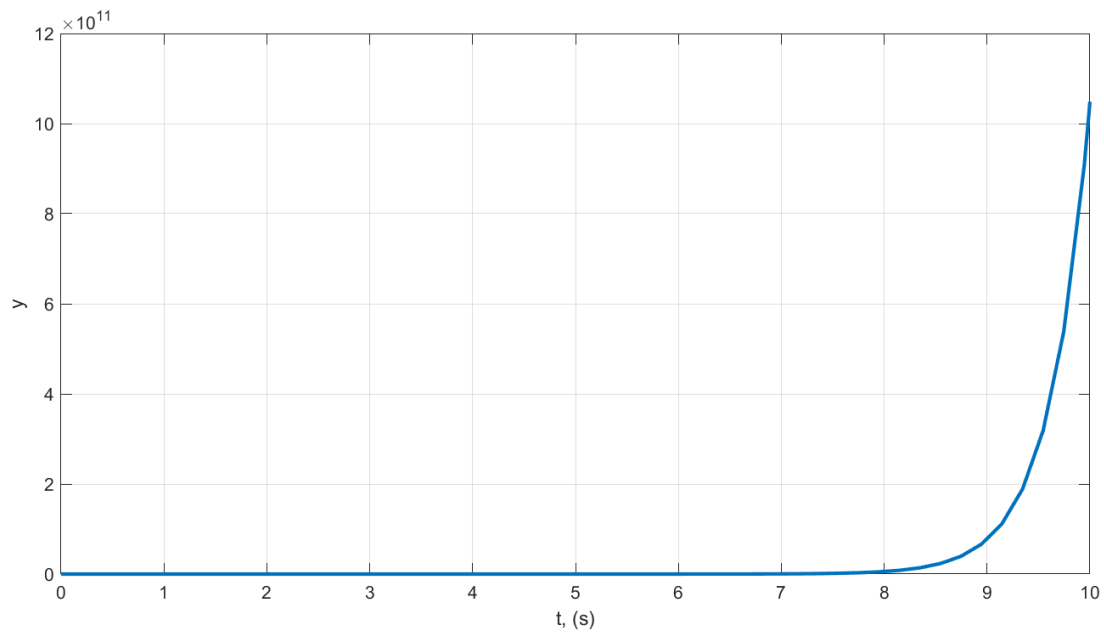


Рисунок 3: График выходного сигнала системы

Теперь же рассмотрим эту систему, но с подключенным к ней регулятором вида:

$$u = k_0 y + k_1 \dot{y}$$

Подберем такие k_0, k_1 , чтобы система была устойчивой. Проведем следующие расчеты:

$$\ddot{y} - 3\dot{y} + y = k_0 + y + k_1 \dot{y}$$

$$\ddot{y} + (-3 - k_1)\dot{y} + (1 - k_0)y = 0$$

$$s^2 + (-3 - k_1)s + (1 - k_0) = 0 \text{ критерий Гурвица для систем второго порядка}$$

$$-3 - k_1 > 0 \quad k_1 < -3 \quad 1 - k_0 > 0 \quad k_0 < 1$$

Условия устойчивости теперь известны. Возьмем в нашем случае значения $k_1 = -4, k_0 = -1$. Вновь проведем моделирование, но теперь уже замкнутой системы:

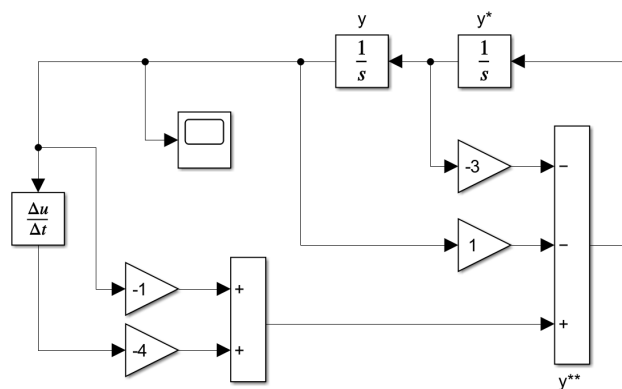


Рисунок 4: Структурная схема с регулятором

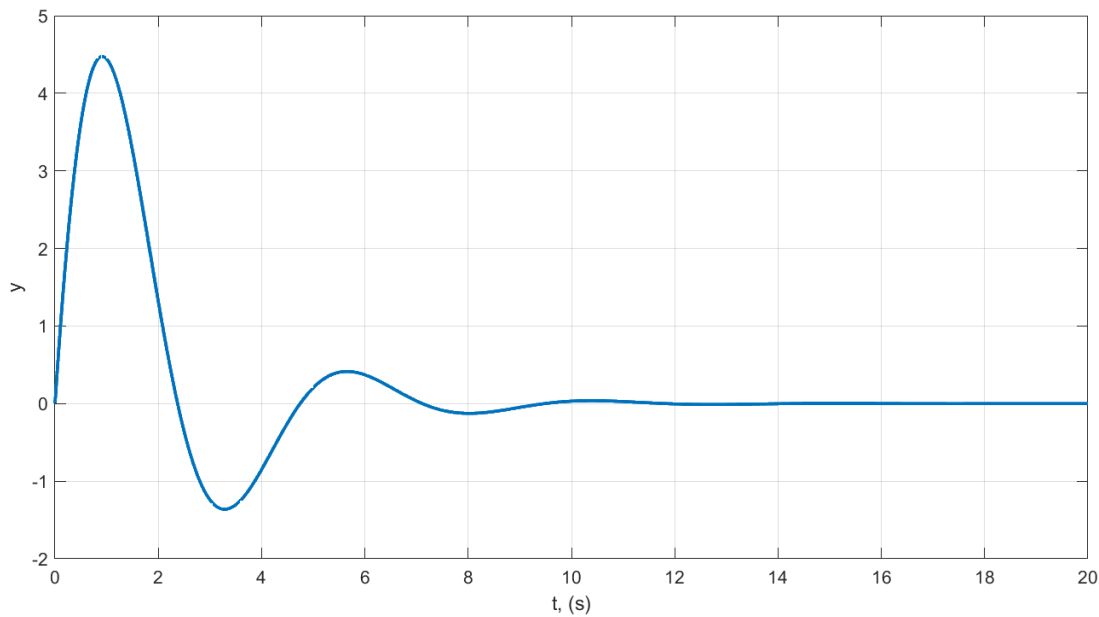


Рисунок 5: Выходной сигнал системы с регулятором

По графику можем подтвердить, что система стала устойчивой, и значение сигнала стремится к нулю.

Выводы по заданию 1

В рамках задания мы успешно попробовали сделать неустойчивую систему устойчивой при помощи простого П-регулятора. Внутри регулятора мы применяли «идеальный» блок дифференцирования, что на практике нереализуемо (даже в матлабе этот «идеальный» блок лишь очень хорошая вычислительная аппроксимация). Попробуем это исправить.

Задание 2. Задача стабилизации с реальным дифференцирующим звеном

В рамках этого задания попробуем реализовать более приближенный к реальности способ нахождения производной, заменив аппроксимацию производной на передаточную функцию вида:

$$W_{\text{р.дифф}}(p) = \frac{p}{Tp + 1}$$

Для начала определим, при каких значениях T система может стать неустойчивой при наших коэффициентах из первого задания:

$$\begin{aligned} (p^2 + 3p + 1)Y(s) &= -1 \cdot Y(s) - 4 \frac{p}{Tp + 1} Y(s) \\ (Tp + 1)(p^2 - 3p + 2) + 4p &= 0 \\ Tp^3 - 3Tp^2 + 2Tp + p^2 - 3p + 2 + 4p &= 0 \end{aligned}$$

Подберем T по критерию Рауса-Гурвица:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} 1 + 2T & T & 0 \\ 2 & 1 - 3T & 0 \\ 0 & 1 + 2T & T \end{bmatrix} \\ \Delta_1 = 1 + 2T > 0 \\ \Delta_2 = (1 + 2T)(1 - 3T) - 2T = -6T^2 - 3T + 1 > 0 \\ \Delta_3 = T \cdot \Delta_2 \end{aligned}$$

Из получившихся неравенств получим интересующий нас промежуток, где T дает устойчивую систему:

$$0 < T < \frac{1}{2}(\sqrt{33} - 3) \approx 1.372$$

Возьмем три значения из этого промежутка, например $T = 0.05, 0.15, 0.22$. И теперь, наконец, выполним моделирование схемы с реальным дифференцирующим звеном для этих T :

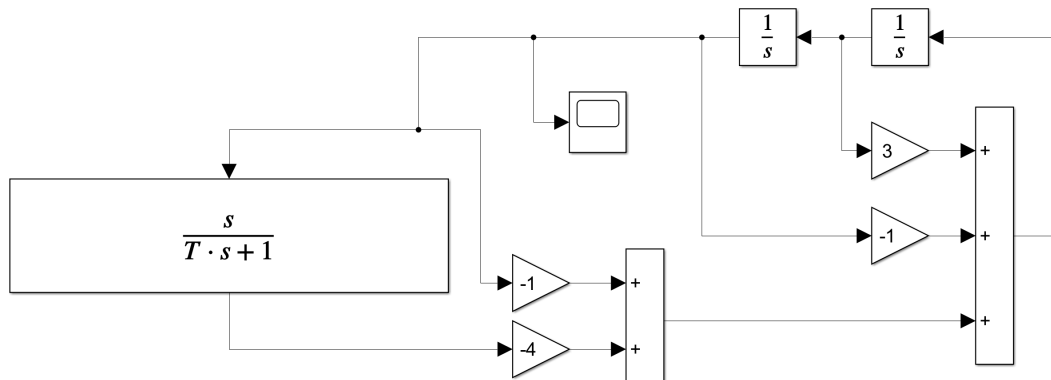
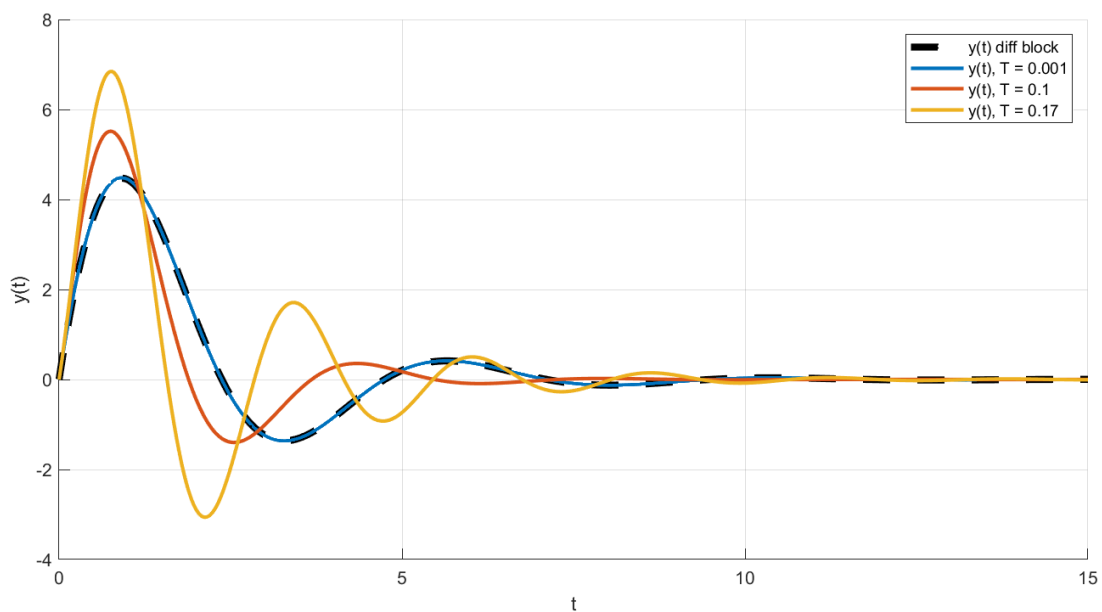


Рисунок 6: Структурная схема

Рисунок 7: Графики выходного сигнала при разных значениях T

По этому сравнению можем сформировать два вывода. Во первых, высокие значения T приводят к большим колебаниям от перерегулирования. Во вторых, низкие же значения наоборот сделают процесс менее колебательным, но от этого менее быстрым. Промежуточное значение $T = 0.1$ дает нам сбалансированный результат, при котором система не сильно колеблется и при этом «заканчивает» регулирование раньше, чем аналоги.

Так же заметим, что толстой пунктирной линией обозначена работа системы из задания 1. Как и ожидалось, она почти точно совпадает с графиком при $T = 0.001$. Даже матлабовский блок дифференцирования это всего лишь приближение через очень низкое значение T .

Выводы по заданию 2

В рамках второго задания я успешно заменил аппроксимацию производной при помощи передаточной функции. Для этого так же потребовалось подобрать такие границы параметру T , при которых система бы оставалась устойчивой, а после проанализировал то, как вообще этот параметр влияет на характер системы.

Задание 3. Задача слежения для системы с астатизмом нулевого порядка (П-регулятор)

Теперь же рассмотрим систему с астатизмом нулевого порядка, где элементы следующие:

$H(s) = k$ - пропорциональный регулятор

$$W(s) = \frac{1}{0.5s^2 + s + 1}$$

Подберем такие три значения k , которые бы обеспечили устойчивую замкнутую систему. Для этого опять рассмотрим алгебраическую запись нашей замкнутой системы, и по критерию Рауса-Гурвица определим критические значения для k :

$$Y(s) = U(s)W(s)$$

$$0.5\ddot{y} + \dot{y} + y = (g(t)(\text{примем за } 0) - y)k$$

$$0.5s^2 + s + (1 + k) = 0 \quad | \cdot 2$$

$$s^2 + 2s + 2(1 + k) = 0$$

По условию устойчивости для системы второго порядка - $a_1 = 2 > 0$, $a_0 = (1 + k) > 0$

$$k > -1$$

Возьмем для дальнейшей работы $k = \{-0.5, 0.5, 10\}$

Теперь же исследуем стационарный режим работы системы при $g(t) = A = 2$. Для начала попробуем аналитически посчитать устоявшееся значение ошибки $e_{\text{уст}}$ для наших k :

$$0.5\ddot{y} + \dot{y} + y = 2k - yk$$

$$E = G - U, \quad u = H \cdot E, \quad Y = W \cdot U = WHE, \quad E = G - WHE, \quad E = \frac{G}{1 + WH}$$

Для определения значения ошибки воспользуемся теоремой о предельном значении:

$$k = -0.5 \rightarrow e_{\text{уст}}(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot E(s) = \frac{2s}{s(1 + \frac{-0.5}{0.5s^2 + s + 1})} = 4$$

$$k = 0.5 \rightarrow e_{\text{уст}}(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot E(s) = \frac{2s}{s(1 + \frac{0.5}{0.5s^2 + s + 1})} = \frac{4}{3}$$

$$k = 10 \rightarrow e_{\text{уст}}(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot E(s) = \frac{2s}{s(1 + \frac{10}{0.5s^2 + s + 1})} = \frac{2}{11}$$

Проверим правдивость полученных теоретических значений на практике - смоделируем систему и посмотрим на графики:

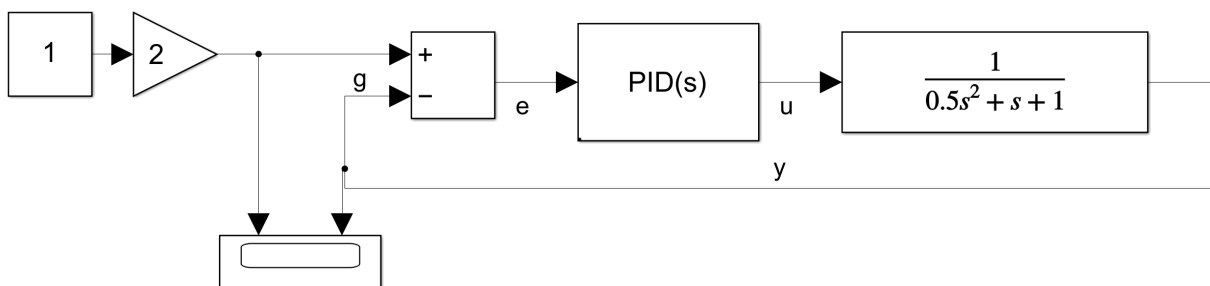
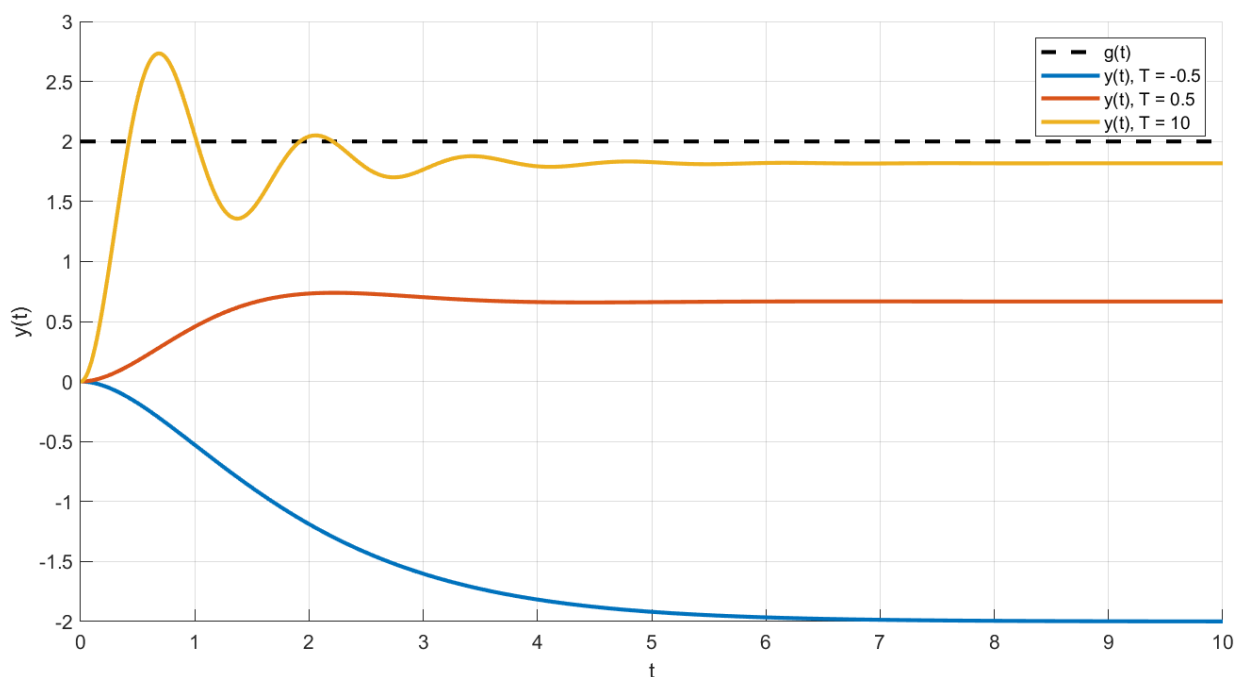
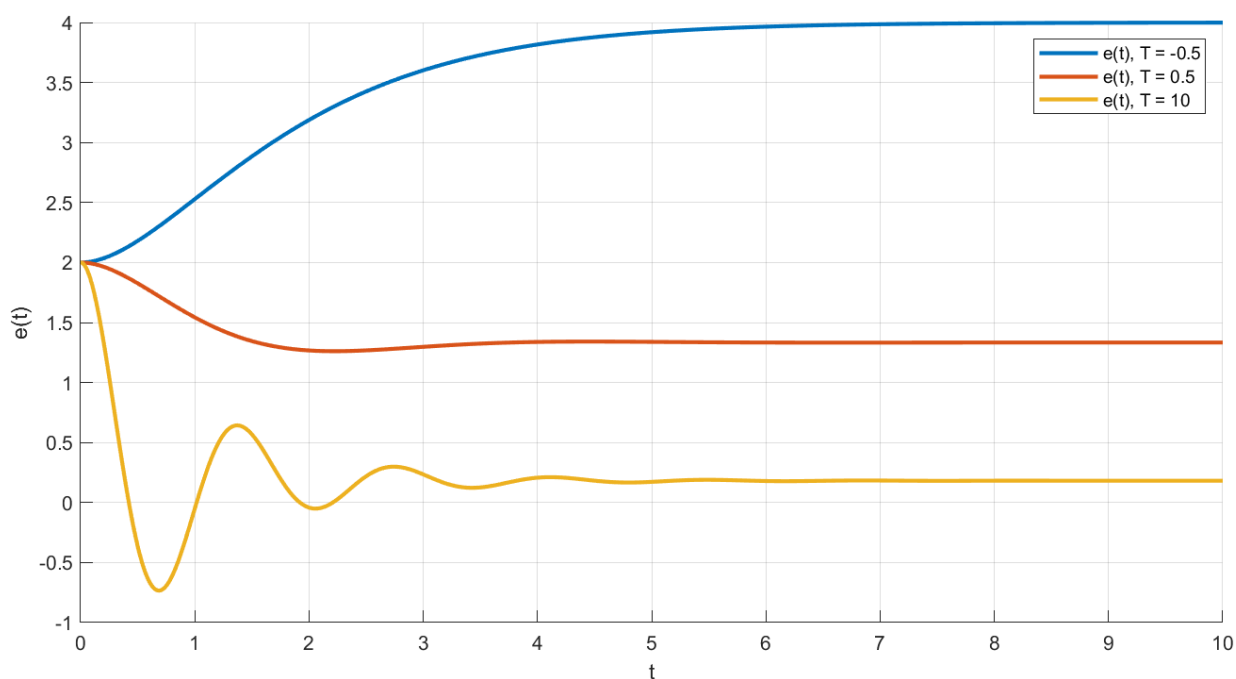


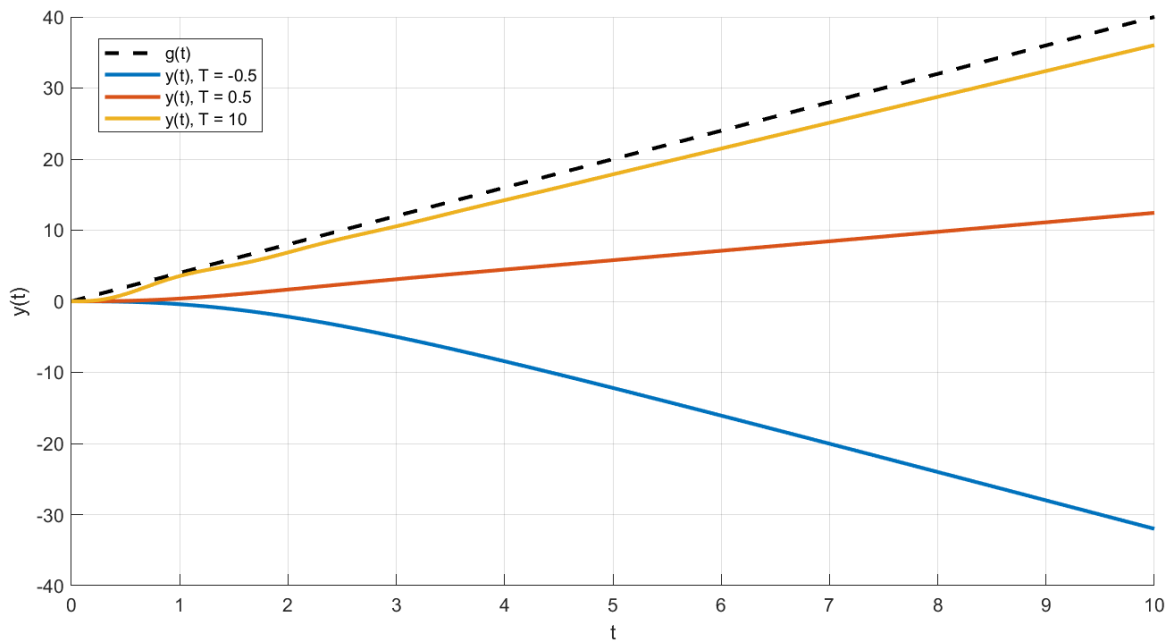
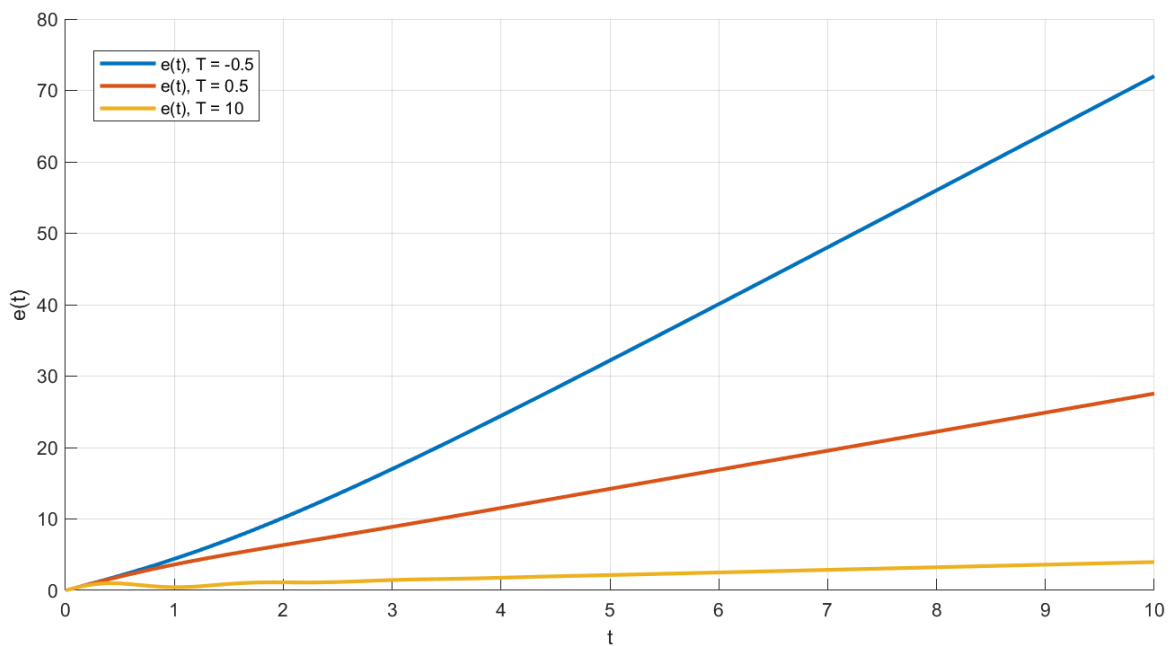
Рисунок 8: Структурная схема системы

Впредь на графиках в легенде будет все так-же встречаться подпись T вместо k . Ориентироваться стоит в первую очередь на подпись к графику.

Рисунок 9: График выходного сигнала при разных значениях k Рисунок 10: График ошибки при разных значениях k

Видим - наши расчеты подтвердились. Значение k прямо влияет на то, насколько малой будет устоявшаяся ошибка, пусть и при высоких значениях заметно перерегулирование в процессе. Так же хочется отметить регулирование с отрицательным коэффициентом - с ним ошибка стала только большей, чем было, потому в данном случае оптимально брать лишь положительные значения для k .

Теперь же проверим работу пропорционального регулятора при входном сигнале равном $g(t) = 2t$. Учитывая, что пропорциональный регулятор имеет нулевой порядок астатизма, можем сразу сказать, что ошибка в таком случае уйдет в бесконечность, потому считать ее аналитически не имеет смысла. Посмотрим на то, с какой эффективностью будет работать регулятор при разных значениях k :

Рисунок 11: График выходного сигнала при разных значениях k Рисунок 12: График ошибки при разных значениях k

Ожидаемо, ошибка теперь растет линейно. Хотя и можно заметить пару интересных вещей. Во первых, конечно заметим, что с повышением коэффициента, ошибка нарастает со все меньшим наклоном. Во вторых, можем заметить как проявляется перерегулирование в случае с линейно растущим $g(t)$. В начале сигнал $y(t)$ почти сравнялся по значению с $g(t)$, но потом все же вернулся к линейно растущему отставанию.

Вывод по заданию 3

В рамках третьего задания я успешно применил пропорциональный регулятор с астатизмом нулевого порядка для слежения за постоянными и линейными сигналами. Чем больше брать коэффициент k , тем эффективнее будет гаситься ошибка, но тем больше будет проявляться перерегулирование, что порой не менее плохо. Главный вывод это то, что для асимптотической стабилизации пропорциональный регулятор не подходит. Для этого нам точно потребуется интегрирующая часть в регуляторе.

Задание 4. Задача слежения для системы с астатизмом первого порядка (И-регулятор)

В этом задании рассмотрим интегральный регулятор вида:

$$H(s) = \frac{k}{s}$$

Для начала определим область значений для k , при которых замкнутая система будет устойчива:

$$(0.5s^2 + s + 1)Y(s) = -\frac{k}{s}Y(s)$$

$$0.5s^3 + s^2 + s + k = 0$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0.5 & 0 \\ k & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0.5 \end{bmatrix}$$

$$\Delta_1 = -k > 0; \quad \Delta_2 = 1 - 0.5k; \quad \Delta_3 = 0.5 - 0.25k$$

$$k < 2, \quad k > 0$$

$$0 < k < 2$$

Выберем из них $k = \{0.5, 1, 1.5\}$

Структурная схема для этого задания остается прежней, только будем настраивать блок регулятора как I-регулятор.

Рассмотрим задачу слежения за постоянным сигналом $g(t) = 2$. Для начала аналитически посчитаем установившееся значение ошибки:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \left(\frac{s \cdot 2/s}{1 + \frac{k}{s(0.5s^2 + s + 1)}} \right) = \frac{2}{\infty} = 0$$

Как и ожидалось мы получили 0. Система с астатизмом первого порядка способна полностью выполнить задачу слежения за постоянным сигналом. Проверим теперь и на практике:

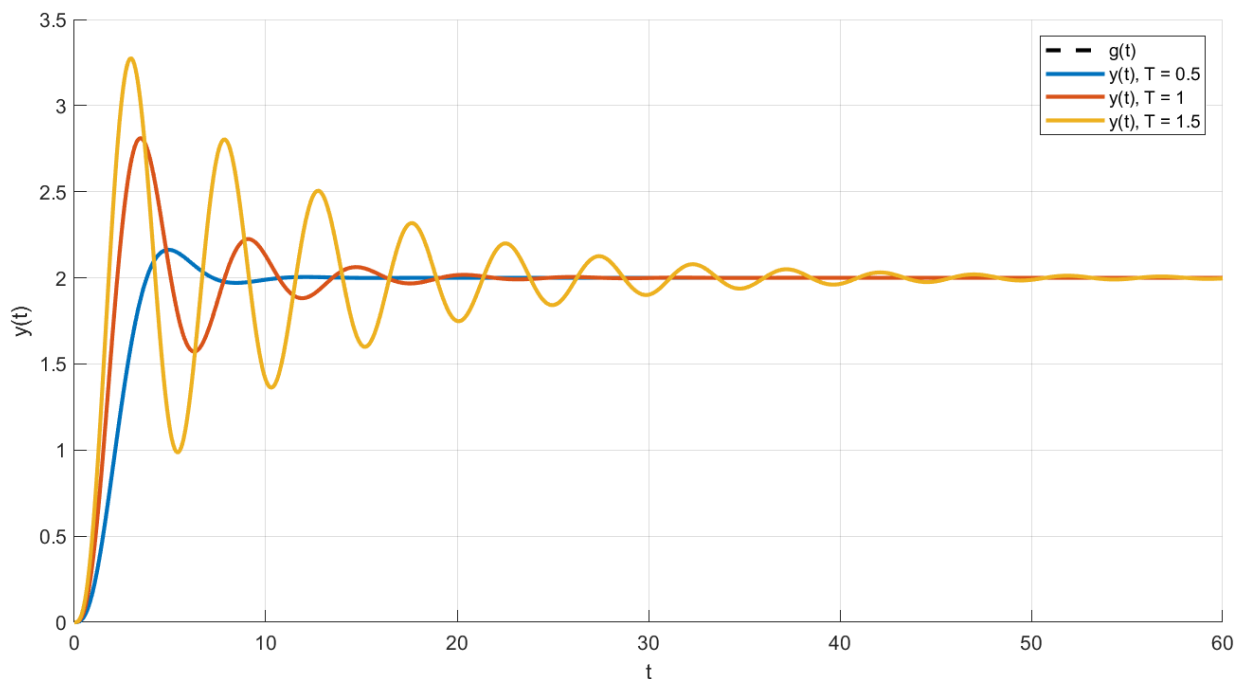


Рисунок 13: График выходного сигнала при разных значениях k

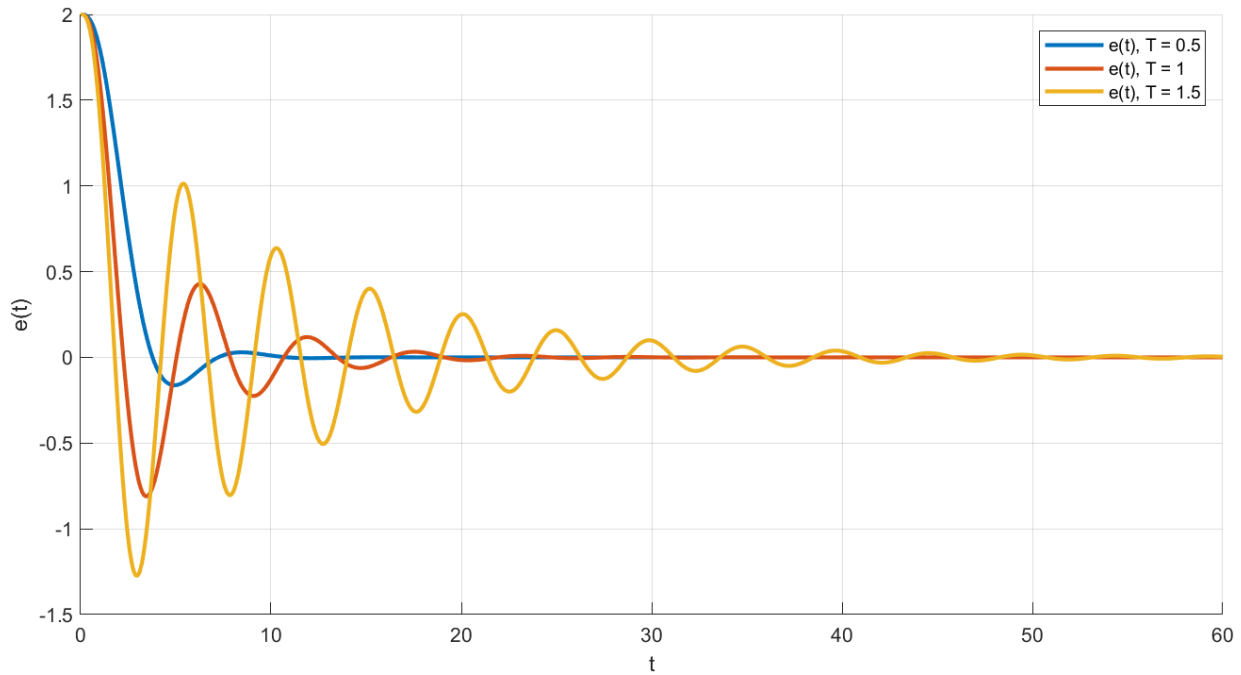


Рисунок 14: График ошибки при разных значениях k

Все именно так, как и ожидалось. Ошибка слежения полностью сошлась к нулю, причем самое низкое из трех значений справилось лучше всего, обойдясь без мощных перерегулирований.

Теперь изучим задачу слежения за линейно растущим сигналом $g(t) = 2t$. Для начала, аналитически подсчитаем значение устоявшейся ошибки для разных значений коэффициента k:

Упростим задачу: необходимо лишь поменять значение $G(s)$ - преобразования лапласа для входного сигнала, и подставить в формулу вместо старого G.

$$G(s) [\text{для } g=2t] = \frac{2}{s^2}$$

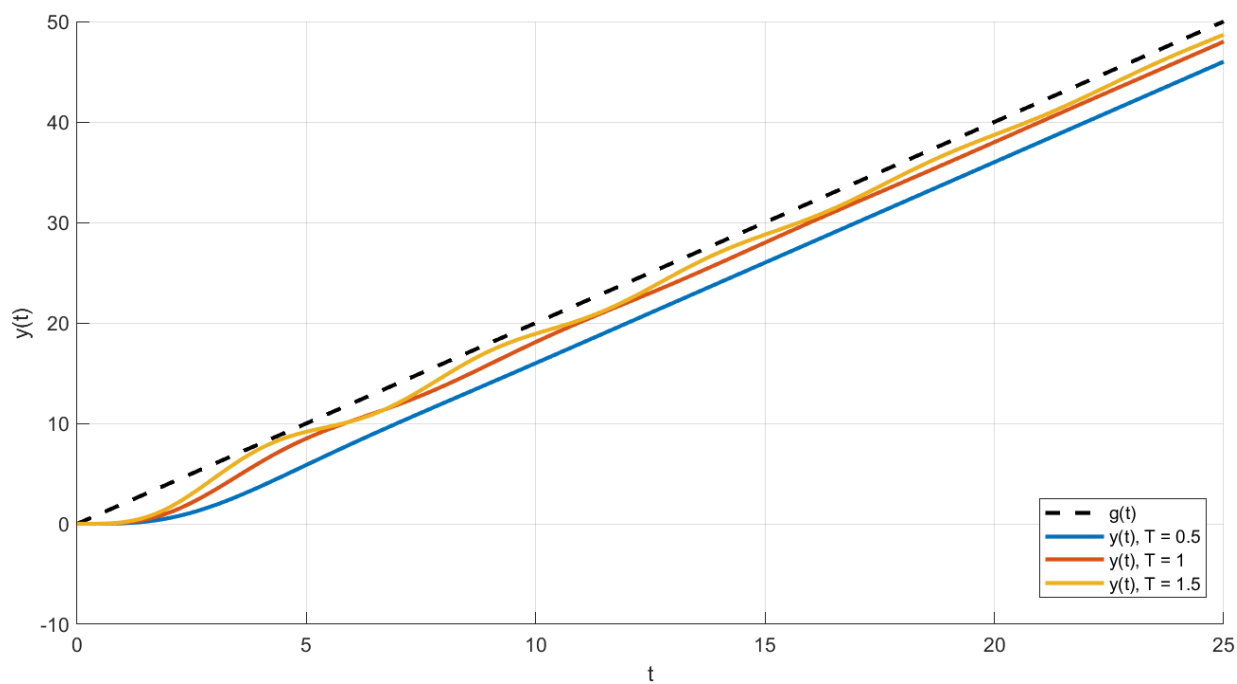
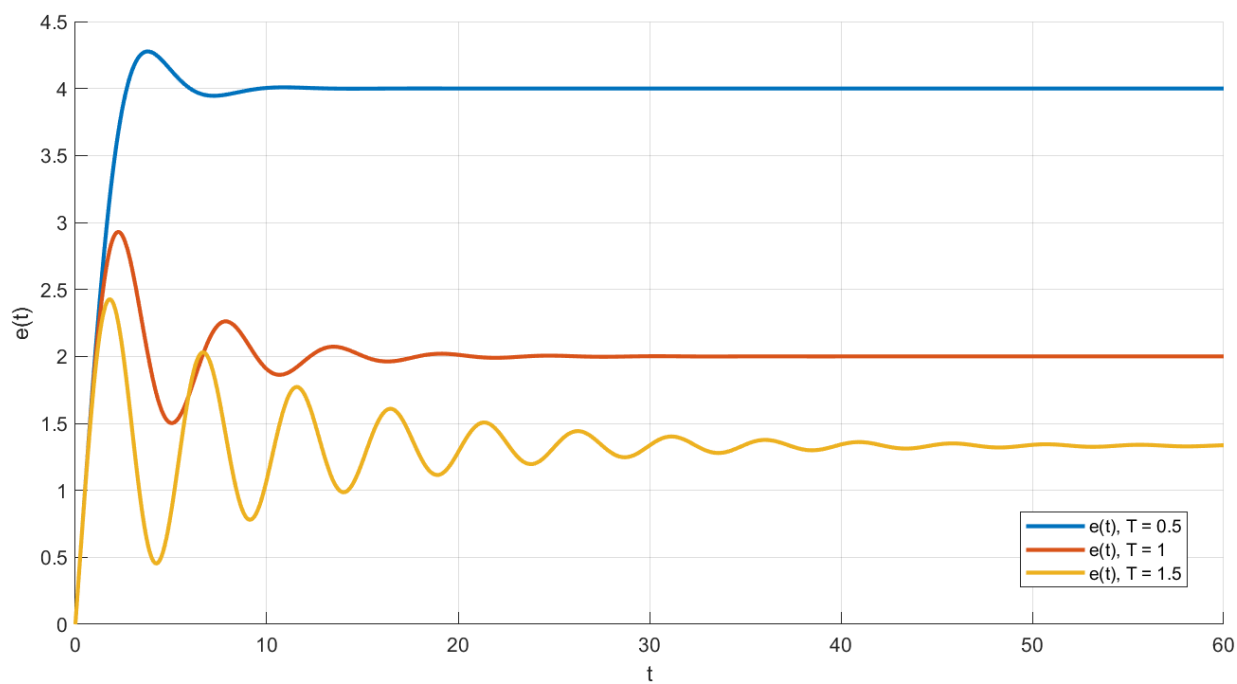
$$\lim_{s \rightarrow 0} sE = \frac{2}{k} \rightarrow \text{подставим наши коэффициенты}$$

$$e_{\text{уст}}\{k = 0.5\} = 4; \quad e_{\text{уст}}\{k = 1\} = 2; \quad e_{\text{уст}}\{k = 1.5\} = 4/3$$

Проверим теперь уже на практике:

Графики сигналов можно найти на следующей странице

С линейно растущим сигналом ситуация стала интереснее: вновь появляется проблема, связанная с соблюдением баланса между уменьшением устоявшейся ошибки и соблюдением разумных колебаний от перерегулирования, который на практике может быть крайне критичен. В данном случае лучше всего себя показал коэффициент $k = 1$, показав умеренные колебания при достаточно низкой ошибке, в сравнении с $k = 0.5$.

Рисунок 15: График выходного сигнала при разных значениях k Рисунок 16: График ошибки при разных значениях k

Теперь наконец взглянем на задачу слежения за равноускоряющимся сигналом $g(t) = 0.45t^2$. Сразу можно точно сказать, что наша система с астатизмом первого порядка не сможет уследить за сигналом даже с установившейся ошибкой, потому сразу взглянем на графики:

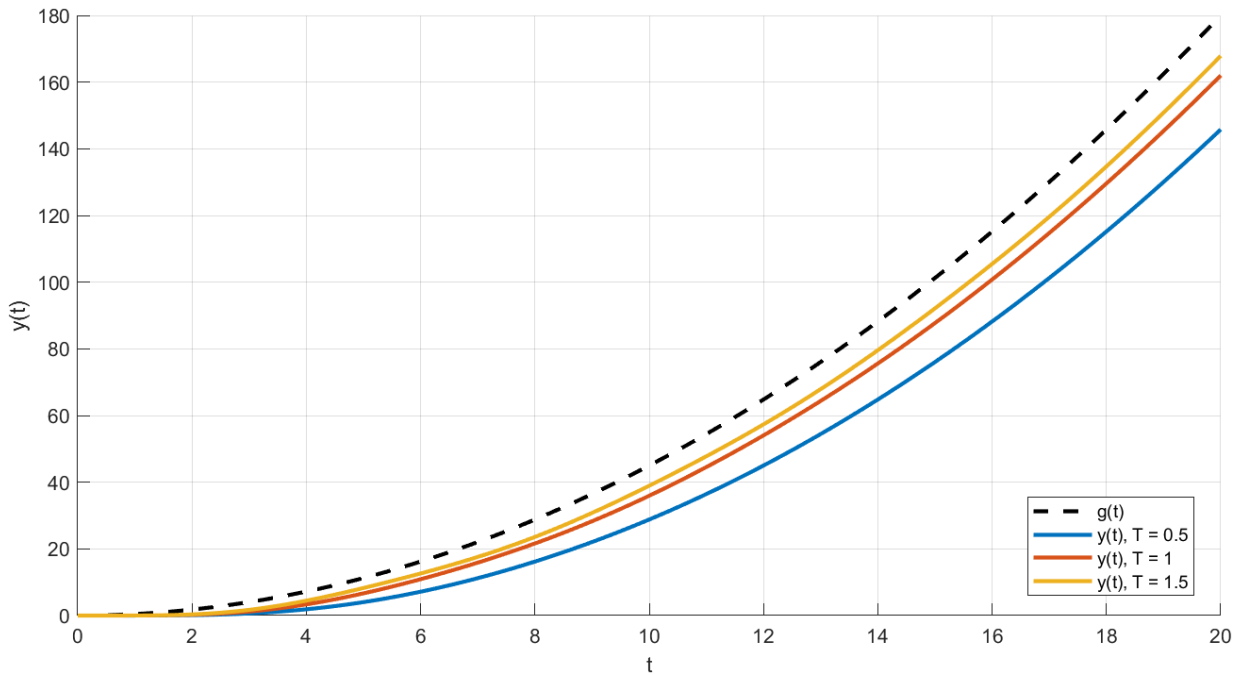


Рисунок 17: График выходного сигнала при разных значениях k

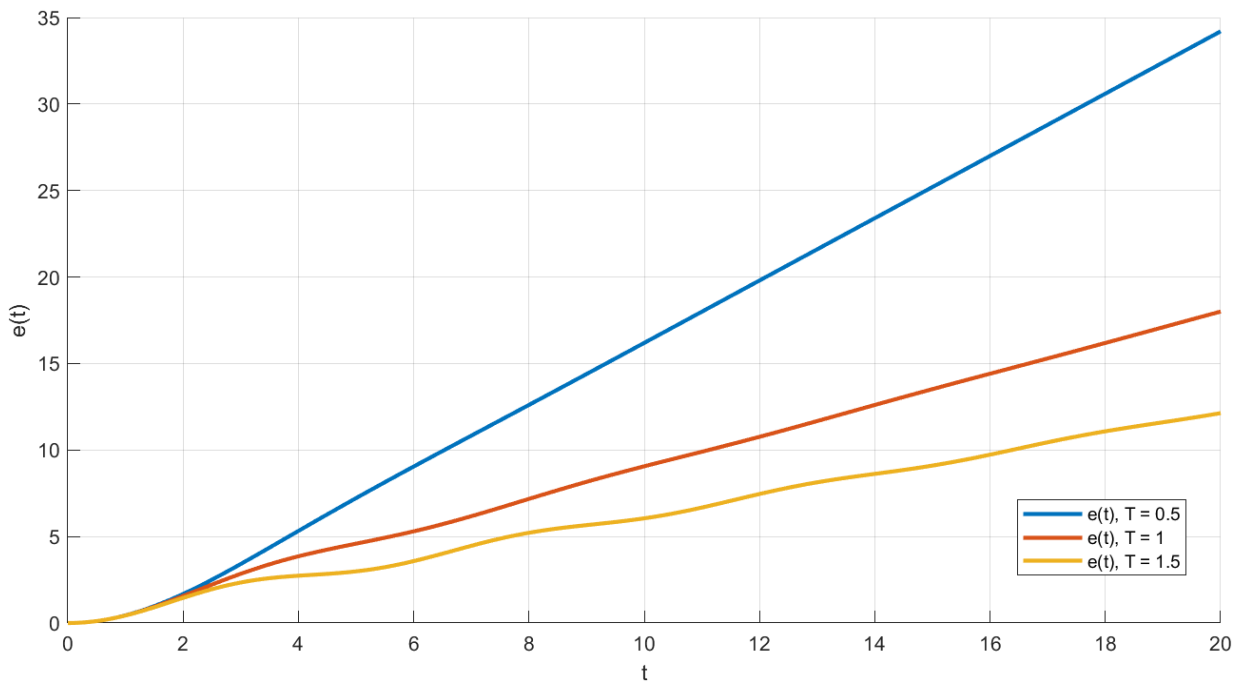


Рисунок 18: График ошибки при разных значениях k

Видим в данном случае линейно растущую ошибку. Что интересно, при линейно растущем значении ошибки, колебания перерегулирования не так сильны на общей картине. Потому можно сказать что вариант с $k = 1.5$ лучший, особенно учитывая, что, с нарастанием времени, выгода от более высокого коэффициента будет проявляться все сильнее.

Выводы по заданию 4

В рамках четвертого задания получилось реализовать задачи слежения при помощи замкнутых систем с астатизмом первого порядка. Это наконец то нам позволило сделать асимптотически точным слежение за постоянным сигналом. В будущем мы сможем улучшить наш регулятор, добавив в него больше интеграторов, что позволит нам следить за все более и более сложными сигналами.

Задание 5. Задача слежения для системы с астатизмом первого порядка (ПИ-регулятор)

В этом задании мы усовершенствуем регулятор, взяв сразу как интегральную, так и пропорциональную составляющую. Попробуем для начала определить рамки значений $k_{\text{и}}, k_{\text{п}}$, чтобы сохранялась устойчивость нашего регулятора вида:

$$H(s) = \frac{k_{\text{и}}}{s} + k_{\text{п}}$$

Составим характеристическое уравнение для нашей замкнутой системы:

$$0.5s^2 + s + 1 + \frac{k_{\text{и}}}{s} + k_{\text{п}} = 0$$

По критерию Рауса-Гурвица определим систему уравнений, что устанавливает границы устойчивости:

$$\begin{pmatrix} (1 + k_{\text{п}}) & 0.5 & 0 \\ k_{\text{и}} & 1 & 0 \\ 0 & (1 + k_{\text{п}}) & 0.5 \end{pmatrix}$$

$$\begin{cases} 1 + k_{\text{п}} > 0 \\ k_{\text{и}} > 0 \\ 1 + k_{\text{п}} - 0.5 k_{\text{и}} > 0 \\ (1 + k_{\text{п}})(1 + k_{\text{п}} - 0.5 k_{\text{и}}) > 0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} k_{\text{п}} > -1 \\ 0 < k_{\text{и}} < 2k_{\text{п}} + 2 \end{cases}$$

Возьмем по два значения для коэффициентов. Например:

$$k_{\text{п}} = \{-0.5, 0.5\} \quad k_{\text{и}} = \{0.1, 0.5\}$$

Переберем все варианты пар коэффициентов и посмотрим на значения установившейся ошибки аналитически и на практике. Смотреть будем для линейного сигнала $g(t) = 2t$:

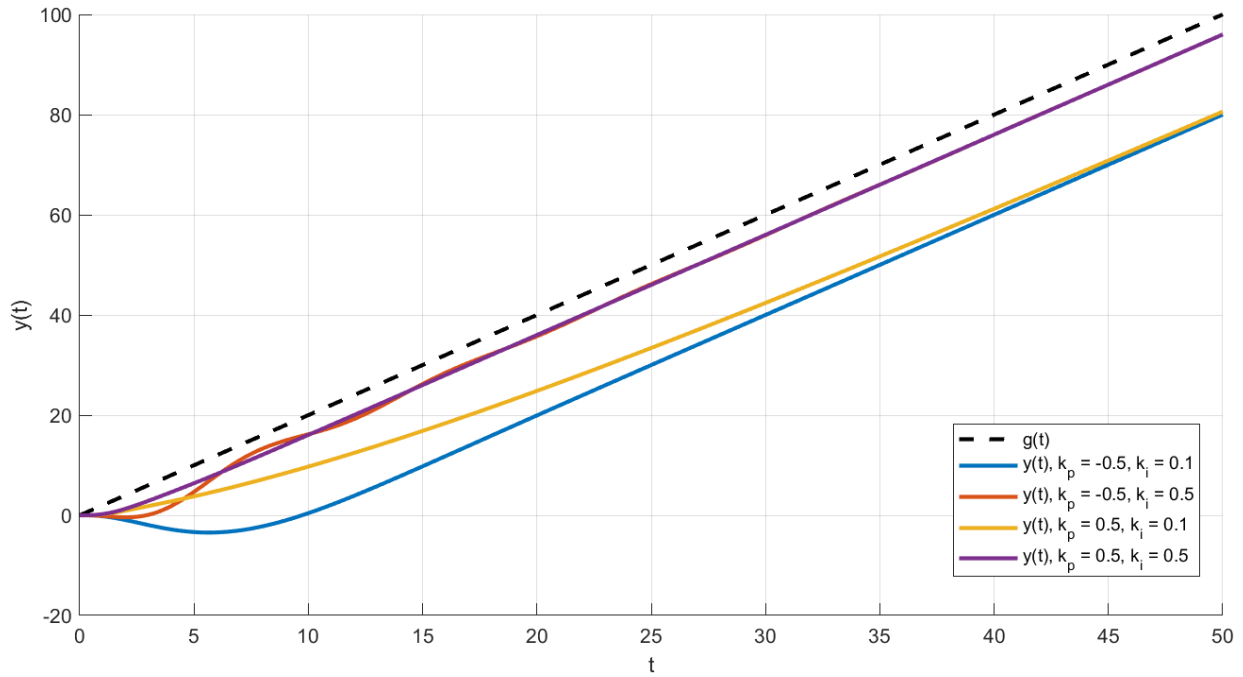
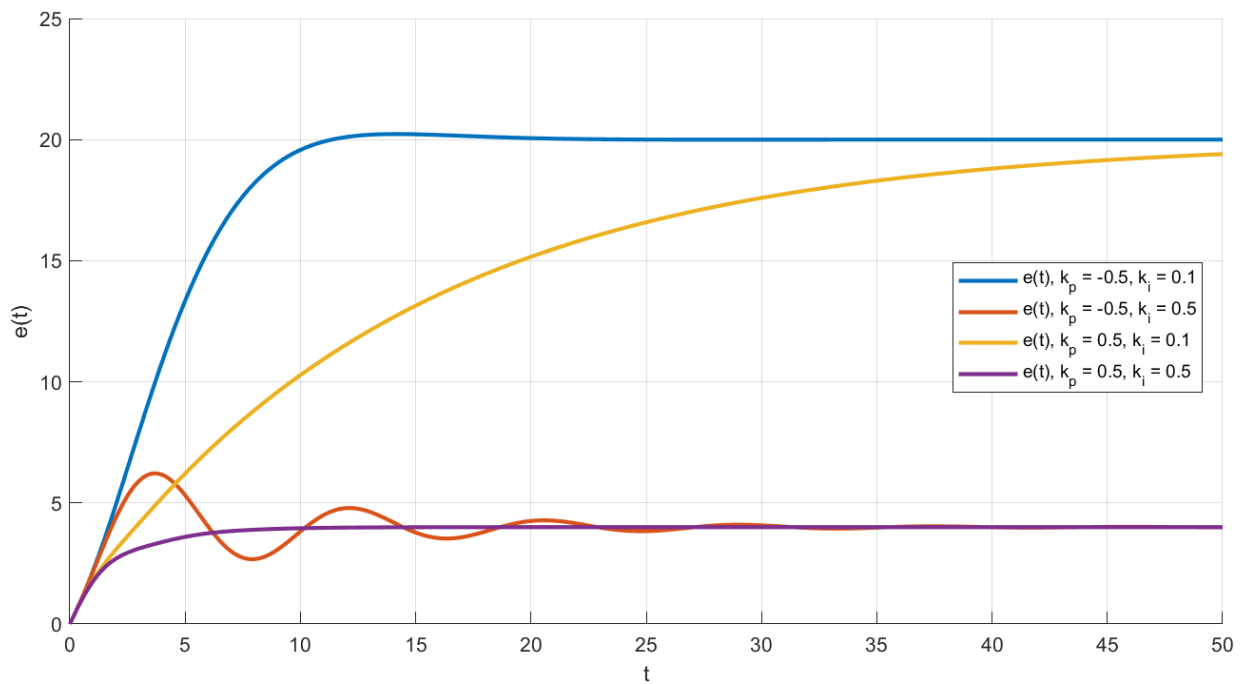
$$\lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = s \left(\frac{2/s^2}{1 + (\frac{k_{\text{и}}}{s} + k_{\text{п}})(\frac{1}{0.5s^2 + s + 1})} \right) = \frac{2}{k_{\text{и}}}$$

Получается, что значение установившейся ошибки не зависит от коэффициента $k_{\text{п}}$. Это упрощает задачу, потому посмотрим ошибку для двух вариантов коэффициента $k_{\text{и}}$:

$$e_{\text{уст}}\{k_{\text{и}} = 0.1\} = 20$$

$$e_{\text{уст}}\{k_{\text{и}} = 0.5\} = 4$$

Проверим теперь на практике:

Рисунок 19: График выходного сигнала при разных значениях $k_{\text{и}}$ и $k_{\text{п}}$ Рисунок 20: График ошибки при разных значениях $k_{\text{и}}$ и $k_{\text{п}}$

По графикам можем сделать несколько интересных выводов. Во первых, наши аналитические расчеты совершенно точно подтвердились. Во вторых, можем заметить, что более высокое значение пропорционального регулятора не привело к переуправлению, а вот одинаковое по модулю, но с противоположным знаком, значение $k_{\text{п}} = -0.5$ вызвало более интенсивное слежение за сигналом а так же и к переуправлению.

Попробуем сравнить отдельно - как зависит сигнал ошибки от k_{Π} при фиксированном $k_{\text{И}}$:

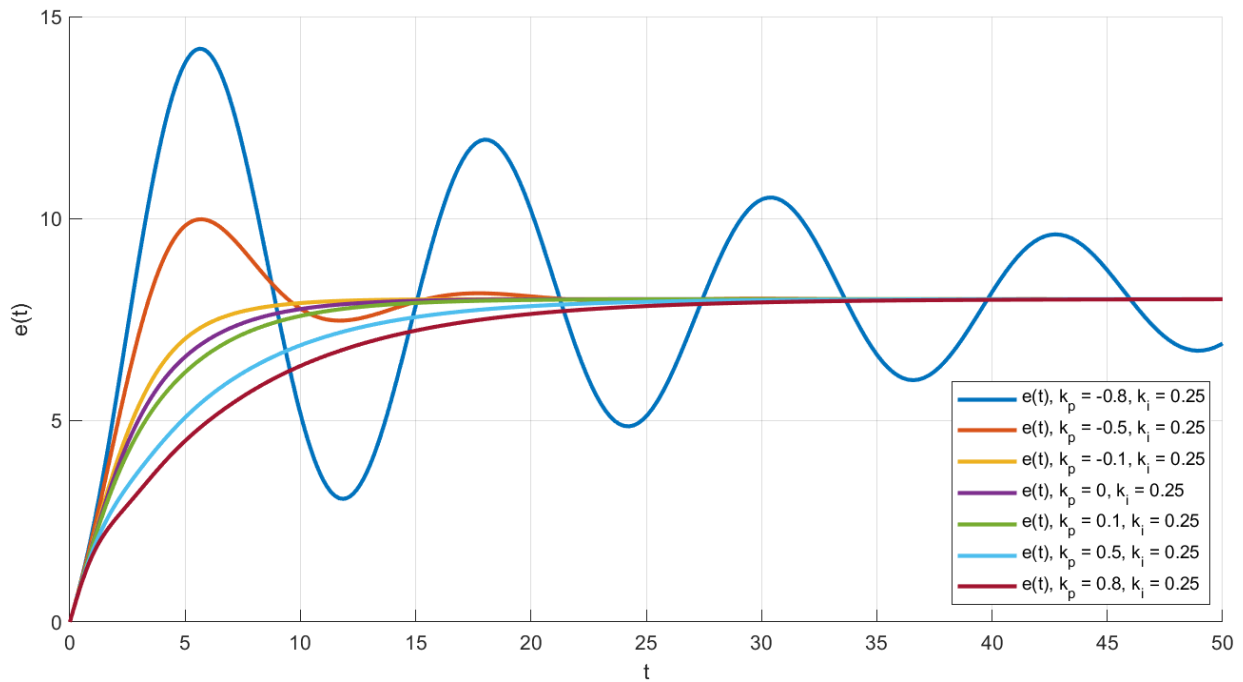


Рисунок 21: График ошибки при разных значениях k_{Π}

Видим, что чем ближе значение параметра к его нижней границе, тем сильнее его эффект работы. Это довольно непривычный результат, учитывая, что во третьем задании эффект был ровно обратный. Видимо, в условиях работы вместе с интегральной составляющей, все может сильно меняться.

Теперь же возьмемся за анализ задачи слежения регулятора за гармоническим сигналом вида $g(t) = 2 \sin(0.45t)$. Проверять будем сразу на практике:

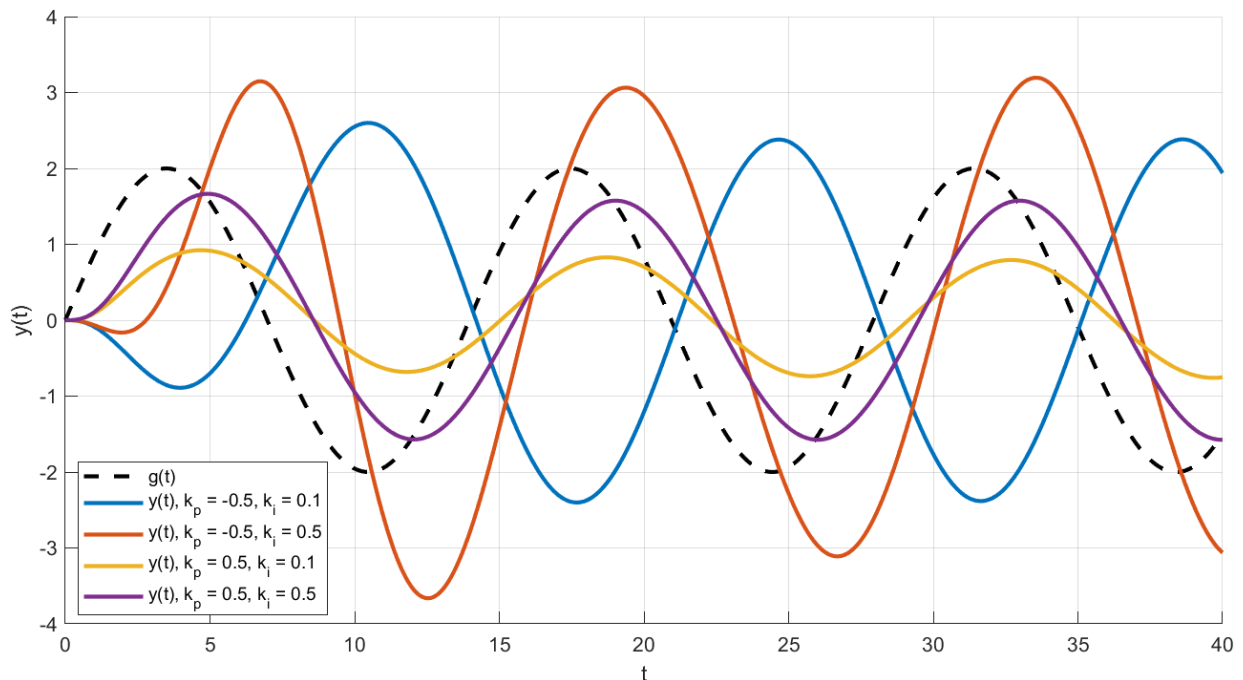
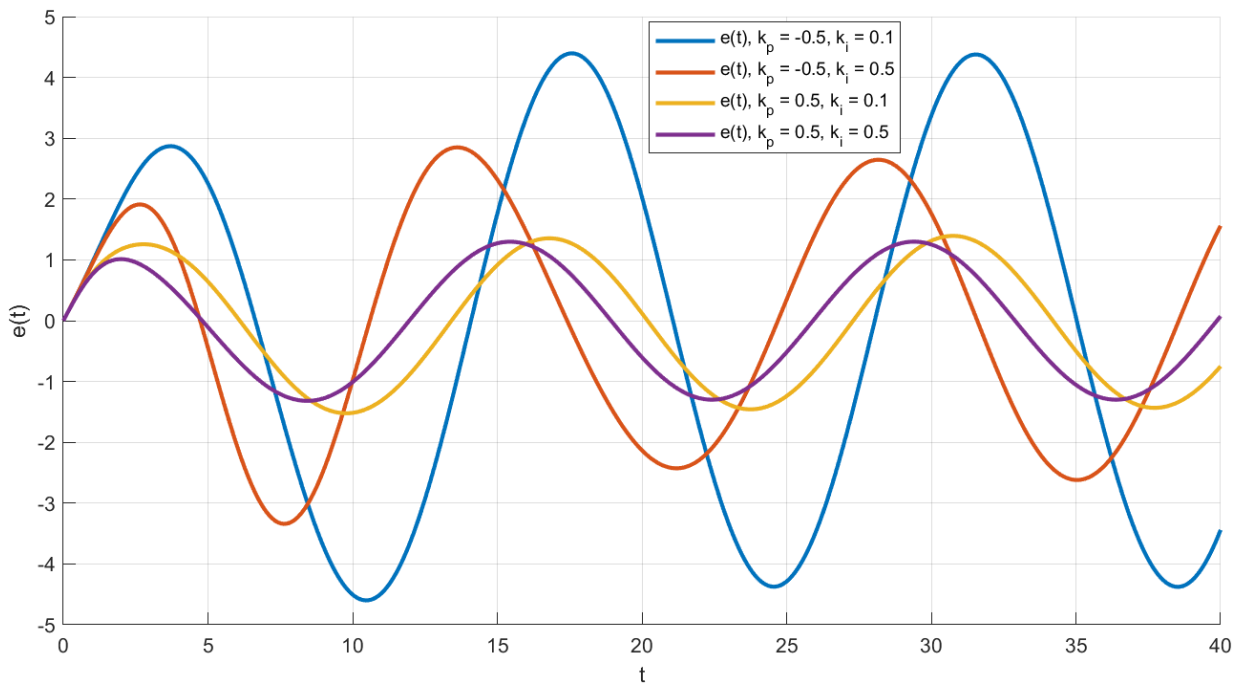


Рисунок 22: График выходного сигнала при разных значениях $k_{\text{И}}$ и k_{Π}

Рисунок 23: График ошибки при разных значениях k_i и k_p

Сложно анализировать гармонические сигналы на качество, но думаю можно точно сказать, что сигнал с $k_i = 0.5$ и $k_p = 0.5$ вышел наиболее приближенный к оригиналу и по амплитуде и по фазе. Другие же сигналы слишком не похожи на оригинал. Думаю можно смело сказать, что ПИ-регулятор не подходит для этой задачи.

Выводы по заданию 5:

В рамках пятого задания мы наконец поработали с регулятором, совмещающем как пропорциональную, так и интегральную составляющую. С грамотно подобранными коэффициентами удалось добиться впечатляющих результатов в задаче слежения за линейно растущим сигналом. Но так же мы смогли увидеть не самую выдающуюся работу регулятора с гармоническим сигналом. В рамках следующего задания попробуем разобраться и с такой задачей.

Задание 6. Задача слежения за гармоническим сигналом (регулятор общего вида)

В этом задании поставлю себе целью установить слежение за гармоническим сигналом с нулевой устоявшейся ошибкой. Для этого мы будем работать с регулятором общего вида:

$$H(s) = \frac{\sum_{k=0}^m (b_k s^k)}{\sum_{k=0}^m (a_k s^k)}$$

Рассмотрим $W_{g \rightarrow e}(s)$:

$$W_{g \rightarrow e}(s) = \frac{1}{1 + W(s)H(s)} \rightarrow \text{раскроем } W(s) \text{ и примем } H(s) = \frac{N_{reg}}{D_{reg}} \rightarrow W_{g \rightarrow e}(s) = \frac{D_{reg}(0.5s^2 + s + 1)}{D_{reg}(0.5s^2 + s + 1) + N_{reg}}$$

Теперь определим образ лапласа от $g(t)$:

$$g(t) = 2 \sin(0.45t) \Rightarrow G(s) = \frac{0.9}{s + 0.2025}$$

Объединим найденное для определения образа от ошибки:

$$E(s) = W_{g \rightarrow e}G(s) = \frac{D_{reg}(0.5s^2 + s + 1)}{D_{reg}(0.5s^2 + s + 1) + N_{reg}} \cdot \frac{0.9}{s + 0.2025}$$

Получается, чтобы добиться нужного нам результата, мы должны задать такой D_{reg} , чтобы в его множителях был $(s^2 + 0.2025)$. Учитывая этот факт, можем точно сказать, что мы будем брать **полином от 2 порядка**.

Возьмем пока D_{reg} равным:

$D_{reg} = (a_3s + a_2)(s^2 + 0.2025)$ - Так мы получим полином 3-ей степени (коэффициенты a_1 и a_0 мы рассчитаем позже

Чтобы не нарушать условия физической реализуемости, возьмем N_{reg} 3-ей степени.

$$N_{reg}(s) = b_3s^3 + b_2s^2b_1s + b_0$$

После того как нашли компоненты, возьмемся за работу со знаменателем $E(s)$. Нам будет достаточен только он, ведь от него зависит то, будет ли гаситься та или иная ошибка в нашем случае.

$$D_E(s) = (a_3s + a_2)(s^2 + 0.2025)(0.5s^2 + s + 1) + b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0$$

Будем использовать в качестве полинома для подобию полином Ньютона. В качестве значения ω_0 возьмем 3. Т.к. $D_E(s)$ это полином 5 порядка, то и полином Ньютона возьмем соответствующий:

$$P(s) = s^5 + 15s^4 + 90s^3 + 270s^2 + 405s + 243$$

С помощью метода неопределенных коэффициентов отыщем все необходимые нам a_k и b_k :

$$a_3 = 2 \quad a_2 = 26 \quad a_1 = a_3 \cdot 0.2025 = 0.405 \quad a_0 = a_2 \cdot 0.2025 = 5.265$$

$$b_3 = 61.975 \quad b_2 = 240.9625 \quad b_1 = 399.33 \quad b_0 = 237.735$$

Наконец, мы можем получить итоговый вид нашего регулятора:

$$H(s) = \frac{61.975s^3 + 240.9625s^2 + 399.33s + 237.735}{2s^3 + 26s^2 + 0.405s + 5.265}$$

Попробуем посмотреть, какая теперь у нас выходит аналитическая устоявшаяся ошибка:

$$e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = s \cdot \frac{D_{reg}(0.5s^2 + s + 1)}{D_{reg}(0.5s^2 + s + 1) + N_{reg}} \cdot \frac{0.9}{s^2 + 0.2025} = 0$$

Теперь, когда получается сократить блок $(s^2 + 0.2025)$ в знаменателе, мы наконец можем избавиться от ошибки слежения. Проведем наконец моделирование процесса на практике, и убедимся в том, что все работает так, как и ожидается:

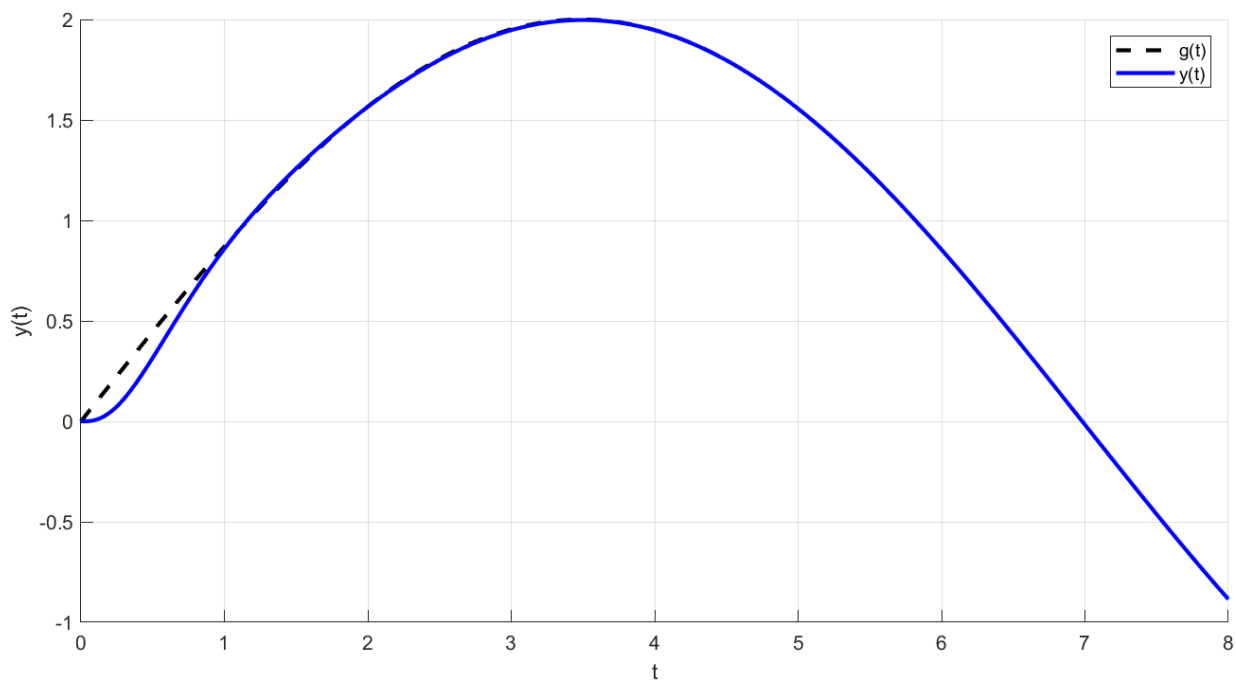


Рисунок 24: График выходного сигнала

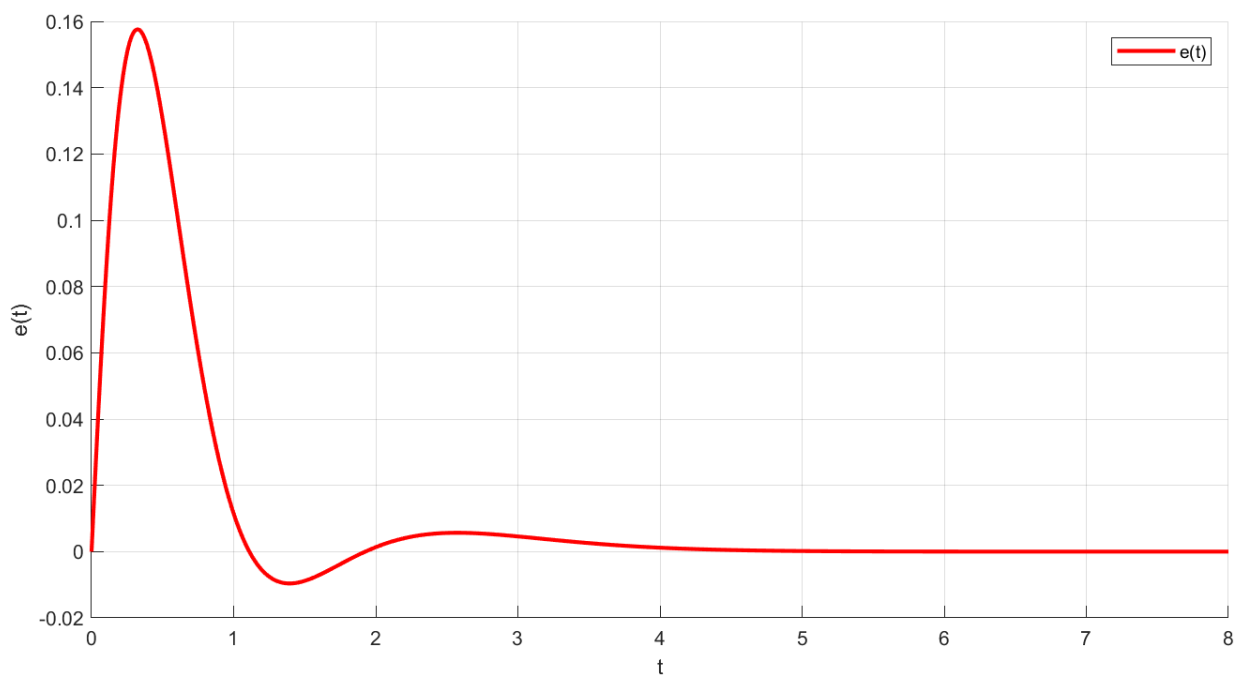


Рисунок 25: График ошибки

По изображению можно примерно отметить время преходного процесса $t \approx 4.2$. Если сравнить со значениями из таблицы рассчитанных, то там мы можем увидеть значение для 5-го порядка, равное $t = 9.2$ сек. (при $\omega_0 = 1$). Попробуем проверить теоретическое значение для времени переходного процесса по теореме подобия:

$$t' = \frac{t}{\omega_0} = \frac{9.2}{2} = 4.6$$

Получили достаточно близкий к теоретическому результат. Различие может быть вызвано, что скорость переходного процесса зависит не только полюсами полинома Ньютона, но и другими нулями нашей системы.

Выводы по заданию 6:

В ходе выполнения задания, мы смогли выполнить задачу слежения за гармоническим сигналом при помощи регулятора общего вида. Построили мы его благодаря полиному Ньютона. Для подтверждения результатов провели моделирование и сравнили теоретическое время переходного процесса с реальным.

Выводы.

В этой лабораторной работе я исследовал точностные свойства системы. Я посмотрел, как она ведёт себя при разных порядках астатизма и как это влияет на способность точно отслеживать входной сигнал. Для сравнения я построил несколько базовых П, И и ПИ регуляторов, а также регулятор общего вида. Последний оказался особенно специфическим, так как он способен следить за гармоническим воздействием и обеспечивать нулевую установившуюся ошибку.