

СОДЕРЖАНИЕ

Аннотация	3
Введение	4
1 Изучение свойств управляемого объекта	6
1.1 Исходные данные	6
1.2 Модель объекта в виде СС	6
1.3 Модель объекта в виде дифференциального уравнения	7
1.4 Модель управляемого объекта в пространстве состояний . .	7
1.5 Исследование системы подачей на вход типового воздействия	7
2 Обоснование выбора структуры системы управления	10
2.1 Исследование системы с пропорциональным регулятором . .	10
2.2 Исследование системы управления с пропорционально-дифференциальным регулятором	12
2.3 Оценка влияния нелинейного элемента на свойства линейной системы	15
3 Принципы построения систем с переменной структурой	16
3.1 Находим коэффициенты для системы с фазовой траекторией типа «седло»	16
3.2 Находим коэффициенты для системы с фазовой траекторией типа «неустойчивый фокус»	21
3.3 Система с переменной структурой с устойчивым вырожден- ным движением	24
3.4 Система с переменной структурой без устойчивого вырож- денного движения	27
3.5 Система с переменной структурой со скользящим режимом движения	32
4 Синтез СПС со скользящим режимом методами фазового про- странства	35

4.1 Синтез управляющего устройства СПС третьего порядка без учета нелинейности	35
5 Синтез нелинейной СПС при больших отклонениях от равновесного состояния	45
5.1 Анализ и синтез релейной системы	45
5.2 Исследование свойств спроектированной нелинейной СПС .	50
6 Исследование влияния широтно-импульсной модуляции на качество проектируемой системы	58
Заключение	66
Список использованной литературы	67

АННОТАЦИЯ

В курсовой работе необходимо определить разработать управляющее устройство, обеспечивающее качественные показатели системы, удовлетворяющие заданию.

При синтезе систем с переменной структурой со скользящим режимом движения решаются основные вопросы существования скользящих режимов и условия их устойчивости при больших и малых начальных отклонениях.

В структуру управляющего устройства существенные изменения системы вносит нелинейный элемент. В данной курсовой работе рассмотрен синтез системы с переменной структурой при наличии в системе нелинейного элемента вида насыщение, это обстоятельство значительно усложняет теоретические разработки, так как при больших начальных отклонениях система управления становится релейной.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время успешное решение задач автоматизации в настоящее время тесно связано с использованием современных технологий, теоретических и практических разработок автоматических систем управления.

Синтез структуры и определение параметров управляющего устройства выполняются в определенной последовательности по классической схеме. Вначале исследуются свойства управляемого объекта по его характеристикам. Структура и параметры объекта при этом считаются известными, процессы в объекте описываются нелинейными дифференциальными уравнениями. Нелинейность объекта вызвана нелинейностью одного из устройств с типовой нелинейной характеристикой. Определение требуемой структуры управляющего устройства ведется путем итераций от самых простых решений до сложных структур на основе требований технического задания. Вначале исследуются возможности системы регулирования с пропорциональным и пропорционально - дифференциальным регуляторами. Показывается, какие требования технического задания могут быть удовлетворены с помощью указанных структур управляющего устройства. Известно, что с помощью линейных регуляторов можно получить требуемое качество переходной характеристики по форме, однако при этом можно потерять другие качества системы, такое как быстродействие. Из теории линейных систем известно, что монотонный характер переходной характеристики можно получить при плохом быстродействии системы управления. В тоже время при применении нелинейных структур управляющих устройств, в частности, систем с переменной структурой, эти противоречия можно успешно разрешить. В связи с этим обстоятельством основное внимание в работе уделено вопросам синтеза одной из наиболее распространенных разновидностей систем с переменной структурой, а именно системы со скользящим режимом движения.

При синтезе систем с переменной структурой со скользящим режимом движения решаются основные теоретические вопросы – выясняются условия существования скользящих режимов, условия устойчивости скользящих режимов при больших и малых начальных отклонениях. Существенные кор-

рективы в структуру управляющего устройства системы вносит наличие в составе системы нелинейного элемента. В качестве примера в работе рассмотрен синтез системы с переменной структурой при наличии в системе нелинейного элемента вида насыщение, это обстоятельство значительно усложняет теоретические разработки, так как при больших начальных отклонениях система управления становится релейной. Исследование релейных систем приводится для любых видов релейных характеристик, так как в разрабатываемой системе могут быть нелинейности с разнообразными характеристиками.

1 ИЗУЧЕНИЕ СВОЙСТВ УПРАВЛЯЕМОГО ОБЪЕКТА

На этапе аналитического конструирования системы управления изучение свойств управляемого объекта выполняется по его математической модели. Модели процессов в объекте могут быть представлены в различных видах. Рассмотрим некоторые из них на примере одномерного объекта, процессы в котором описываются нелинейным дифференциальным уравнением третьего порядка.

1.1 Исходные данные

Разработать управляющее устройство, обеспечивающее качественные показатели системы, указанные в табл.1 . Помимо этого характер переходного процесса должен быть апериодическим , а время переходного процесса должно быть минимально возможным.

Таблица 1 — Условия задания

T	K	h	d	$\sigma_{max}, \%$	$\epsilon_{max}, \%$	$L_{m max}, db$	$\gamma, {}^\circ$
9	3	6	0.6	10	1	20	60

$\sigma_{max}, \%$ — показатель перерегулирования;

$\epsilon_{max}, \%$ — максимально допустимое отклонение выходной координаты в установившемся режиме;

$L_{m max}, db$ — запас устойчивости в "малом" по амплитуде;

$\gamma, {}^\circ$ — запас устойчивости в "малом" по фазе.

1.2 Модель объекта в виде СС

Модель объекта в виде СС представлена на рис. 1.

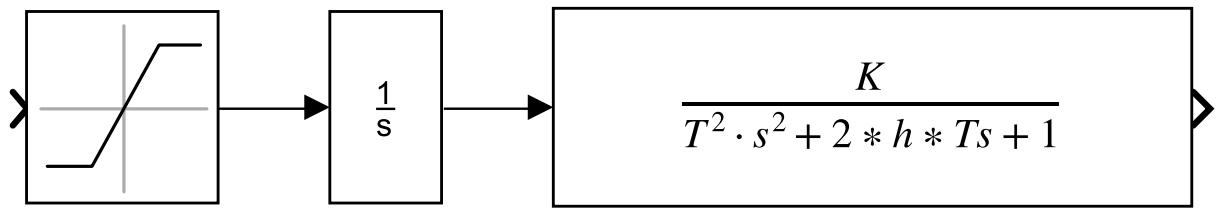


Рисунок 1 — Структурная схема управляемого объекта.

1.3 Модель объекта в виде дифференциального уравнения

Уравнение (1) записано в символьном виде с параметрами, а (2) записано с подстановкой значений параметров.

$$\begin{cases} p (T^2 p^2 + 2 h T p + 1) x = K u & , \text{ если } |u| \leq d \\ p (T^2 p^2 + 2 h T p + 1) x = K d \operatorname{sign}(u) & , \text{ если } |u| > d \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} p (81 p^2 + 108 p + 1) x = 3u & , \text{ если } |u| \leq 0.6 \\ p (81 p^2 + 108 p + 1) x = 1.8 \operatorname{sign}(u) & , \text{ если } |u| > 0.6 \end{cases} \quad (2)$$

1.4 Модель управляемого объекта в пространстве состояний

Уравнение (3) записано с подстановкой значений параметров.

$$\begin{cases} x_1 = x, \\ \frac{d x_1}{d t} = x_2, \\ \frac{d x_2}{d t} = x_3, \\ \frac{d x_3}{d t} = \begin{cases} -0.0123 x_2 - 1.3333 x_3 + 0.0370 u & , \text{ если } |u| \leq 0.6 \\ -0.0123 x_2 - 1.3333 x_3 + 0.0222 \operatorname{sign}(u) & , \text{ если } |u| > 0.6 \end{cases} \end{cases} \quad (3)$$

1.5 Исследование системы подачей на вход типового воздействия

Найдём переходную характеристику $h(t)$. На вход подаём ЕСФ $u = 1(t)$. Модель системы в simulink представлена на рис. 2. Переходная характеристика объекта по выходной координате и её скорости представлена на рис. 3.

Здесь x, y, x_1, y_1 — это соответственно выходная координата системы с нелинейным элементом, скорость изменения выходной координаты системы с нелинейным элементом, выходная координата системы без нелинейного элемента, скорость изменения выходной координаты без нелинейного элемента.

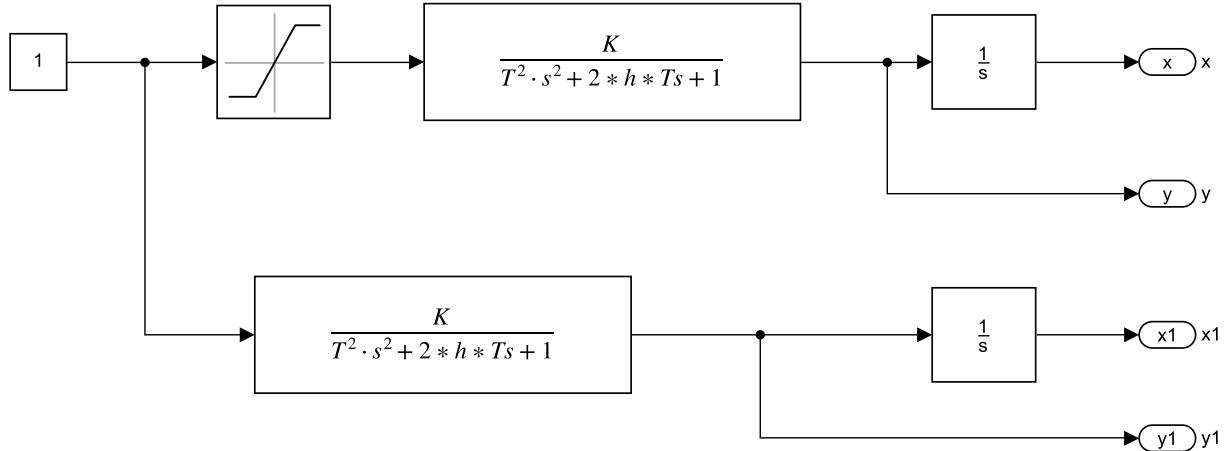


Рисунок 2 — Модель системы в simulink.

При подаче на вход ступенчатого воздействия выходная координата теоретически неограниченно возрастает, скорость её изменения также растет, но её рост постепенно замедляется и приходит к установившемуся значению за $t_p = 322$ секунд. Установившиеся значения скорости указаны в таблице 2.

Таблица 2 — Установившиеся значения скорости

С НЭ	Без НЭ
1.8	3

Заметим также, что эти значения соответствуют коэффициентам усиления системы с НЭ и без НЭ.

При этом у системы с нелинейным элементом мгновенные значения выхода и скорости меньше, чем у системы без нелинейного элемента, потому что НЭ в объектке управления типа «насыщения» ограничивает максимальное значение сигнала, подаваемого на следующие за ним линейные звенья.

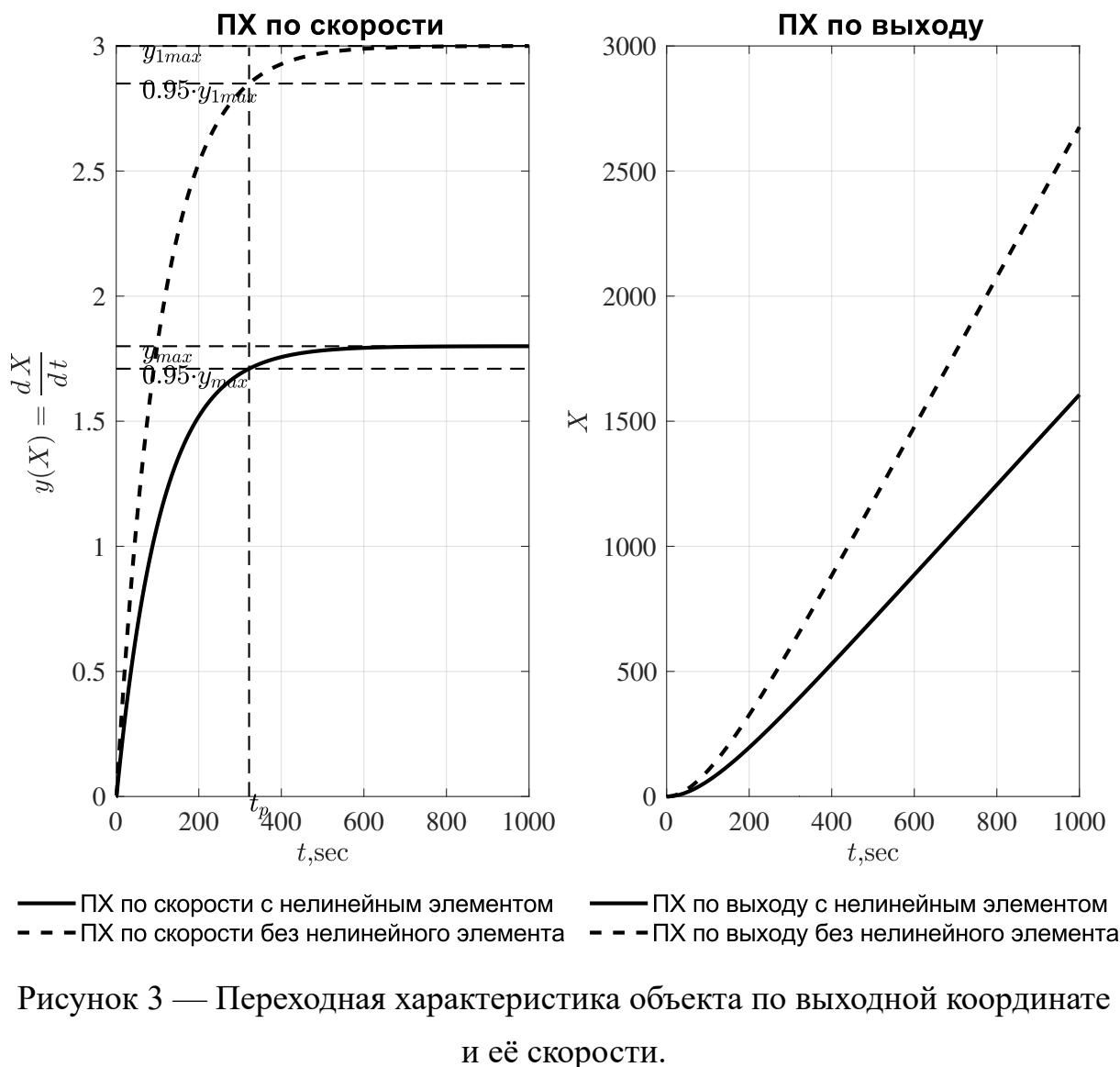


Рисунок 3 — Переходная характеристика объекта по выходной координате и её скорости.

2 ОБОСНОВАНИЕ ВЫБОРА СТРУКТУРЫ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

2.1 Исследование системы с пропорциональным регулятором

Составим систему дифференциальных уравнений в операторной форме для математического описания системы с пропорциональным регулятором относительно отклонения x . По СС замкнутой системы на рис.4 составим

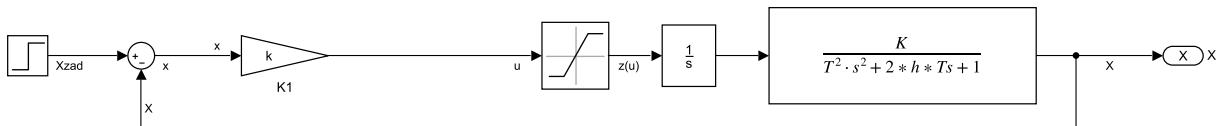


Рисунок 4 — СС замкнутой системы с пропорциональным регулятором.

уравнения (4).

$$\begin{aligned} x &= X_{zad} - X & X &= \frac{3z(u)}{Q(p)} \\ Q(p) &= p (81p^2 + 108p + 1) & Q(p)x &= Q(p)X_{zad} - 3z(u) \end{aligned} \quad (4)$$

Исследуем собственные свойства системы, т.е. считаем $X_{zad} = 0$. Учтём, что мы имеем пропорциональный регулятор, т.е. $u = k_1 x$, получаем уравнение (5) .

$$Q(p)x = -3z(k_1 x) \quad (5)$$

Далее раскроем функцию $z(u)$ и получим систему (6).

$$\begin{cases} p (81p^2 + 108p + 1) x = -3k_1 x & , \text{ если } |k_1 x| \leq 0.6 \\ p (81p^2 + 108p + 1) x = -1.8 \operatorname{sign}(k_1 x) & , \text{ если } |k_1 x| > 0.6 \end{cases} \quad (6)$$

Отсюда ХП замкнутой системы при $k_1 x \leq 0.6$ (7).

$$D(p) = (81p^3 + 108p^2 + p + 3k_1) \quad (7)$$

При $|k_1 x| > 0.6$ линейная обратная связь отсутствует и движение в ней определяется свойствами управляемого объекта, при условии, что на его вход подаётся постоянное по значению воздействие. При $|k_1 x| \leq 0.6$ движение описывается линейным дифференциальным уравнением. Неустойчивость системы может быть вызвана:

1. Неустойчивостью линейной системы.
2. Неустойчивостью, вызванной релейным режимом работы при $|k_1 x| > 0.6$.

Определение предельного значения по критерию Гурвица:

$$a_0 = 81, a_1 = 108, a_2 = 1, a_3 = 3 k_1$$

$$a_1 a_2 - a_0 a_3 \geq 0$$

$0 \leq k_1 \leq 0.444$ — для асимптотической устойчивости.

$k_1 = 0.444$ — граница устойчивости колебательного типа.

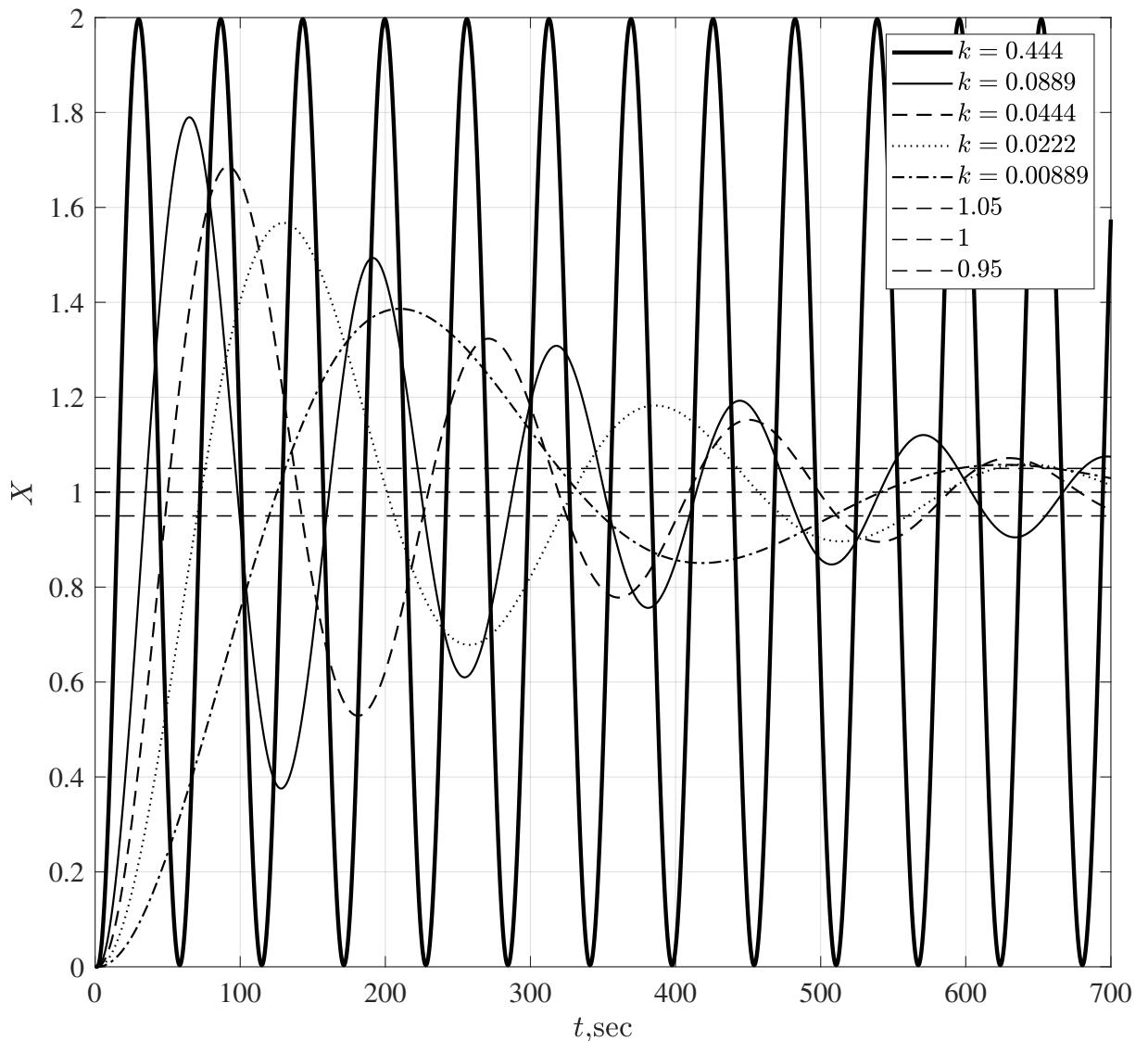


Рисунок 5 — Графики изменения выходной переменной X для разных k .

Оценим ПХ регулируемой переменной при различных значениях k для устойчивых режимов на рис.5. Как видим при критическом значении k_1 по-

являются незатухающие колебания. При уменьшении k значение показателя колебательности становится меньше.

Для повышения быстродействия нужно увеличить коэффициент передачи, но это ведёт к неустойчивости системы.

2.2 Исследование системы управления с пропорционально-дифференциальным регулятором

Составим систему дифференциальных уравнений в операторной форме для математического описания системы с пропорционально-дифференциальным регулятором относительно отклонения x . По СС замкнутой системы на рис.6

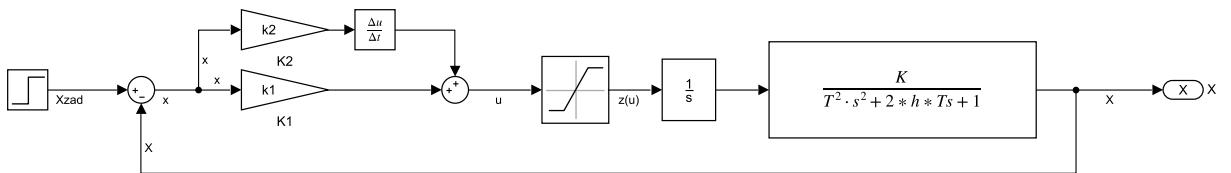


Рисунок 6 — СС замкнутой системы с пропорционально-дифференциальным регулятором.

составим уравнения (8).

$$x = X_{zad} - X \quad X = \frac{3z(u)}{Q(p)} \quad (8)$$

$$Q(p) = p (81p^2 + 108p + 1) \quad Q(p)x = Q(p)X_{zad} - 3z(u)$$

Исследуем собственные свойства системы, т.е. считаем $X_{zad} = 0$. Учтём, что мы имеем пропорционально-дифференциальный регулятор, т.е. $u = k_1 x + k_2 \frac{dx}{dt}$, получаем уравнение (9) .

$$Q(p)x = -3z(k_1 x + k_2 \frac{dx}{dt}) \quad (9)$$

Далее раскроем функцию $z(u)$ и получим систему (10).

$$\begin{cases} p (81p^2 + 108p + 1) x = -3 (k_1 + k_2 p) x & , \text{ если } |u| \leq 0.6 \\ p (81p^2 + 108p + 1) x = -1.8 \operatorname{sign}(u) & , \text{ если } |u| > 0.6 \end{cases} \quad (10)$$

Отсюда ХП замкнутой системы при $u \leq 0.6$ (11).

$$D(p) = (81 p^3 + 108 p^2 + p (1 + 3 k_2) + 3 k_1) \quad (11)$$

При $|u| > 0.6$ линейная обратная связь отсутствует и движение в ней определяется свойствами управляемого объекта, при условии, что на его вход подаётся постоянное по значению воздействие. При $|u| \leq 0.6$ движение описывается линейным дифференциальным уравнением.

Определение предельного значения по критерию Гурвица:

$$a_0 = 81, a_1 = 108, a_2 = 1 + 3 k_2, a_3 = 3 k_1$$

$$a_1 a_2 - a_0 a_3 \geq 0$$

$$k_2 \geq \frac{3 k_1}{4} - \frac{1}{3} \text{ — для асимптотической устойчивости.}$$

$$k_{2\text{г.у.}}(k_1) = \frac{3 k_1}{4} - \frac{1}{3} \text{ — граница устойчивости.}$$

Оценим ПХ регулируемой переменной при различных значениях k_1, k_2 для устойчивых режимов на рис.7. Несколько значений записаны в табл.4, а алгоритм их расчёта записан в табл.3.

Таблица 3 — Алгоритм расчёта значений k_1, k_2

k_1	44	44	44	44	44
k_2	$k_{2\text{г.у.}}(44) \cdot 1$	$k_{2\text{г.у.}}(44) \cdot 5$	$k_{2\text{г.у.}}(44) \cdot 11$	$k_{2\text{г.у.}}(44) \cdot 12$	$k_{2\text{г.у.}}(44) \cdot 15$

Таблица 4 — Различные значения k_1, k_2

k_1	44	44	44	44	44
k_2	33	165	363	396	495

По графику видно, что для устойчивых режимов движения можно подбирать коэффициенты так, чтобы увеличить быстродействие системы, однако существенно изменить его невозможно. Уже при $k_1 = 44$ время регулирования уменьшается незначительно и составляет примерно 23 сек, хотя и этот результат намного лучше, чем время регулирования, полученное с пропорциональным регулятором в пункте 2.1. При анализе табл.3 и рис.7, видно, что

с ростом множителя при $k_{2\text{г.у.}}(k_1)$, т.е. с ростом k_2 , колебательность уменьшается. Таким образом k_1 — коэффициент пропорционального звена, влияет на скорость нарастания выходной величины, а k_2 — коэффициент дифференцирующего звена, влияет на колебательность системы.

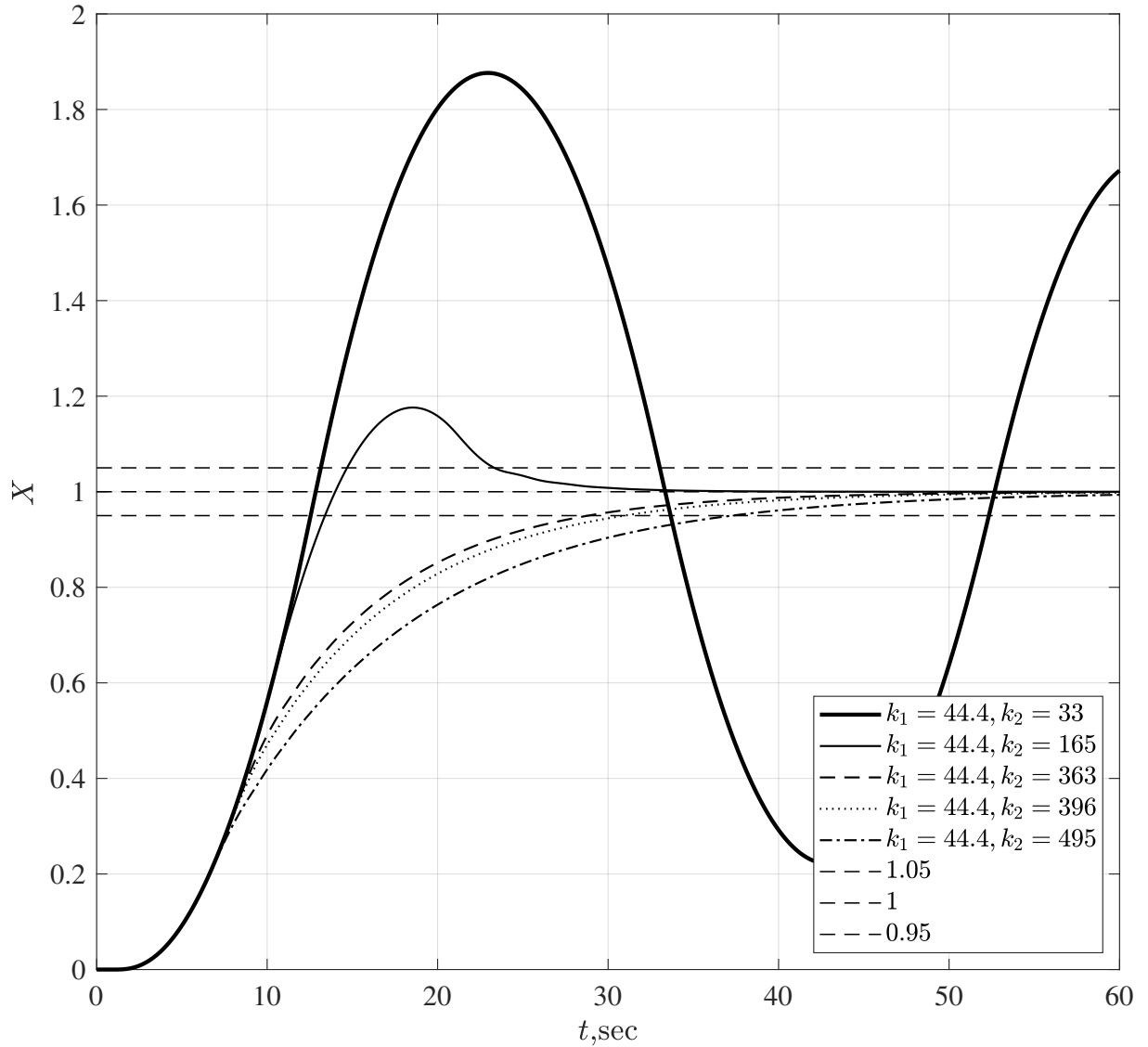


Рисунок 7 — Графики изменения выходной переменной X для разных k_1, k_2 .

Однако в рамках обычных линейных систем регулирования получить минимальное время регулирования при соблюдении других качественных показателей невозможно. Для достижения этой цели нужно попробовать взять систему с переменной структурой.

2.3 Оценка влияния нелинейного элемента на свойства линейной системы

Для исследования влияния НЭ нужно рассмотреть 2 системы: с НЭ и без него. Структурная схема системы будет соответствовать СС на рис.6 с наличием НЭ и и без него. Из результатов предыдущего моделирования выберем коэффициенты $k_1 = 44.4444, k_2 = 165$. Графики изменения выходной переменной X для системы с НЭ и без него на рис.8 при подаче на вход ЕСФ

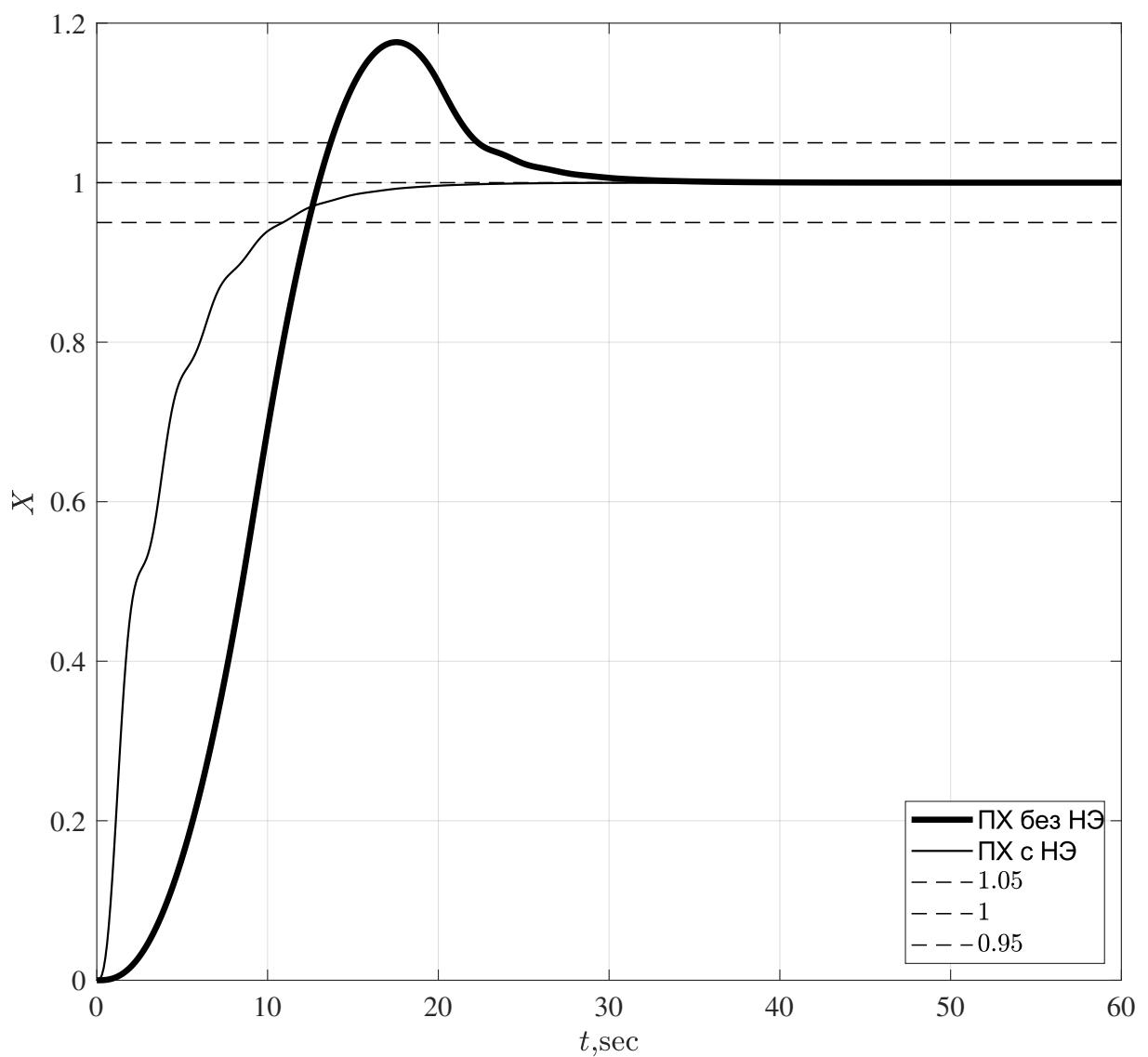


Рисунок 8 — Графики изменения выходной переменной X

Время регулирования для системы с НЭ уменьшается, также уменьшается колебательность и процесс из апериодического становится монотонным .

3 ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ С ПЕРЕМЕННОЙ СТРУКТУРОЙ

3.1 Находим коэффициенты для системы с фазовой траекторией типа «седло»

Одним из методов аналитического конструирования СПС является метод фазового пространства. Поясним некоторые особенности фазового пространства линейных структур на примере уравнений второго порядка. Для анализа возьмем уравнения, описывающие изменение скорости в ранее рассмотренном управляемом объекте без учёта нелинейного элемента при условии, что в качестве управляющего устройства применяется пропорционально - дифференциальный регулятор . То есть грубо говоря мы в схему на рис.6 вставляем дифференциатор на выходе колебательного звена и исключаем нелинейный элемент ,в связи с чем после преобразований получаем схему на рис.9.

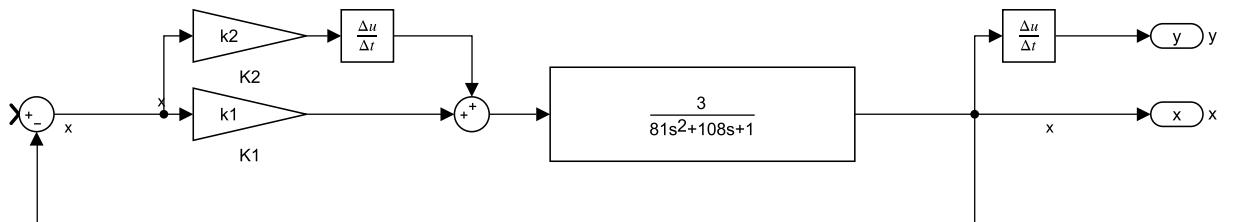


Рисунок 9 — СС замкнутой системы 2 порядка с пропорционально-дифференциальным регулятором.

По этой СС составим уравнения (12).

$$\begin{aligned} x &= X_{zad} - X & X &= \frac{3 z(u)}{Q(p)} \\ Q(p) &= (81 p^2 + 108 p + 1) & Q(p) x &= Q(p) X_{zad} - 3u \end{aligned} \quad (12)$$

Иследуем собственные свойства системы, т.е. считаем $X_{zad} = 0$. Учтём, что мы имеем пропорционально-дифференциальный регулятор, т.е. $u = k_1 x +$

$+ k_2 \frac{dx}{dt}$, получаем уравнение (13) .

$$Q(p)x = -3(k_1x + k_2 \frac{dx}{dt}) \quad (13)$$

Далее раскроем полином $Q(p)$ и получим уравнение (14).

$$(81p^2 + 108p + 1)x = -3(k_1 + k_2 p)x \quad (14)$$

Отсюда ХП замкнутой системы (15).

$$D(p) = 81p^2 + (3k_2 + 108)p + 3k_1 + 1 \quad (15)$$

Найдём приведенный ХП (16).

$$D(p) = p^2 + \left(\frac{k_2}{27} + \frac{4}{3} \right)p + \frac{k_1}{27} + \frac{1}{81} \quad (16)$$

Найдём корни характеристического полинома:

$$p_1 = -\frac{k_2}{54} - \frac{\sqrt{\frac{k_2^2}{729} + \frac{8k_2}{81} - \frac{4k_1}{27} + \frac{140}{81}}}{2} - \frac{2}{3}$$

$$p_2 = \frac{\sqrt{\frac{k_2^2}{729} + \frac{8k_2}{81} - \frac{4k_1}{27} + \frac{140}{81}}}{2} - \frac{k_2}{54} - \frac{2}{3}$$

Пусть $k_2 = -36.00$. Корни характеристического полинома:

$$p_1 = 5.89e - 8 - 0.5\sqrt{-0.148k_1 - 0.0494}$$

$$p_2 = 0.5\sqrt{-0.148k_1 - 0.0494} + 5.89e - 8$$

Пусть $k_1 = k_1^x$ — искомый коэффициент.

Условие, при котором $p_1 < 0$:

$$k_1^x < -0.333$$

Условие, при котором $p_2 > 0$:

$$k_1^x \leq -0.333$$

Отображение коэффициентов ПД регулятора:

$$k_1 = -28.5233 \quad k_2 = -36.0000$$

Корни характеристического полинома:

$$p_1 = -1.0218 \quad p_2 = 1.0218$$

Если начальные условия для свободной составляющей решения выбрать так, что коэффициент при экспоненте со степенью, соответствующей положительному корню p_2 будет равен нулю, то получим равенство $x_2 = p_1 x_1$ или уравнение прямой в общем виде (17), а для данного примера (18).

$$S = x_2 - p_1 x_1 = 0 \quad (17)$$

$$S = x_2 + 1.02x_1 = 0 \quad (18)$$

Модель в Matlab Simulink на рис.9. Исследуем движение фазовых координат во времени посредством моделирования процессов в системе при отклонении системы от состояния равновесия. Фазовые траектории в системе на рис.10. В дополнение на рис.11 указано изменение выходной переменной и её производной.

Таким образом движение по траекториям, принадлежащим гиперплоскости устойчивых движений, то есть прямой S , будет вырожденным, так как сколь угодно малые возмущения могут отклонить точку от устойчивой траектории S . Эта прямая S и является совокупностью устойчивых фазовых траекторий для неустойчивой системы второго порядка.

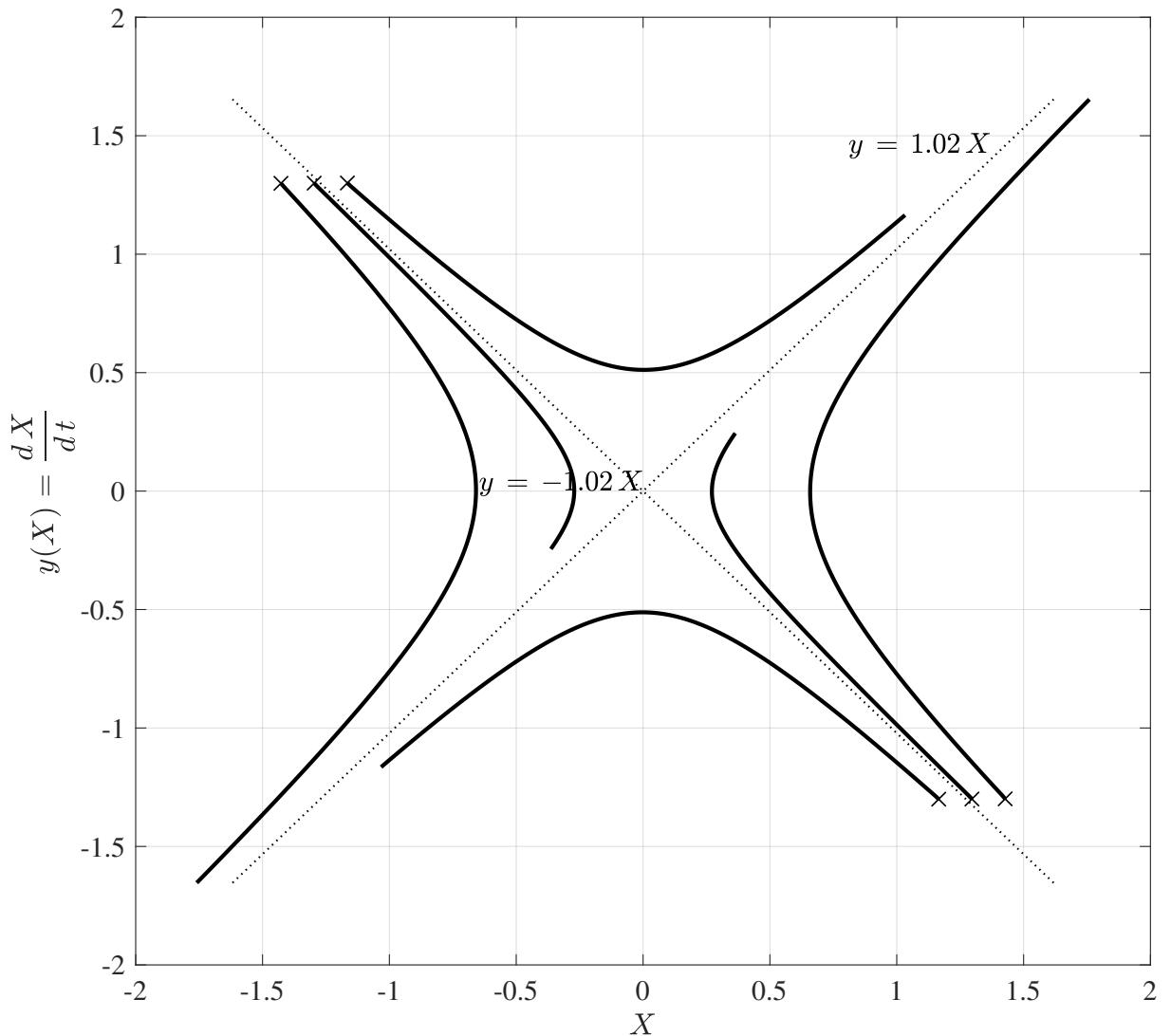


Рисунок 10 — Фазовые траектории для системы с переменной структурой с разными начальными условиями.

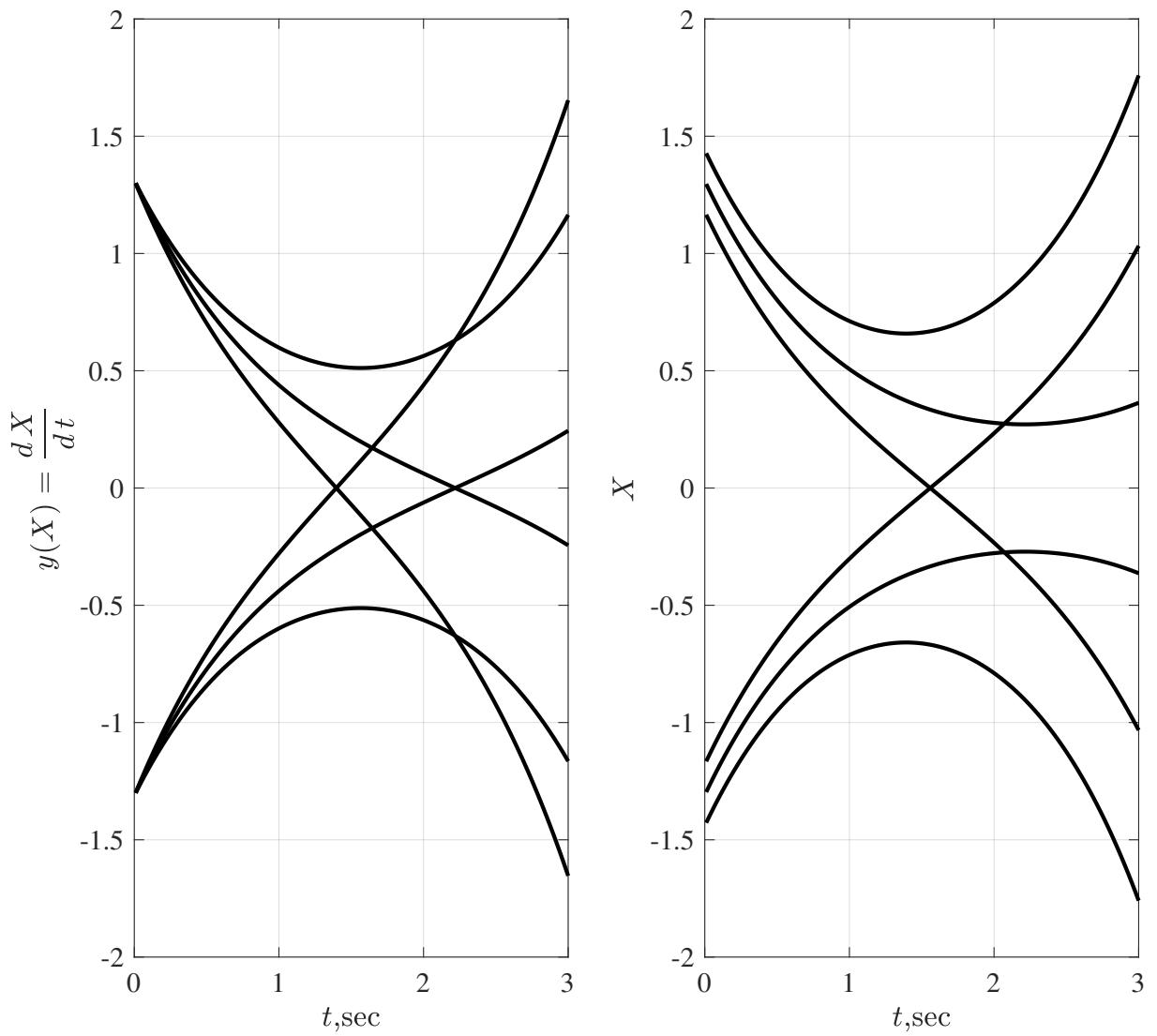


Рисунок 11 — Графики изменения выходной переменной и её производной.

3.2 Находим коэффициенты для системы с фазовой траекторией типа «неустойчивый фокус»

. В качестве второй неустойчивой структуры примем структуру с фазовыми траекториями типа «неустойчивый фокус», то есть, раскручивающиеся спирали. Для получения такой фазовой траектории необходимо, чтобы корни характеристического уравнения были комплексными сопряженными с положительными вещественными частями. Такую структуру можно получить за счёт соответствующего подбора коэффициентов в регуляторе. Приведенный ХП замкнутой системы (19) был получен ранее.

$$D(p) = p^2 + \left(\frac{k_2}{27} + \frac{4}{3} \right) p + \frac{k_1}{27} + \frac{1}{81} \quad (19)$$

Для того, чтобы корни имели положительные вещественные части, необходимо, чтобы $\frac{k_2}{27} + \frac{4}{3} < 0$, т.е. $k_2 < -36$. Знак минус у k_2 говорит о том, что обратная связь по производной от отклонения должна быть положительной, что в свою очередь объясняется тем, что сам объект является асимптотически устойчивым. Чтобы корни были комплексно-сопряженными необходимо выполнение (20)

$$k_1 > \frac{k_2^2}{108} + \frac{2k_2}{3} + \frac{35}{3} \quad (20)$$

Пусть $k_2 = -72.00$

Тогда соответственно получаем $k_1 > 11.7$ и рассчитываем коэффициент k_1 :

$$k_1 = 100 \times 11.7 = 1.17e + 03$$

Корни характеристического полинома:

$$p_1 = 0.667 - 6.54i$$

$$p_2 = 0.667 + 6.54i$$

Схема будет иметь тот же вид, что и на рис.9. Исследуем движение фазовых координат во времени посредством моделирования процессов в системе при отклонении системы от состояния равновесия. Фазовые траектории в системе на рис.12. В дополнение на рис.13 указано изменение выходной переменной и её производной.

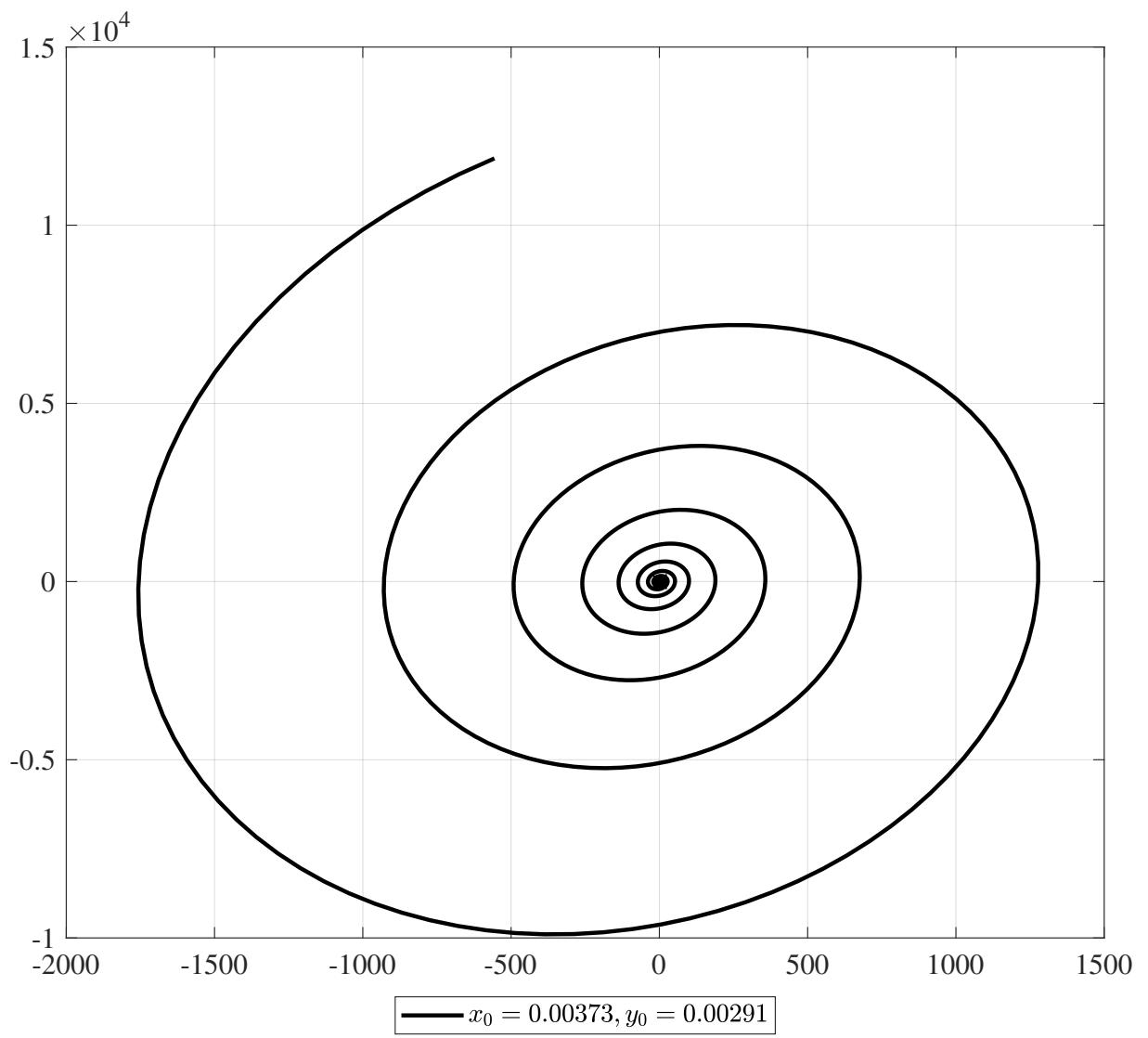


Рисунок 12 — Фазовые траектории для системы с переменной структурой с разными начальными условиями.

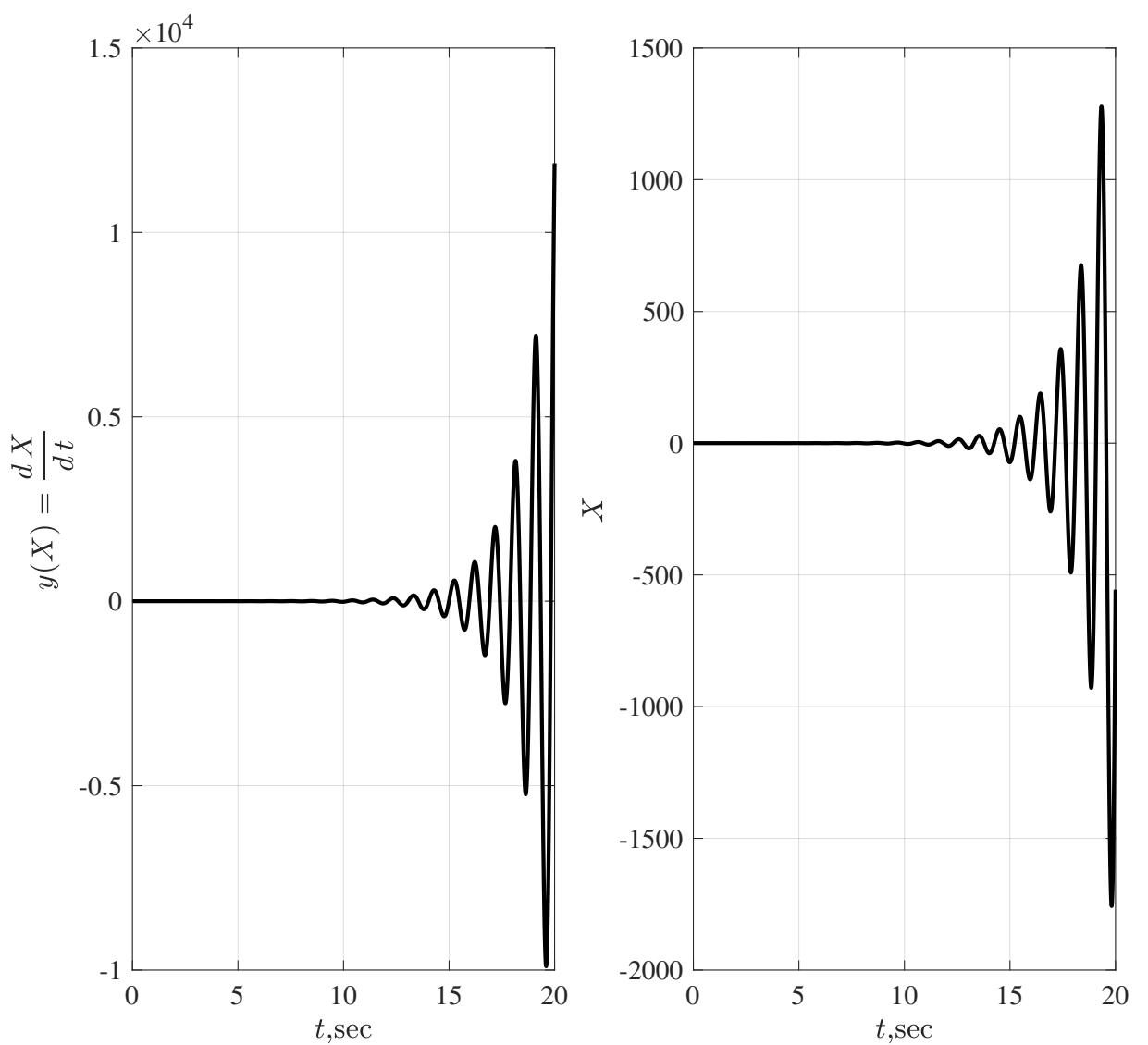


Рисунок 13 — Графики изменения выходной переменной и её производной.

3.3 Система с переменной структурой с устойчивым вырожденным движением

Далее возникает задача: выбрать такую последовательность изменения структур, чтобы движение было устойчивым. Решим эту задачу методом фазовой плоскости. Разобьем фазовую плоскость (x_1, x_2) на две области 1 и 2, границами которых является прямая S и ось x_2 . Если состояние системы таково, что изображающая точка находится в области 1, то её движение должно происходить по раскручивающимся спиралям (система должна иметь вторую структуру). В области 2 изображающая точка должна двигаться по кривым гиперболического типа (система должна иметь первую структуру). Структурная схема системы с переменной структурой с вырожденным устойчивым движением с учетом рассчитанных коэффициентов на рис.14.

Исследуем движение фазовых координат во времени посредством модели-

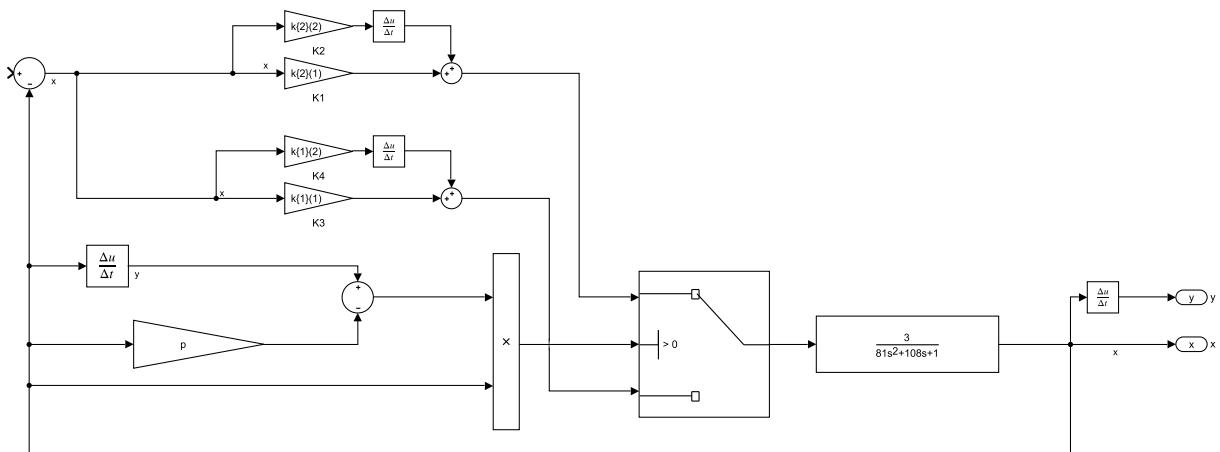


Рисунок 14 — Структурная схема системы с переменной структурой с вырожденным устойчивым движением

рования процессов в системе при отклонении системы от состояния равновесия. Фазовые траектории в системе на рис.15. В дополнение на рис.16 указано изменение выходной переменной и её производной.

Этот подход позволяет построить устойчивую систему и отказаться от требований устойчивости для каждой из имеющихся структур. Однако в рассматриваемом случае движение по линии переключения отсутствует, так как инерционные силы смещают изображающую точку с этой линии, её дальнейшее движение происходит по другой фазовой траектории, но в целом движе-

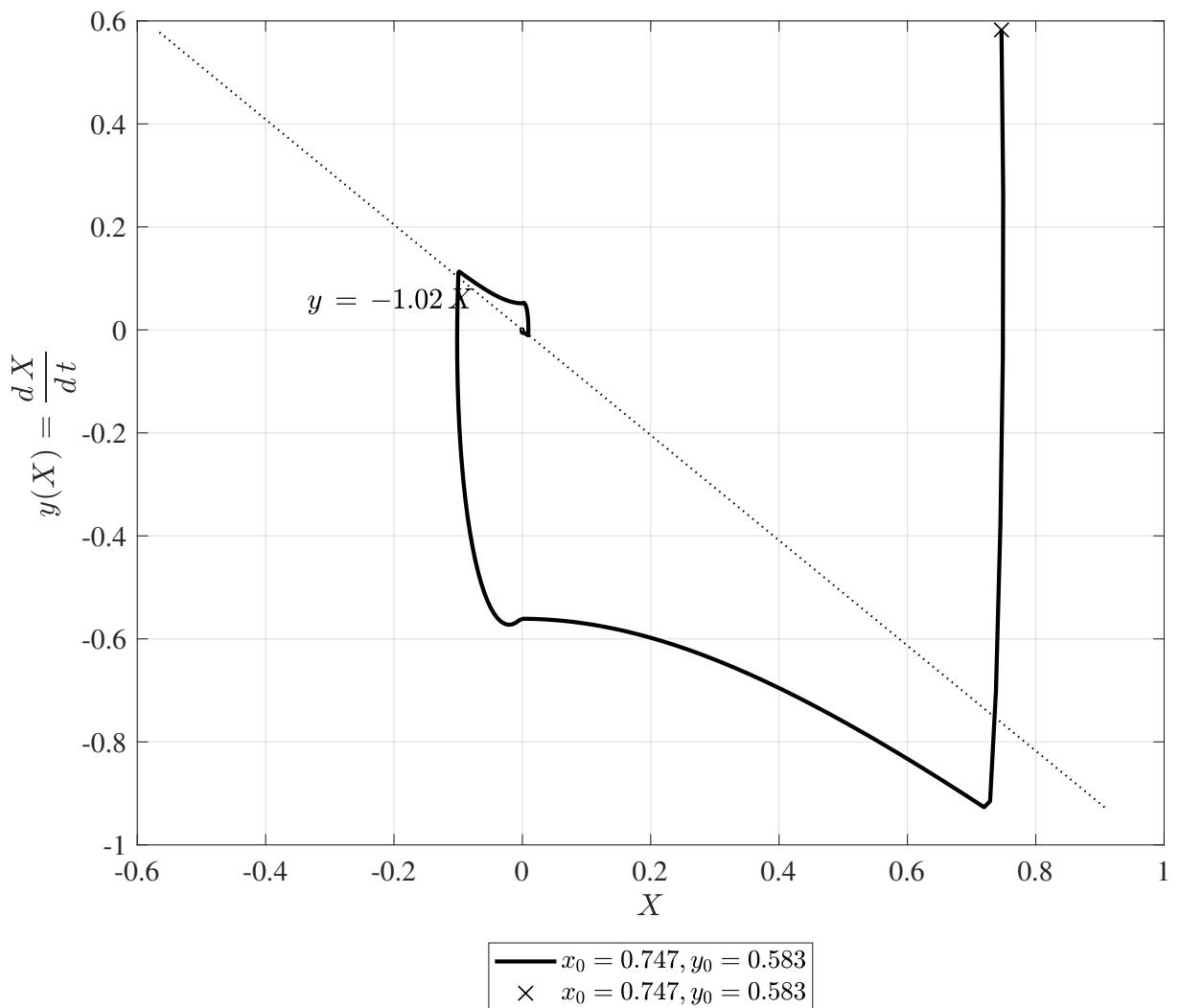


Рисунок 15 — Фазовые траектории для системы с переменной структурой с разными начальными условиями.

ние остаётся асимптотически устойчивым - фазовая траектория стягивается к началу координат.

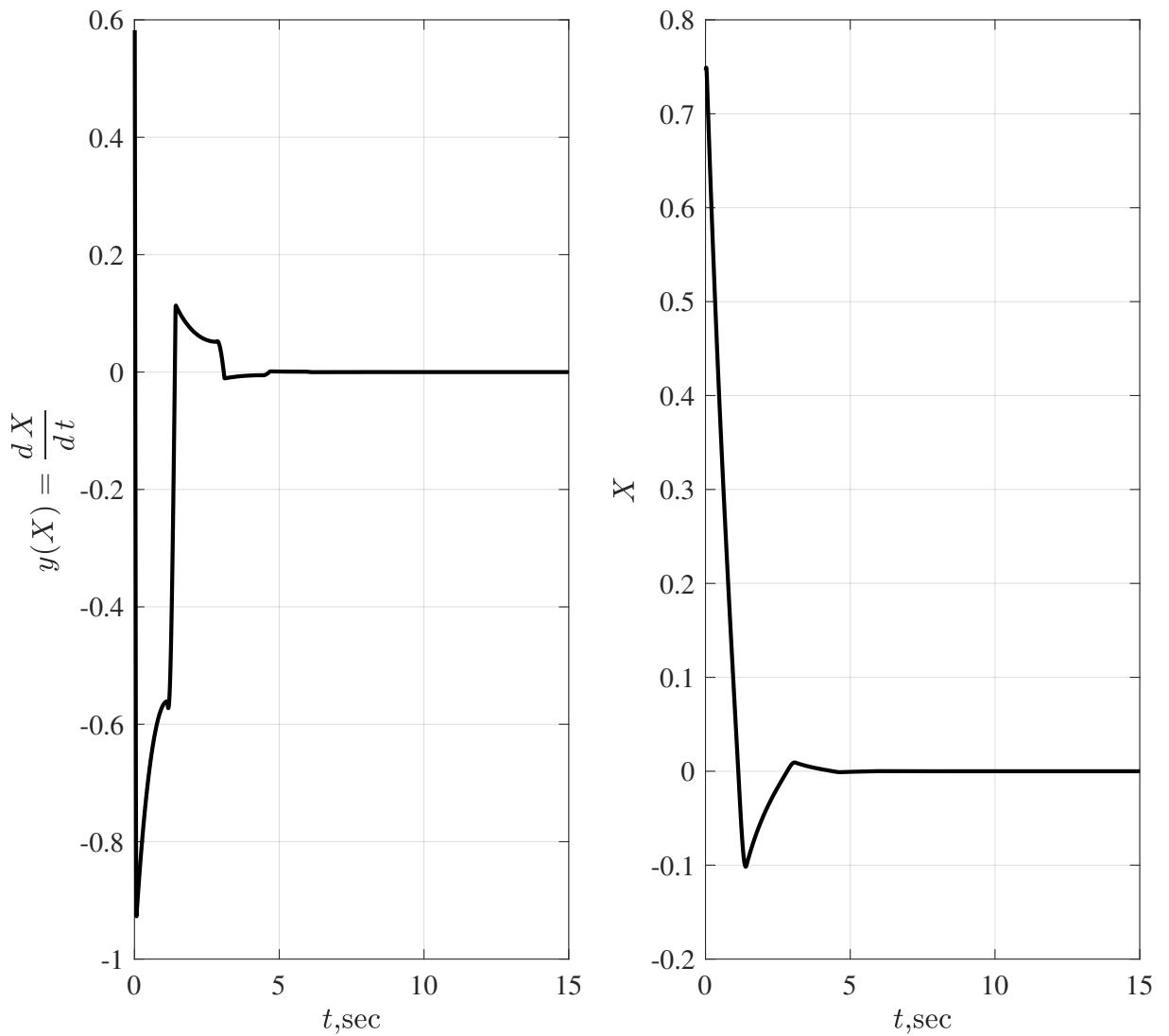


Рисунок 16 — Графики изменения выходной переменной и её производной.

3.4 Система с переменной структурой без устойчивого вырожденного движения

Другой способ построения системы с переменной структурой целесообразно использовать в случае, если фазовое пространство для каждой из фиксированных структур не содержит гиперплоскостей с устойчивым вырожденным движением. За счёт «сшивания» в определенной последовательности участков из неустойчивых траекторий удается получить устойчивое движение для любых начальных условий.

В качестве примера рассмотрим случай, когда в нашем распоряжении имеются две линейные структуры с незатухающими колебаниями, то есть, находящиеся на границе устойчивости. Уравнения движения в этих системах одно и то же:

$$\frac{d^2 x}{dt^2} + \omega_0^2 x = 0$$

При разных значениях фазовые траектории систем будут иметь вид эллипсов с разными полуосами. Характеристический полином имеет вид:

$$D(p) = p^2 + \left(\frac{k_2}{27} + \frac{4}{3} \right) p + \frac{k_1}{27} + \frac{1}{81}$$

Для получения фазовой траектории типа эллипса необходимо выполнение двух условий:

$$\begin{cases} \frac{k_1}{27} + \frac{1}{81} > 0 \\ \frac{k_2}{27} + \frac{4}{3} = 0 \end{cases} \quad \Downarrow$$

$$\begin{cases} k_1 > -0.333 \\ k_2 = -36 \end{cases}$$

Пусть $k_1 = -0.1667$ Тогда характеристический полином имеет вид:

$$D(p) = p^2 + 0.006173$$

Пусть $k_1 = 3.0000$. Тогда характеристический полином имеет вид:

$$D(p) = p^2 + 0.1235$$

Схема будет иметь тот же вид, что и на рис.9. Исследуем движение фазовых координат во времени посредством моделирования процессов в системе при отклонении системы от состояния равновесия. Фазовые траектории в системе на рис.17. В дополнение на рис.18 указано изменение выходной переменной и её производной.

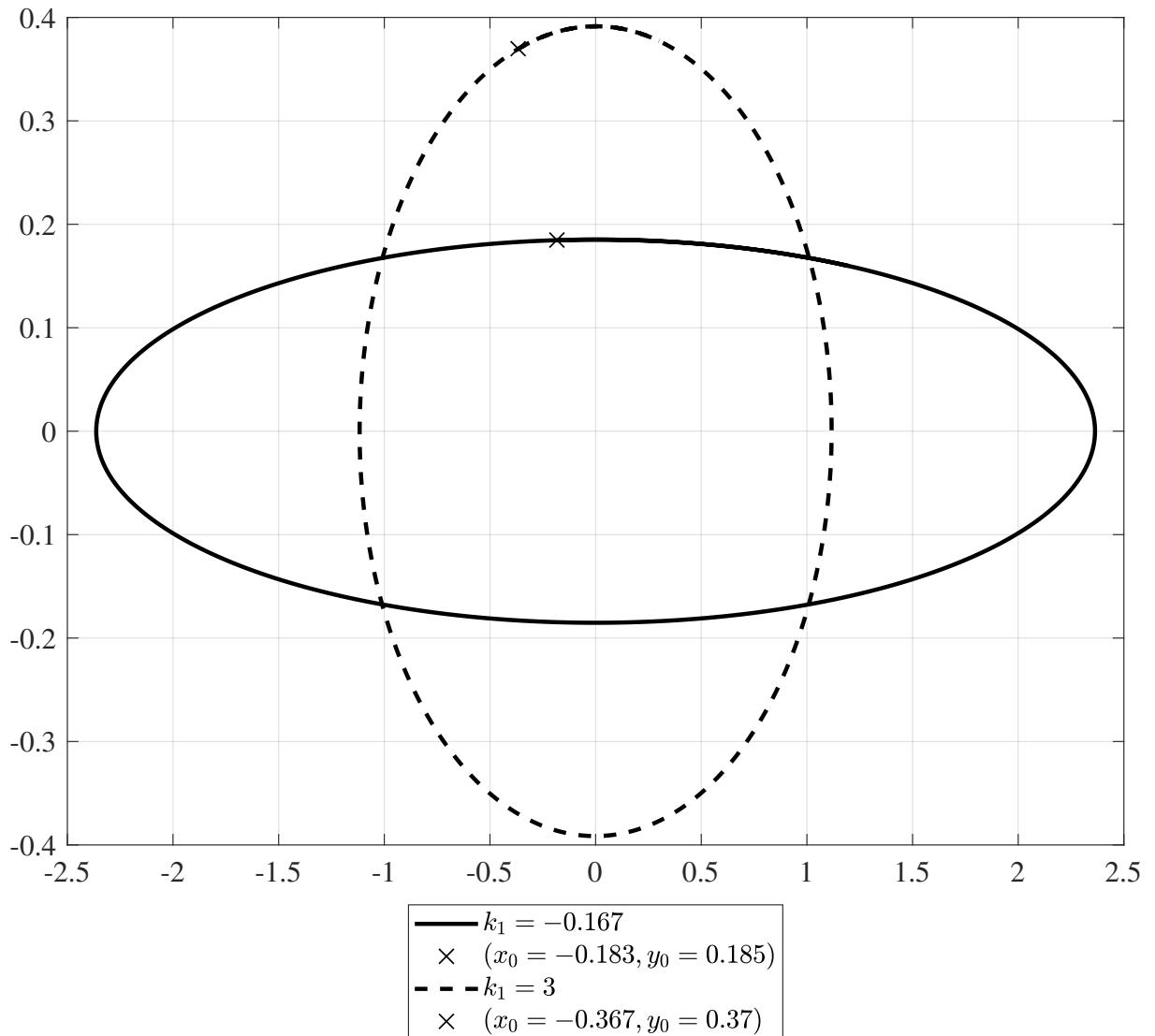


Рисунок 17 — Фазовые траектории для системы с переменной структурой с разными начальными условиями.

Переключение с одной структуры на другую будет происходить при пересечении фазовой траекторией координатных осей. Аналитический закон

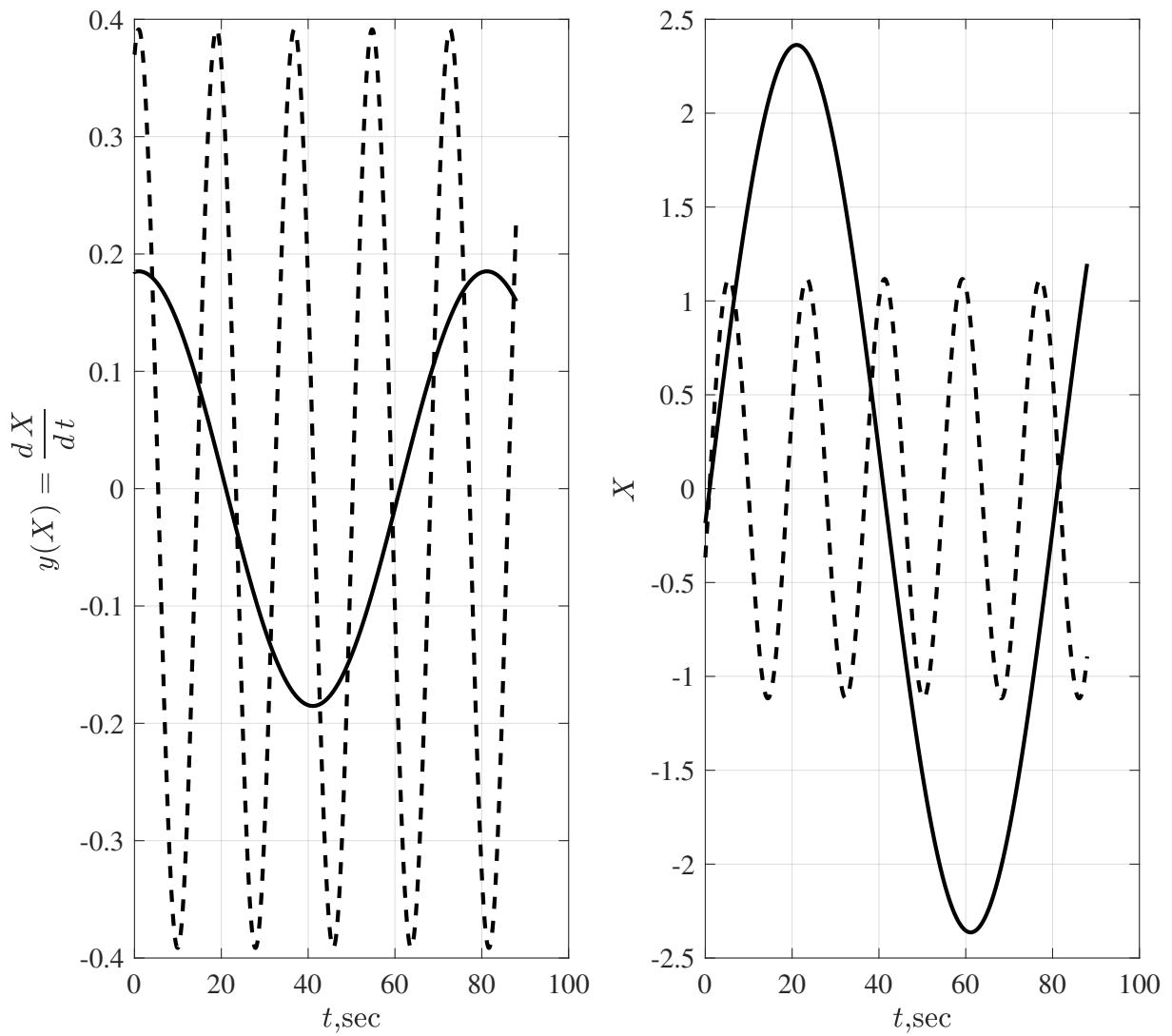


Рисунок 18 — Графики изменения выходной переменной и её производной.

переключения структур запишется следующим образом:

$$\begin{cases} k_1 = 3 & , k_2 = -36 \text{ , если } \operatorname{sign}(x_1 \cdot x_2) > 0 \\ k_1 = -0.167 & , k_2 = -36 \text{ , если } \operatorname{sign}(x_1 \cdot x_2) < 0 \end{cases}$$

Структурная схема системы с переменной структурой без устойчивого вырожденного движения на рис.19.

Исследуем движение фазовых координат во времени посредством моделирования процессов в системе при отклонении системы от состояния равновесия. Фазовые траектории в системе на рис.20. В дополнение на рис.21 указано изменение выходной переменной и её производной.

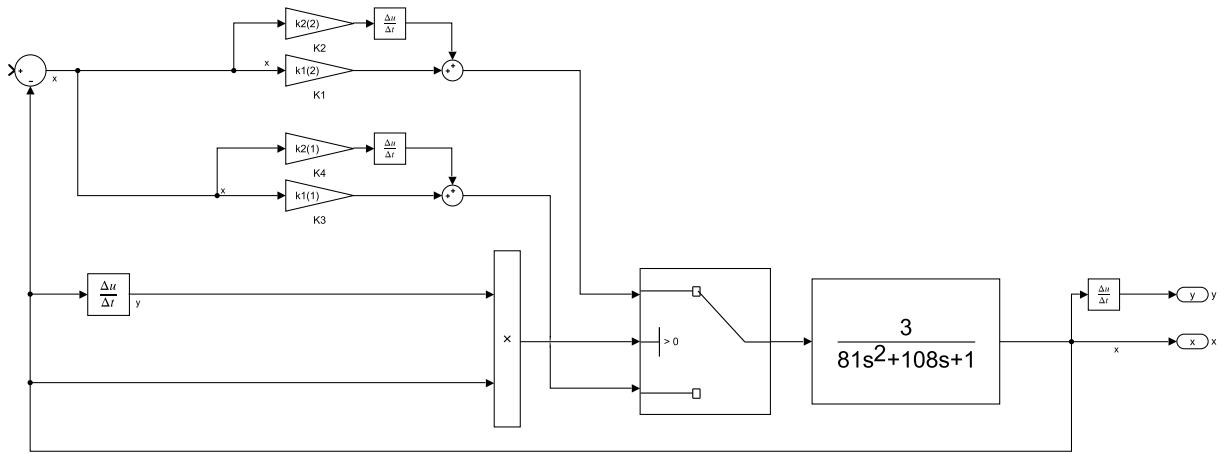


Рисунок 19 — Структурная схема системы с переменной структурой без устойчивого вырожденного движения

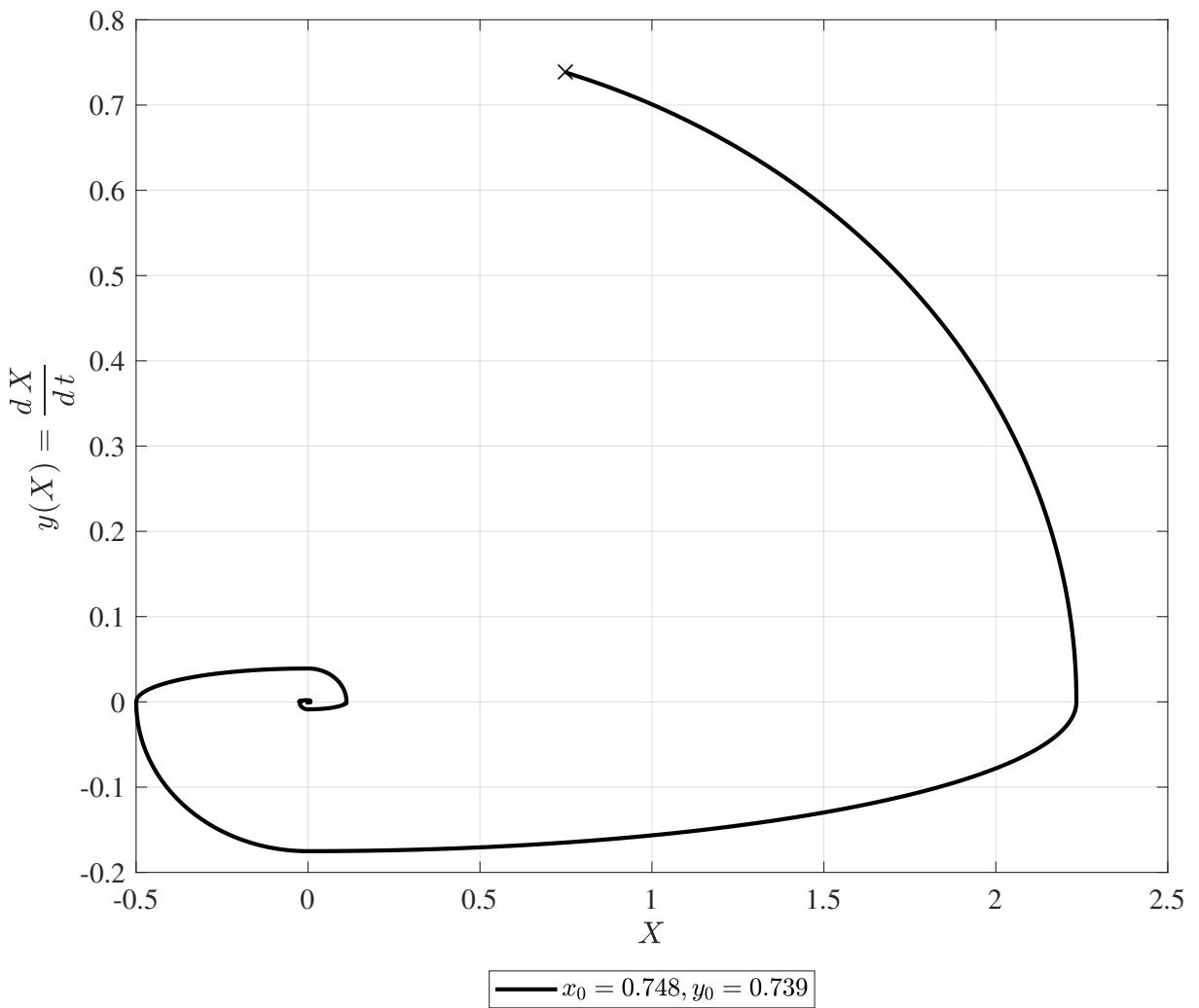


Рисунок 20 — Фазовые траектории для системы с переменной структурой с разными начальными условиями.

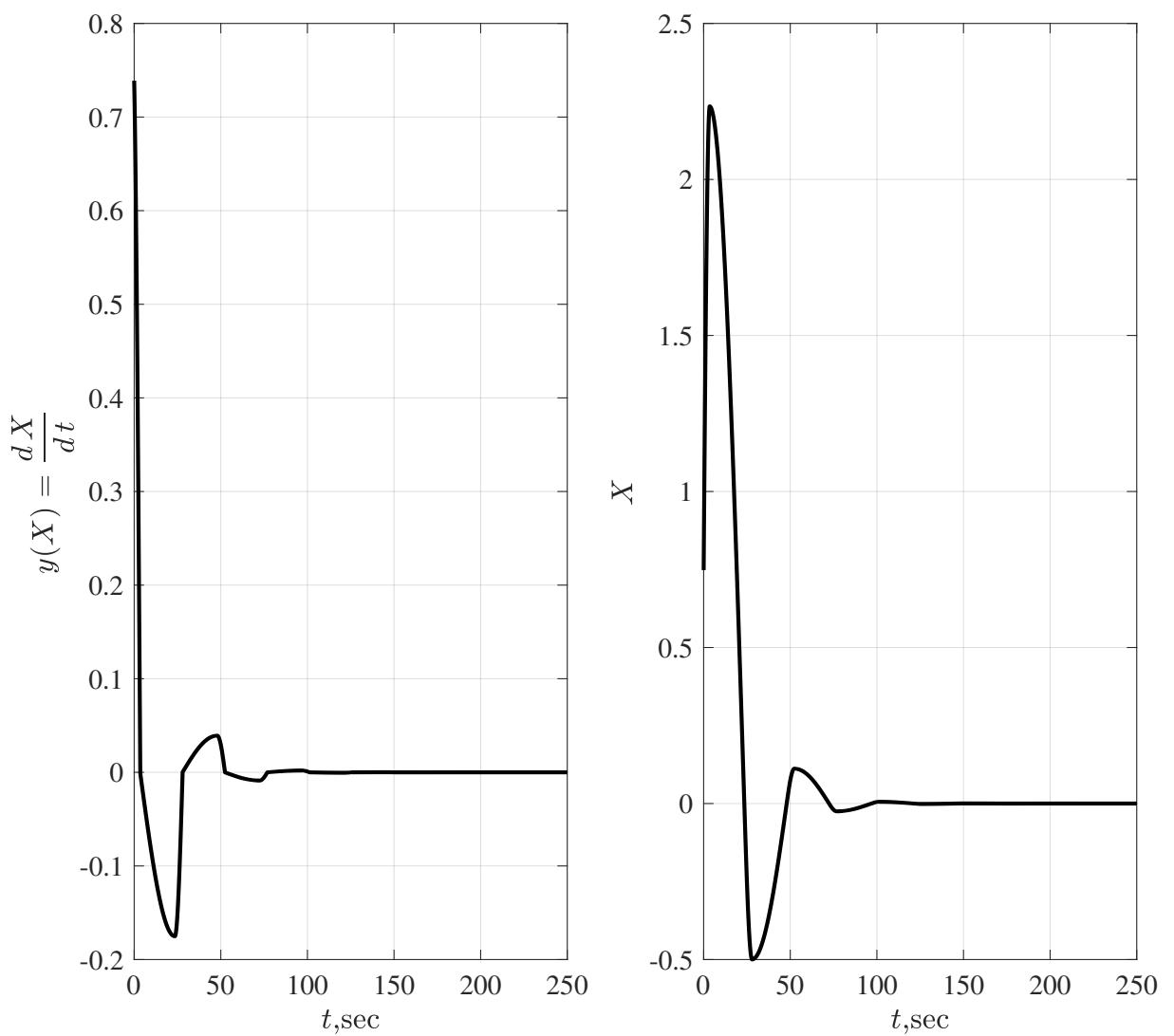


Рисунок 21 — Графики изменения выходной переменной и её производной.

3.5 Система с переменной структурой со скользящим режимом движения

Наиболее рациональной считается идея синтеза систем с переменной структурой с искусственным вырожденным движением. Сущность этого подхода заключается в следующем. Как и прежде считается, что имеется несколько линейных структур, не обязательно устойчивых, из которых синтезируется система с переменной структурой. В фазовом пространстве искусственно задается некоторая гиперплоскость S , движение в которой обладает желаемыми свойствами, причем траектории, лежащие в этой плоскости, не принадлежат ни одной из линейных структур. Последовательность изменения структур должна быть выбрана так, чтобы изображающая точка при любых начальных условиях всегда попадала на эту плоскость, а затем двигалась (скользила) по ней. Тогда с момента попадания на эту гиперплоскость в системе будет существовать искусственное вырожденное движение, которое можно наделить рядом полезных свойств, не принадлежащих ни одной из фиксированных структур.

Для рассмотренной ранее СПС с устойчивым вырожденным движением, которое определяется уравнением (18) введем на фазовой плоскости линию скольжения (21). Все остальные параметры управляющего устройства оставим без изменений. Угол наклона у линии скольжения меньше угла наклона сепаратрисы седловой траектории с отрицательным наклоном в 2 раз. Если сделать угол наклона больше, то скольжения наблюдаться не будет.

$$\begin{aligned} S &= x_2 - \tau x_1 = 0 \\ S &= x_2 + 0.5 x_1 = 0 \end{aligned} \tag{21}$$

Структурная схема системы с переменной структурой со скользящим режимом движения имеет тот же вид, что и на рис.14, только в переменную р блока Gain вставляем значение угла наклона у линии скольжения.

Исследуем движение фазовых координат во времени посредством моделирования процессов в системе при отклонении системы от состояния равновесия. Фазовые траектории в системе на рис.22. В дополнение на рис.23 указано изменение выходной переменной и её производной.

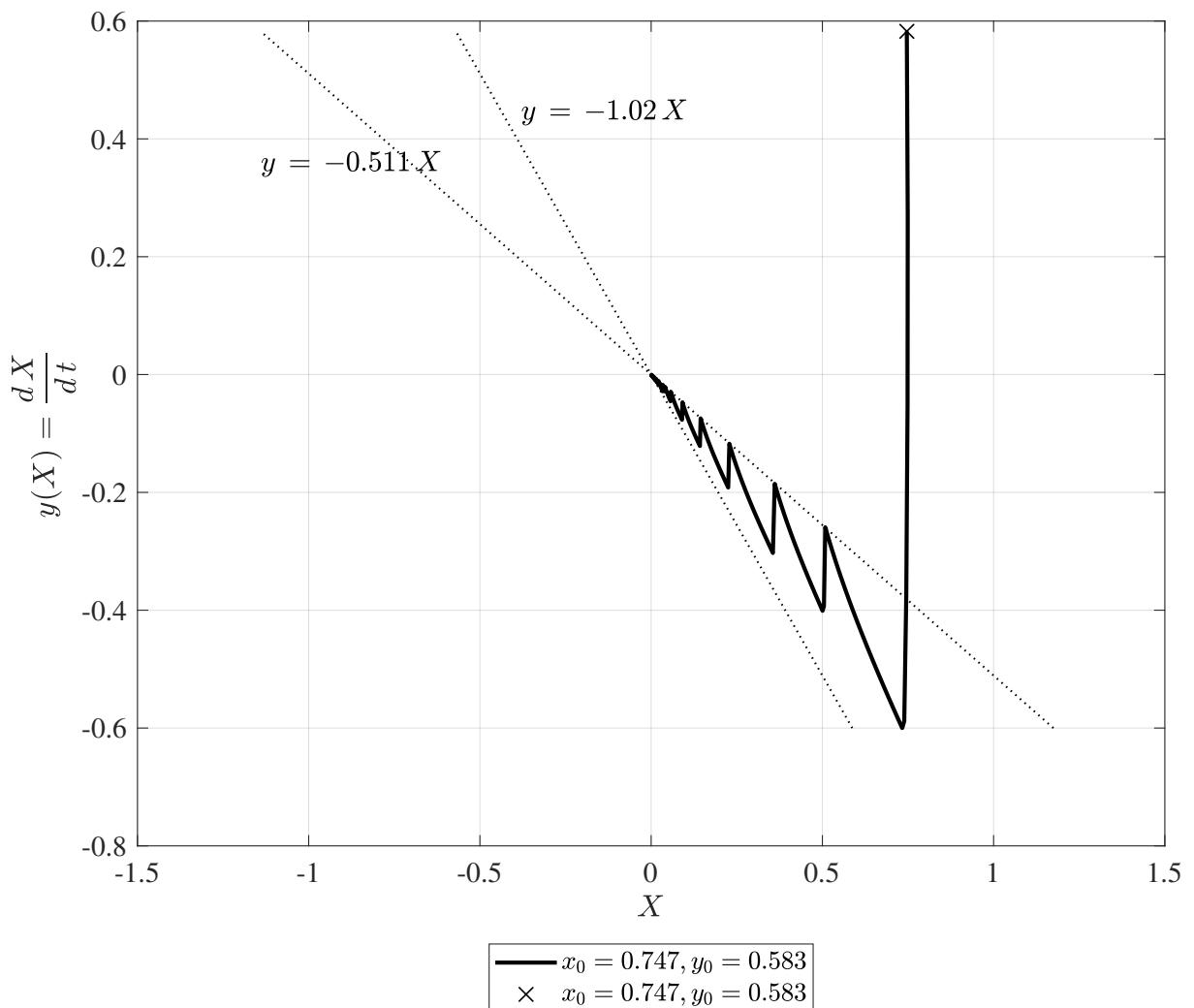


Рисунок 22 — Фазовые траектории для системы с переменной структурой с разными начальными условиями.

Видно, что СПС дают существенно лучшие показатели по сравнению с линейными системами регулирования. Как видно из полученных графиков в СПС без вырожденного устойчивого движения и в СПС с вырожденным устойчивым движением существуют колебания, а в СПС со скользящим режимом колебания отсутствуют. Изменяя целенаправленно параметры СПС, можно влиять на качественные показатели системы.

Таким образом, подводя итоги, можем отметить, что СПС может быть построена по одному из трех рассмотренных выше принципов. В большинстве случаев предпочтение отдается системам со скользящим режимом в силу их специфических свойств.

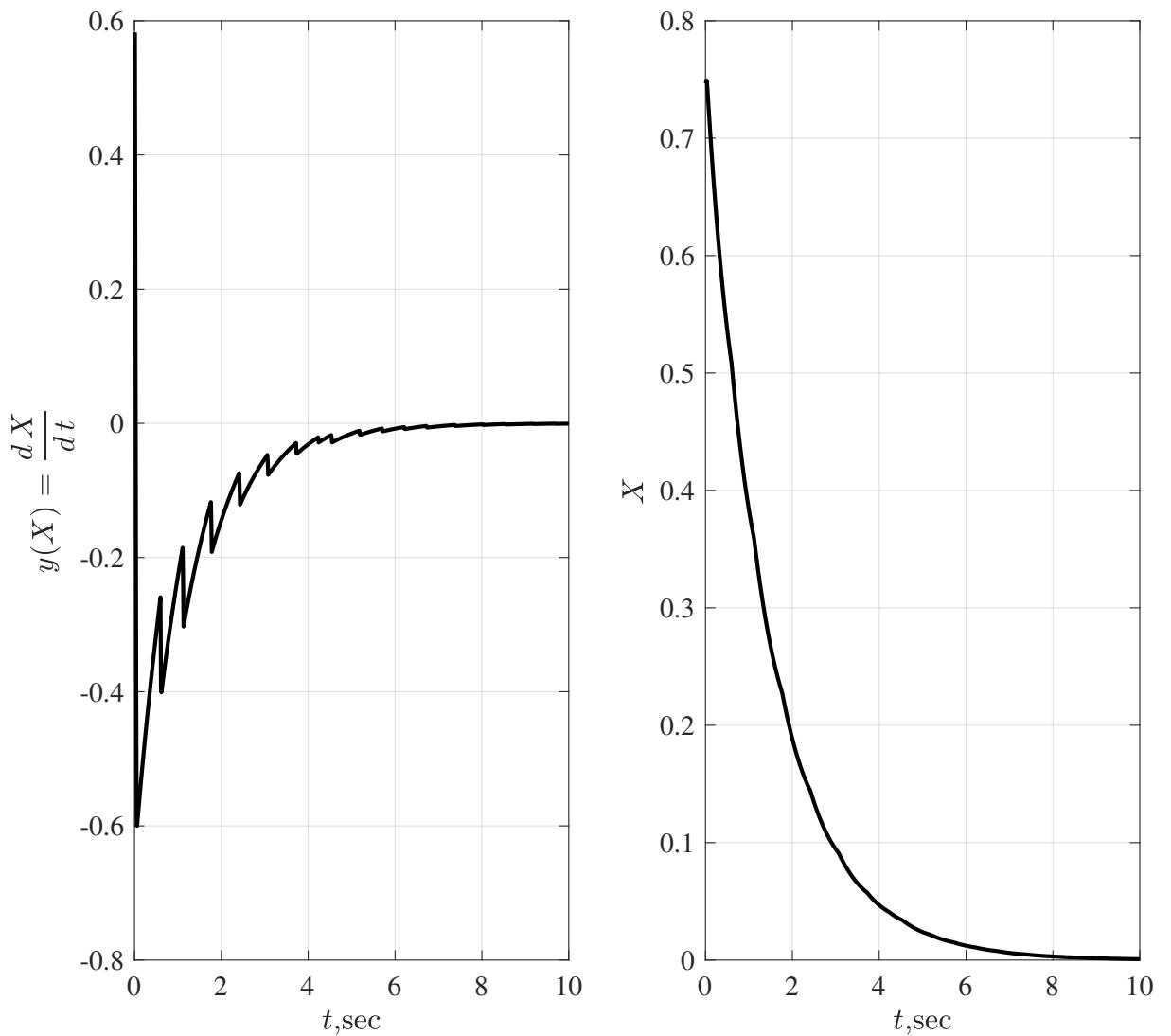


Рисунок 23 — Графики изменения выходной переменной и её производной.

4 СИНТЕЗ СПС СО СКОЛЬЗЯЩИМ РЕЖИМОМ МЕТОДАМИ ФАЗОВОГО ПРОСТРАНСТВА

4.1 Синтез управляющего устройства СПС третьего порядка без учета нелинейности

Выполним синтез СПС для управляемого объекта третьего порядка с дифференциальными уравнениями, описывающими систему (22).

$$\begin{cases} p(81p^2 + 108p + 1)x = -3u & , \text{ если } |u| \leq 0.6 \\ p(81p^2 + 108p + 1)x = -1.8 \operatorname{sign}(u) & , \text{ если } |u| > 0.6 \end{cases} \quad (22)$$

Было установлено, что, система должна иметь замкнутую структуру, при этом в силу специфики объекта для обеспечения качественного управления эта структура должна быть переменной. На первом этапе аналитического конструирования не будем учитывать характер входных воздействий и ограничения вида насыщения, а синтезируем систему, обеспечивающую качественные показатели в свободном движении, причиной которых являются начальные возмущения - отклонения от какого-либо равновесного состояния. Основными требованиями к системе будем считать точность, характер переходного процесса, быстродействие. Конкретные значения этих показателей уточним в процессе синтеза системы. Отсюда математическое описание системы в виде переменных состояния при $u \leq 0.6$ (23).

$$\begin{cases} x_1 = x, \\ \frac{dx_1}{dt} = x_2, \\ \frac{dx_2}{dt} = x_3, \\ \frac{dx_3}{dt} = -0.0123x_2 - 1.3333x_3 - 0.0370u \end{cases} \quad (23)$$

Рассмотрим возможность положительного решения задачи синтеза при простейшей структуре СПС со скользящим движением, а именно, синтезируем СПС с управлением вида:

$$u = \psi x_1$$

$$\psi = \begin{cases} \alpha & , \text{ если } x_1 S > 0 \\ \beta & , \text{ если } x_1 S < 0 \end{cases}$$

Где α, β — постоянные коэффициенты. $S = x_3 + c_2 x_2 + c_1 x_1$ — уравнение, задающее некоторую гиперплоскость, которая является при принятых выше соотношениях границей разрыва управляющего воздействия u . Так как фактически структура системы определена, в результате синтеза необходимо определить параметры СПС, а именно, значения β, α, c_1, c_2 , обеспечивающие требуемые показатели качества разрабатываемой системы. Отсюда приведенный ХП замкнутой системы :

$$D(p) = p^3 + 1.333 p^2 + 0.01235 p + 0.03704 \psi$$

$$a_3 = 1.333, a_2 = 0.01235, a_1 = 0, b = 0.03704$$

Итак должны соблюдаться 3 условия:

1. Условия существования скользящего режима для системы 3-ого порядка имеют вид:

$$b\alpha > c_1(a_3 - c_2)$$

$$b\beta < c_1(a_3 - c_2)$$

$$\frac{c_1 - a_2}{c_2} = c_2 - a_3$$

Или эквивалентная форма:

$$\alpha > f(c_2) > \beta$$

$$\text{Где } f(c_2) = e_1 c_2^3 + e_2 c_2^2 + e_3 c_2 + e_4$$

$$e_1 = -\frac{1}{b}, e_2 = \frac{2a_3}{b}, e_3 = \frac{-(a_3^2 + a_2)}{b}, e_4 = \frac{a_2 a_3}{b}$$

$$e_1 = -27, e_2 = 72, e_3 = -48.3, e_4 = 0.444$$

2. Условие обеспечения устойчивости движения в скользящем режиме: ХП системы (24) должен иметь не более 1-ого корня с положительной вещественной частью. Формулировка имеет вид (25).

$$\begin{aligned} D(p) &= p^3 + a_3 p^2 + a_2 p + b \psi = \\ &= p^3 + 1.333 p^2 + 0.01235 p + 0.03704 \psi \\ \psi &= \frac{-c_1(c_2 - a_3)}{b} \end{aligned} \tag{24}$$

$$Re(p_i) > 0 \text{ только для одного } i \in (1,2,3) \quad (25)$$

3. Условия для попадания изображающей точки на плоскость скольжения — в ХП (26) неотрицательные действительные корни отсутствуют, т.е. отсутствуют экспоненты с положительной степенью. Формулировка имеет вид (27).

$$D(p) = p^3 + 1.333p^2 + 0.01235p + 0.03704\alpha \quad (26)$$

$$\forall i = \overline{1,3} : (p_i = Re(p_i) \text{ и } Re(p_i) \geq 0) \text{ — не выполняются.} \quad (27)$$

Алгоритм расчёта параметров в m-file matlab:

```

%% начальные условия-----change
T=InitialConditions.T;
K=InitialConditions.K;
h=InitialConditions.h;
d=InitialConditions.d;

syms p Psi ;
u=Psi ;
disp('          (T^2*p^2+2*h*T*p+1)+K*u ') ;
D=(T^2*p^3+2*h*T*p^2+p)+K*u ;
disp('          D/ (T^2) ') ;
D=collect(D,p) ;
D=D/ (T^2) ;
D=collect(D,p) ;
vpa(D, 3)
Dp=coeffs(D,p) ;

a=double([0 Dp(2) Dp(3)]) ;
b=double(Dp(1)/Psi)
e=[-1 2*a(3) -(a(3)^2+a(2)) a(2)*a(3) ]/b ;

% выбор параметров
max_inter=10; %---количество итераций максимальное

```

```

mn=[2,0.5];%change множитель у alpha и betta соотв.
near=0;
far=1; %-----начало интервалов
step=1; %-----длина интервала
iter=1;
IT=0;
n=2;
find=1;
tic;

while ((n>1) || (IT==0))
fprintf('\r%s', ['итерация номер ', num2str(iter)]);
%выбор C1
near=far;
far=far+step;
%выбор случайного числа из интервала
inter=[near far];
C2=rand*(inter(2)-inter(1))+inter(1);
%-----
C1=C2^2-a(3)*C2+a(2);
if ~ (sign(C1)+1)
iter=iter+1;
continue
end
f=e(1)*C2^3+e(2)*C2^2+e(3)*C2+e(4);
alpha=f+abs(mn(1)*f);
betta=f-abs(mn(2)*f);
%проверка устойчивости
psiv=(-C1*(C2-a(3)))/b;
D1=subs(D,Psi,psiv);
pv=double(solve(D1,p));
n=0;
for i=1:length(pv)

```

```

if real(pv(i))>0
n=n+1;
end
end
%-----
%проверка попадания изображающей точки
%на плоскость скольжения
psiv=alpha;
D1=subs(D,Psi,psiv);
pv=double(solve(D1,p));
IT=1;

for i=1:length(pv)
if pv(i)==real(pv(i))
if real(pv(i))>=0
IT=0;
end
end
end
%-----
if iter>max_inter, find=0; break,else, find=1; end
iter=iter+1;
end

%непонятная вещь, которую необходимо сделать,
%чтобы получить скольжение
C2=C2*3;

```

В результате расчёта имеем устойчивое движение в скользящем режиме с попаданием изображающей точки на плоскость скольжения. Запустим алгоритм несколько раз с разными параметрами расчёта:

Расчёт номер:1

Итераций = 1 [$C_1 = 1.13; C_2 = 5.75; \alpha = 17.7; \beta = -53.2$]

Время на выполнение программы 1 сек.

Расчёт номер:2

Итераций = 1 [$C_1 = 0.835; C_2 = 5.38; \alpha = 10.3; \beta = -31$]

Время на выполнение программы 1 сек.

Расчёт номер:3

Итераций = 1 [$C_1 = 1.24; C_2 = 5.88; \alpha = 21; \beta = -62.9$]

Время на выполнение программы 1 сек.

Расчёт номер:4

Итераций = 1 [$C_1 = 0.546; C_2 = 4.97; \alpha = 4.75; \beta = -14.3$]

Время на выполнение программы 1 сек.

Модель в Matlab Simulink на рис.24. Исследуем движение фазовых коор-

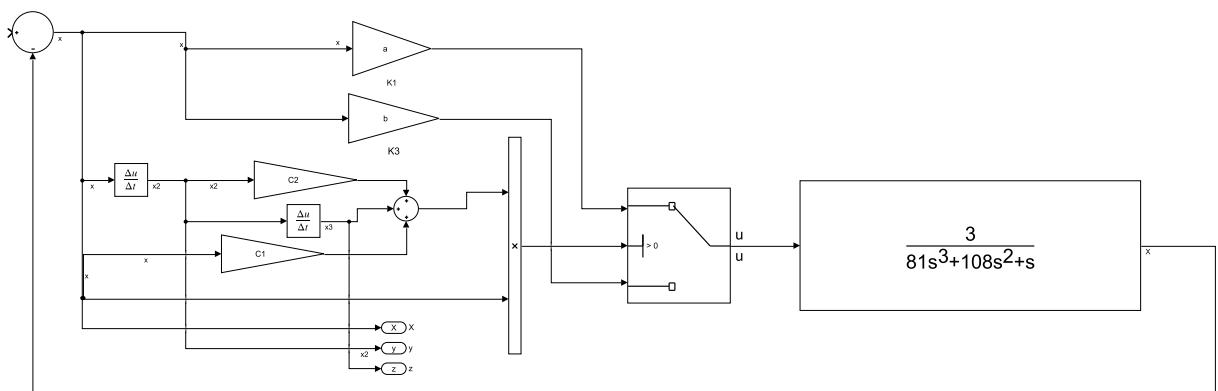


Рисунок 24 — Структурная схема СПС 3 порядка со скользящим режимом.

динат во времени посредством моделирования процессов в системе при отклонении системы от состояния равновесия. Фазовые траектории в системе на рис.25. В дополнение на рис.26 указано изменение выходной переменной и её производной. В табл.5 отобразим время регулирования при разных значениях параметров

Таблица 5 — Сравнение результатов

C_1	C_2	α	β	t_p
1.13	5.75	17.7	-53.2	14
0.835	5.38	10.3	-31	16.1
1.24	5.88	21	-62.9	13.4
0.546	4.97	4.75	-14.3	18.2

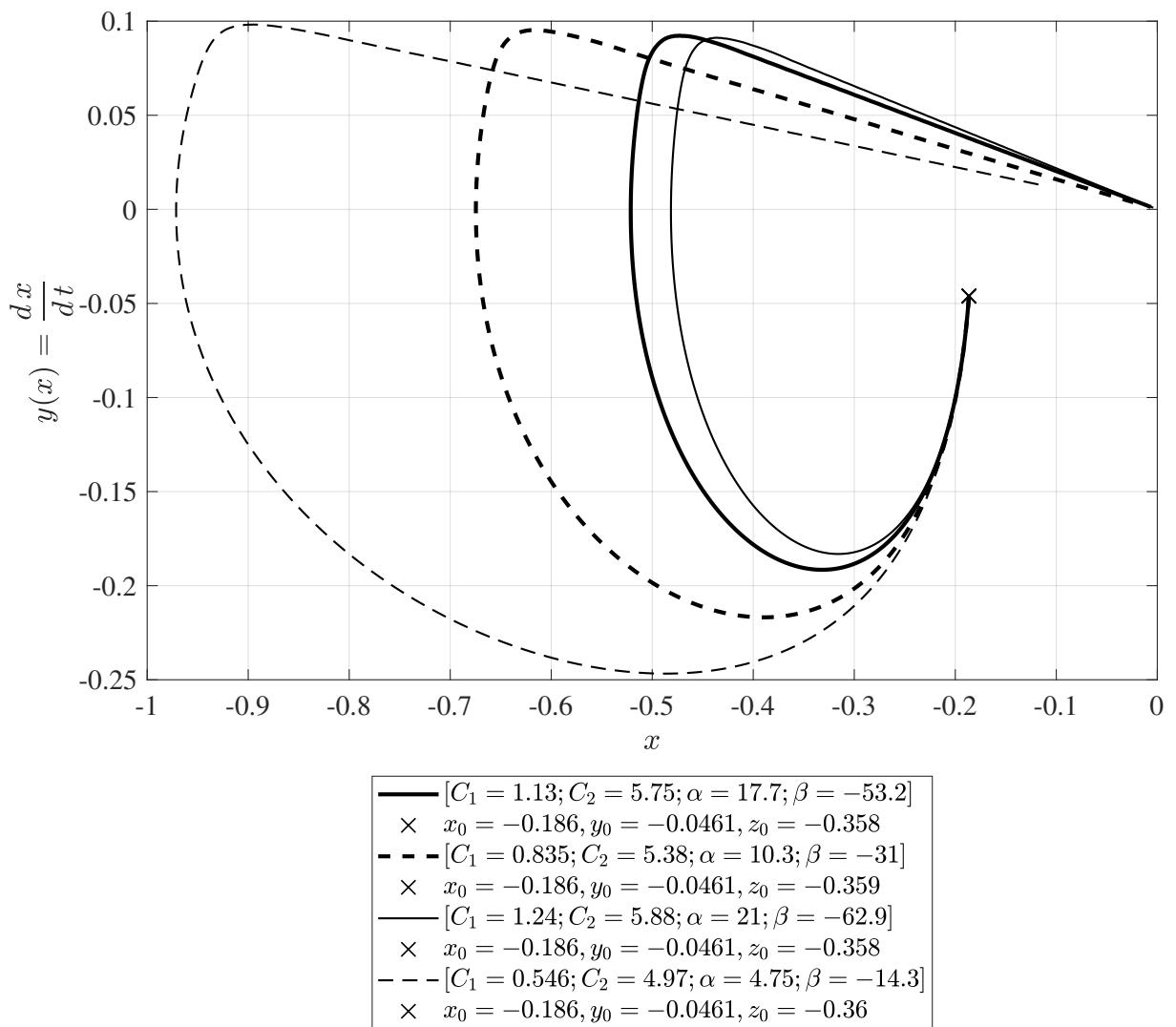


Рисунок 25 — Фазовые траектории для системы с переменной структурой для переменных состояния x_1, x_2 .

Полученные характеристики позволяют сравнить качественные показатели СПС и обычной линейной системы. Из переходных характеристик СПС следует, что переходный процесс имеет апериодический характер, при этом время переходного процесса меньше, чем в линейной системе. Изменяя параметры СПС, можно влиять на качественные показатели системы. Однако для таких изменений необходимо определить пределы изменения параметров, руководствуясь условиями устойчивости и условиями попадания изображающей точки на плоскость скольжения. Чем больше α , тем быстрее заканчивается переходный процесс,

Определим запас устойчивости системы «в малом» по амплитуде и фазе, построив логарифмические частотные характеристики для разомкнутой

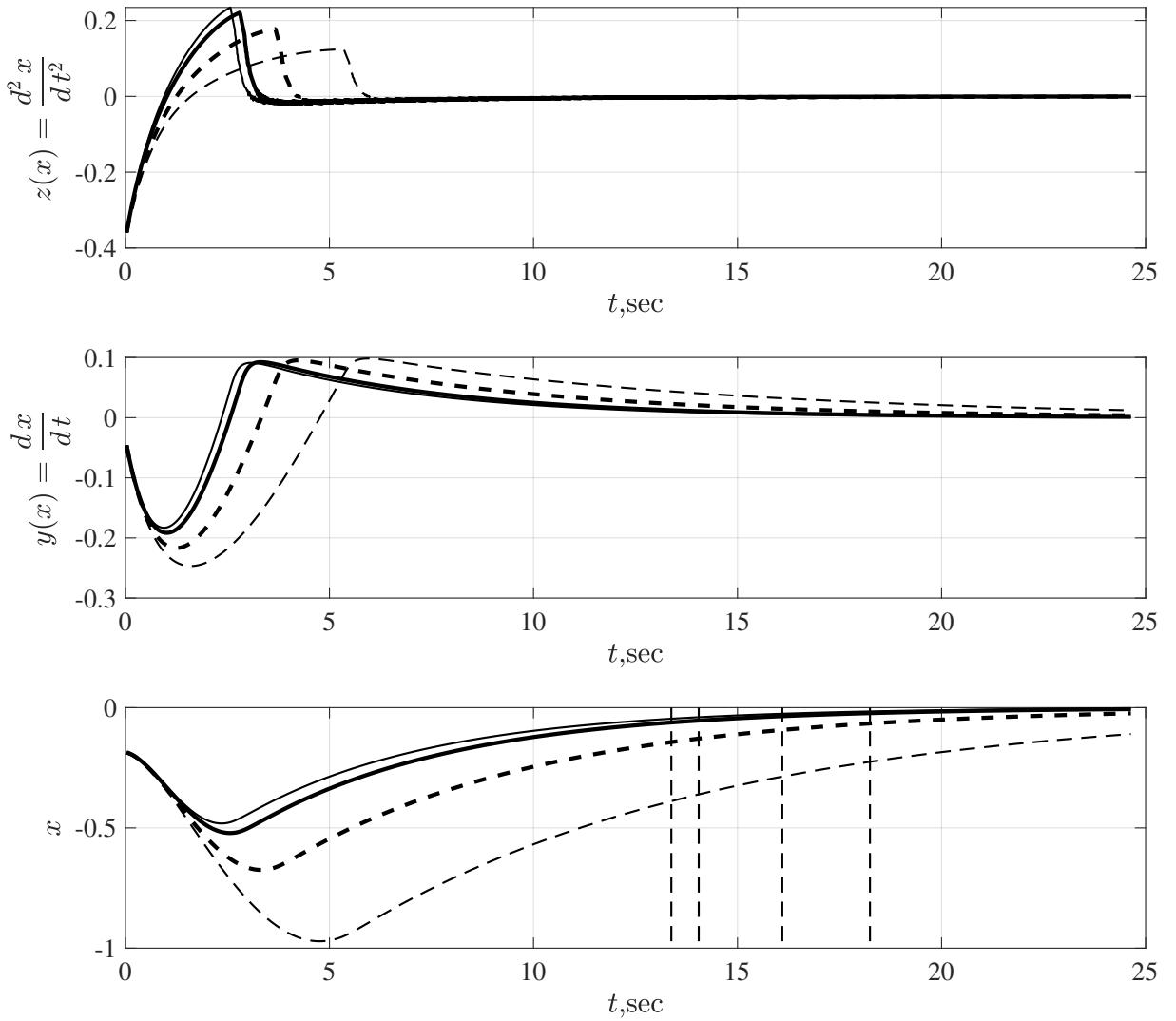


Рисунок 26 — Графики изменения переменных состояния.

системы с $\alpha = 21$ на рис.27 и $\beta = -62.9$ на рис.28.

$$W = \frac{3\psi}{p(81p^2 + 108p + 1)}$$

Таким образом, в результате синтеза СПС со скользящим режимом без учета нелинейного элемента мы получили систему, обладающую характеристиками, соответствующими техническому заданию, а именно:

1. Для α запас устойчивости «в малом» по амплитуде $-33.5 < 20$ дБ, по фазе $-27.7 < 60^\circ$, $\omega_{cp} = 0.718$.
2. Для β запас устойчивости «в малом» по амплитуде $Inf \geq 20$ дБ, по фазе $139 \geq 60^\circ$, $\omega_{cp} = 1.15$.

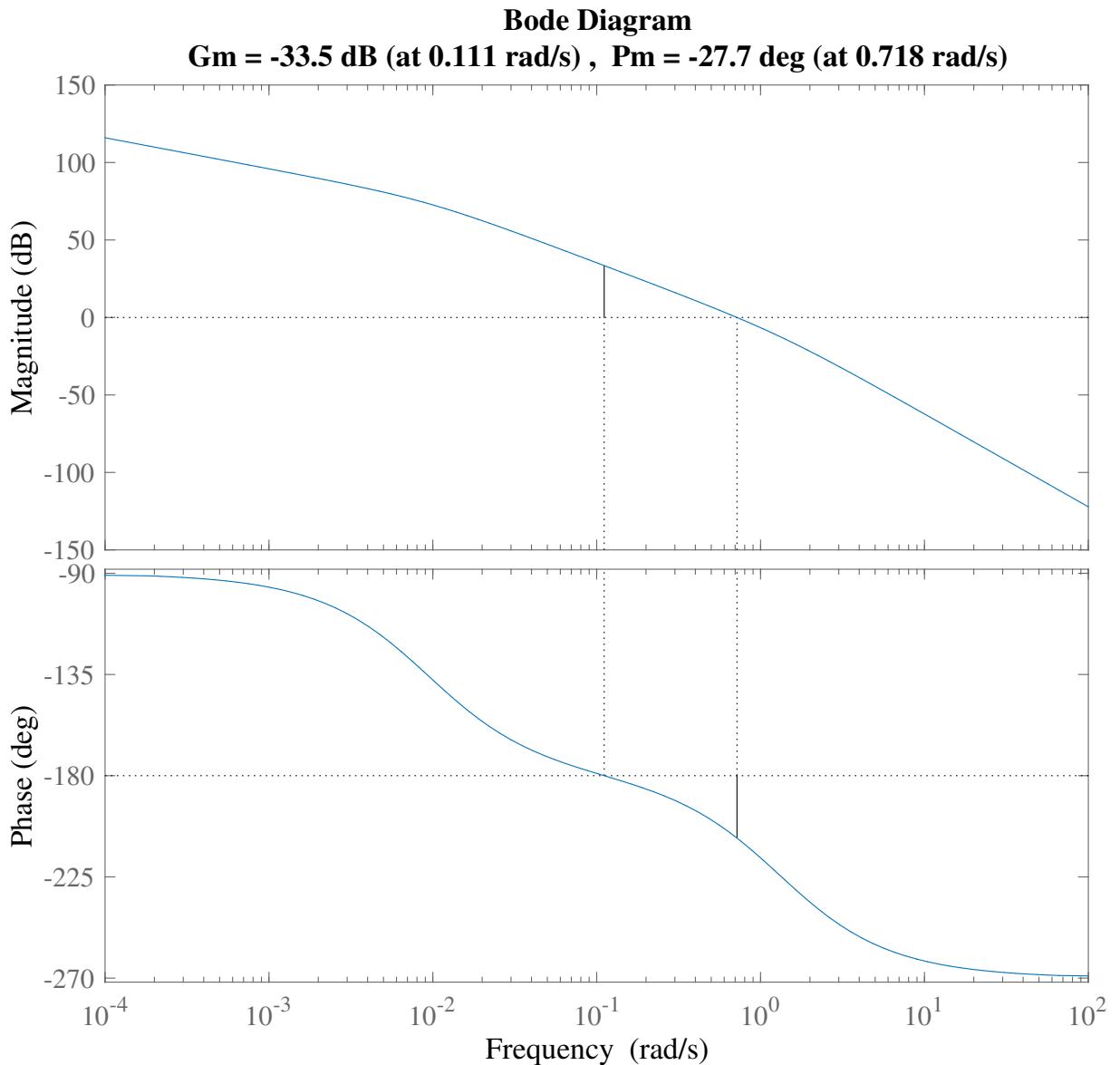


Рисунок 27 — Логарифмические частотные характеристики разомкнутой системы с α

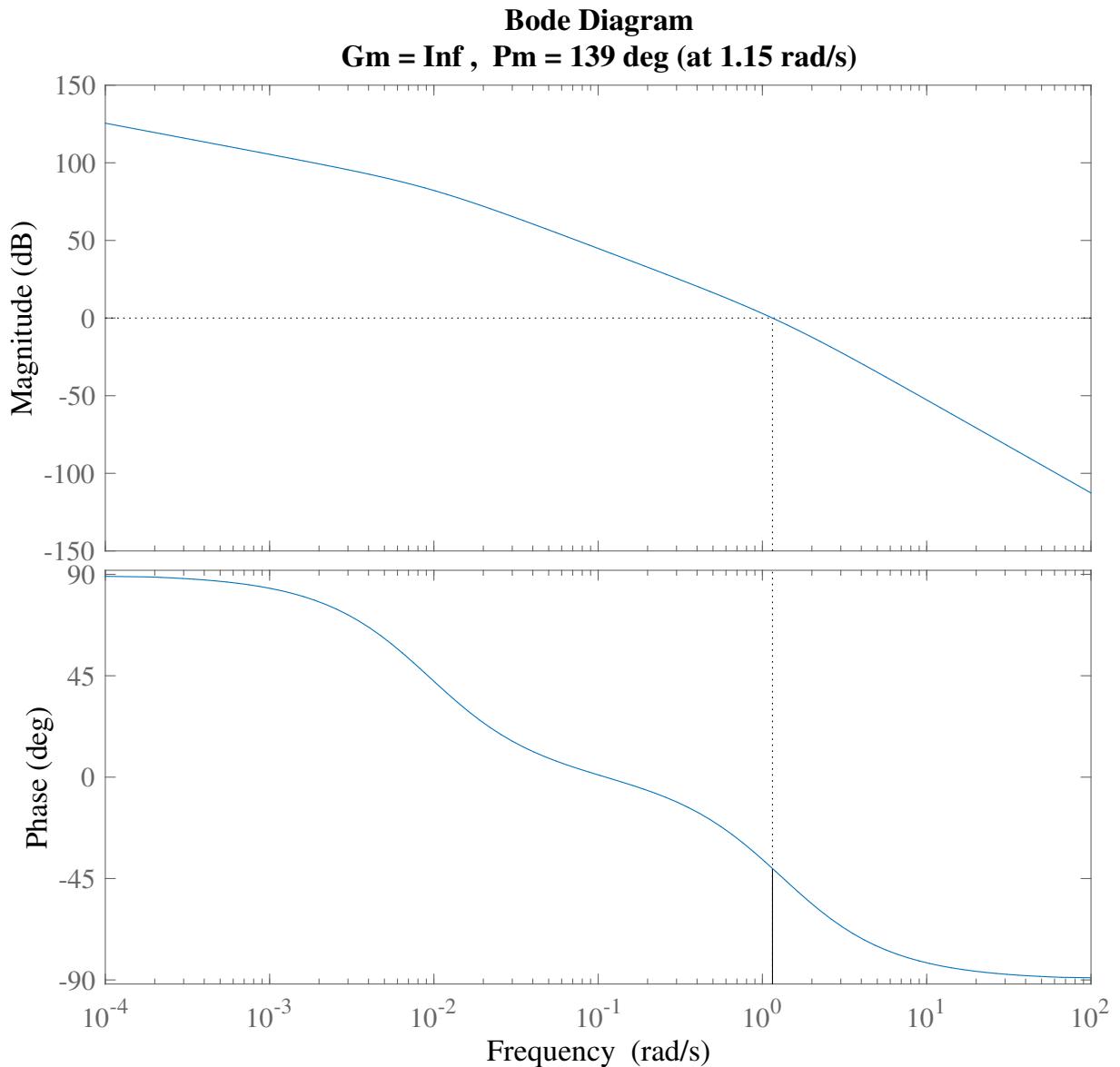


Рисунок 28 — Логарифмические частотные характеристики разомкнутой системы с β

5 СИНТЕЗ НЕЛИНЕЙНОЙ СПС ПРИ БОЛЬШИХ ОТКЛОНЕНИЯХ ОТ РАВНОВЕСНОГО СОСТОЯНИЯ

5.1 Анализ и синтез релейной системы

Спроектированная система является устойчивой “в малом”, но неустойчивой “в большом”, поэтому синтезируем релейную систему соответствующую данной при отклонениях превышающих линейную зону нелинейного звена с насыщением. Звено с насыщением в этом случае будем рассматривать как реле с зоной нечувствительности – трехпозиционное реле.

Модель в Matlab Simulink на рис.29.

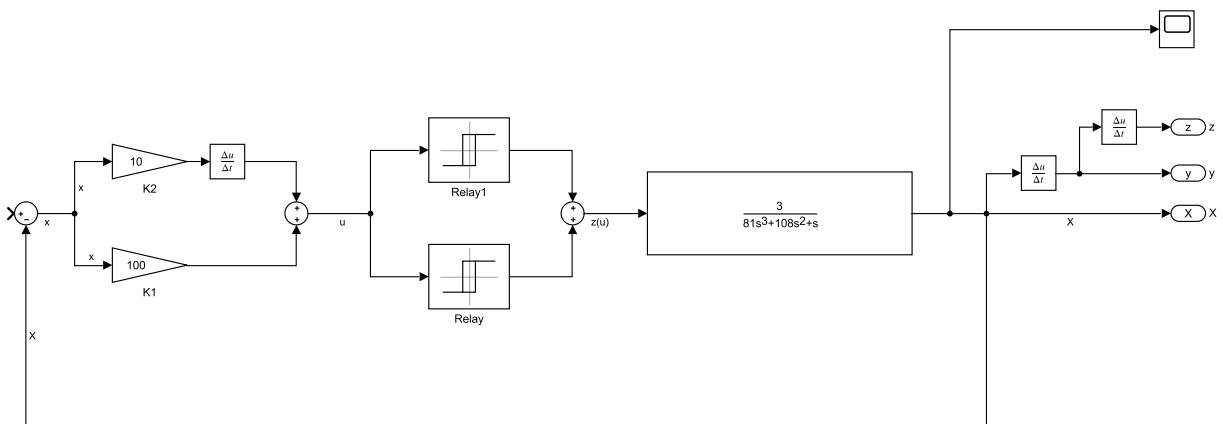


Рисунок 29 — Структурная схема релейной системы управления с обратной связью.

Система состоит из линейной части, релейного элемента и пропорционально-дифференциального регулятора. Как будет показано ниже, структура и параметры регулятора существенным образом влияют свойства релейной системы, в том числе и на устойчивость, что необходимо при построении нелинейных систем с переменной структурой.

Чтобы получить трехпозиционное реле без гистерезиса, собираем схему из суммы двух релейных звеньев (двухпозиционное реле с гистерезисом) и

настраиваем релейные элементы (Relay) следующим образом:

Relay	Relay1
Switch on point: 0.6	Switch on point: -0.6
Switch off point: 0.6	Switch off point: -0.6
Switch when on: 0.6	Switch when on: 0
Switch when off: 0	Switch when off: -0.6

Определим с помощью моделирования параметры пропорционально- дифференциального регулятора, которые обеспечат существование автоколебательного режима. Например, при $k_1 = 100$ и $k_2 = 10$ в релейной системе получим автоколебания.

Исследуем движение фазовых координат во времени посредством моделирования процессов в системе при отклонении системы от состояния равновесия. Фазовые траектории в системе на рис.30. В дополнение на рис.31 указано изменение выходной переменной и её производной.

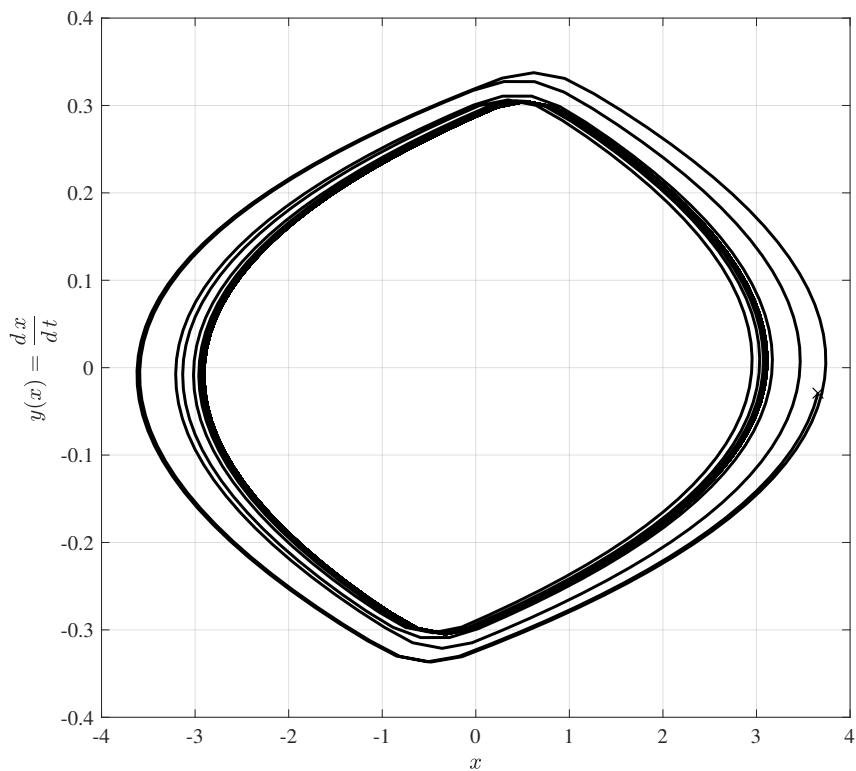


Рисунок 30 — Фазовые траектории для системы для переменных состояния x_1, x_2 .

Определим амплитуду и частоту автоколебаний методом гармонической линеаризации и гармонического баланса.

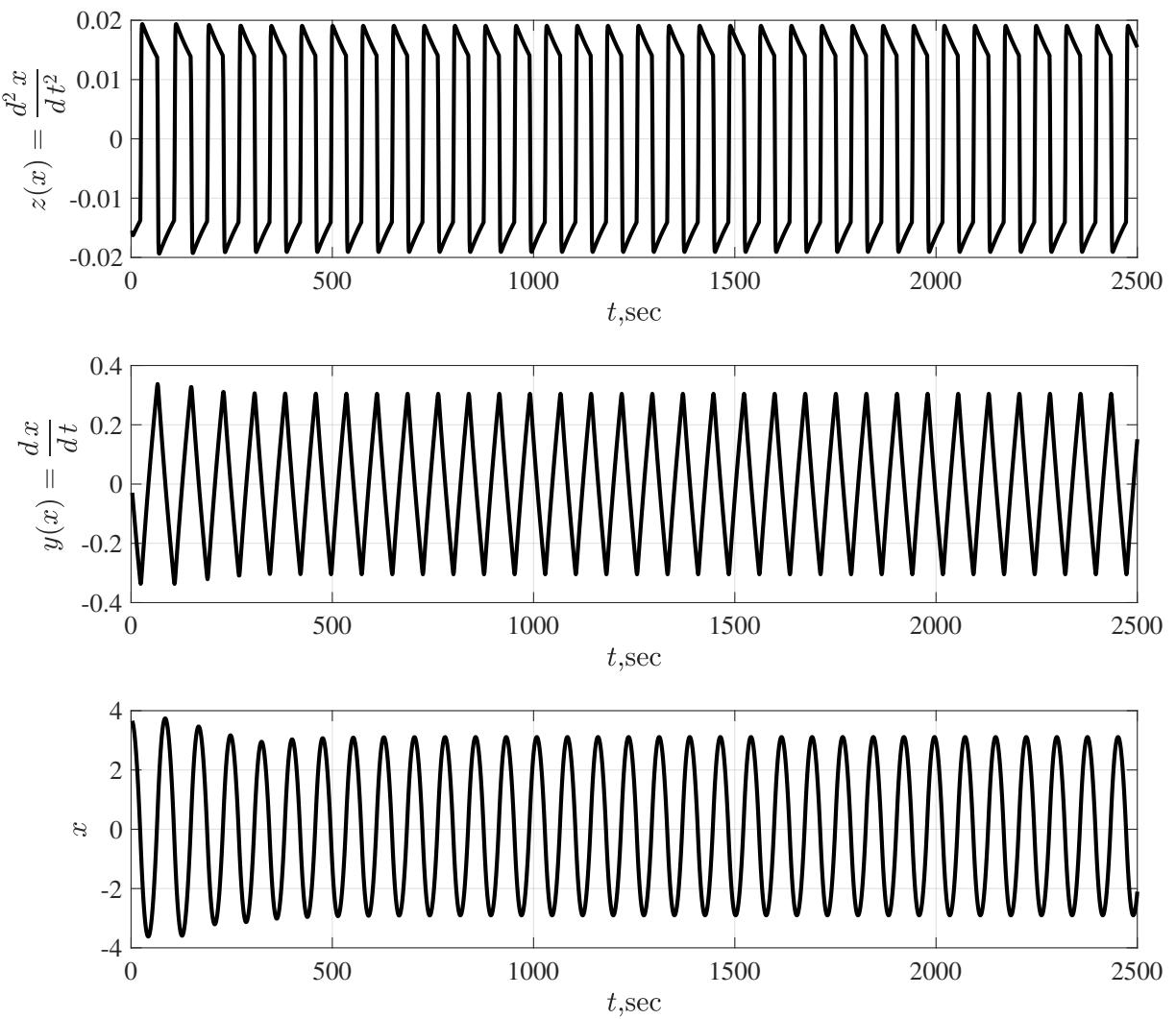


Рисунок 31 — Графики изменения переменных состояния.

Для нахождения решений данного уравнения чаще всего применяют аналитические или графоаналитические методы. Воспользуемся графоаналитическим методом нахождения решений уравнения гармонического баланса.

Для этого построим на комплексной плоскости два графика: $W(A)$ и $\frac{-1}{W(jw)}$. Найдем точку их пересечения, координаты которой дадут амплитуду и частоту автоколебаний. Коэффициент гармонической линеаризации для трехпозиционного реле имеет вид:

$$W_{ne}(A) = \frac{4}{\pi \cdot A} \cdot \sqrt{1 - \frac{\Delta^2}{A^2}}, \text{ при } A \geq \Delta$$

где $\Delta = d$ – параметр, определяющий зону нечувствительности реле; A –

амплитуда возможных колебаний.

$$W = \frac{3(k_1 + k_2 p)}{p(81p^2 + 108p + 1)}$$

$$-\frac{1}{W(p)} = -\frac{81p^3 + 108p^2 + p}{30p + 300}$$

$$-\frac{1}{W(j * w)} = \frac{w^3 81i + 108w^2 - w 1i}{300 + w 30i}$$

$$-\frac{1}{W(j * w)} = \frac{w^2 (81w^2 + 1079)}{30 (w^2 + 100)} + \frac{w (351w^2 - 5)}{15 (w^2 + 100)} j$$

Программа построения графиков и для нахождения решения уравнения в среде Matlab имеет вид:

```
%% вывод ХП
syms p w real;
u= k(1) + k(2)*p ;
den=(T^2*p^3+2*h*T*p^2+p) ;
W=K*u/den;
W1=-1/W
W1=subs(W1,p,1i*w)
re=simplify(real(W1))
im=simplify(imag(W1))
%% solve
syms w ;
assume(w > 0);
w = double(solve(im,w))
syms A;
Wne=4/(pi*A)*(sqrt(1-(d/A)^2));
A = double(solve(Wne-double(subs(re,'w',w)),A))
%% graphic
step=w/100;
wz=0:step:w;
rele=double(subs(re,'w',wz));
imle=double(subs(im,'w',wz));
```

```

hold on, grid on
plot(rele,imle);
xlabel('Re'), ylabel('Im')

step=(min(A)-d)/100;
Az=d:step:min(A)+step;
rene=double(subs(Wne,'A',Az));
imne=zeros(length(rene));
plot(rene,imne);

```

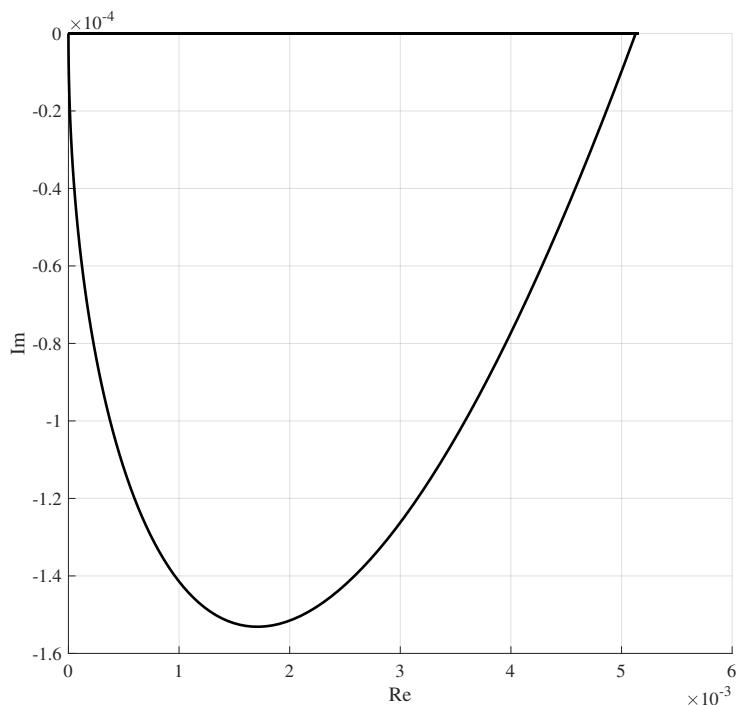


Рисунок 32 — . Определение параметров автоколебательного режима методом гармонического баланса.

Частота автоколебаний получилась $w_{ak} = 0.119$, амплитуда получилась $A_{ak} = 248$. В результате синтеза для рассматриваемого случая уравнение линии переключения получится в виде: $S_2 = 100 x_1 + 10 x_2 + d_s$.

5.2 Исследование свойств спроектированной нелинейной СПС

На первом этапе нами была синтезирована СПС без учета нелинейности с линией скольжения S_1 , проходящей через начало координат. Затем для синтеза СПС с нелинейным элементом (НЭ) мы синтезировали релейную систему для больших отклонений с линией переключения $S_2 = 10x_1 + 6x_2 + d$, где значение d определяет координаты точки пересечения линий S_1 и S_2 . Значение d определяет характер процесса в СПС на завершающей стадии движения. Для получения требуемого вида процесса и улучшения показателей системы коэффициенты усиления были скорректированы. Структурная схема для моделирования представлена на рис.33.

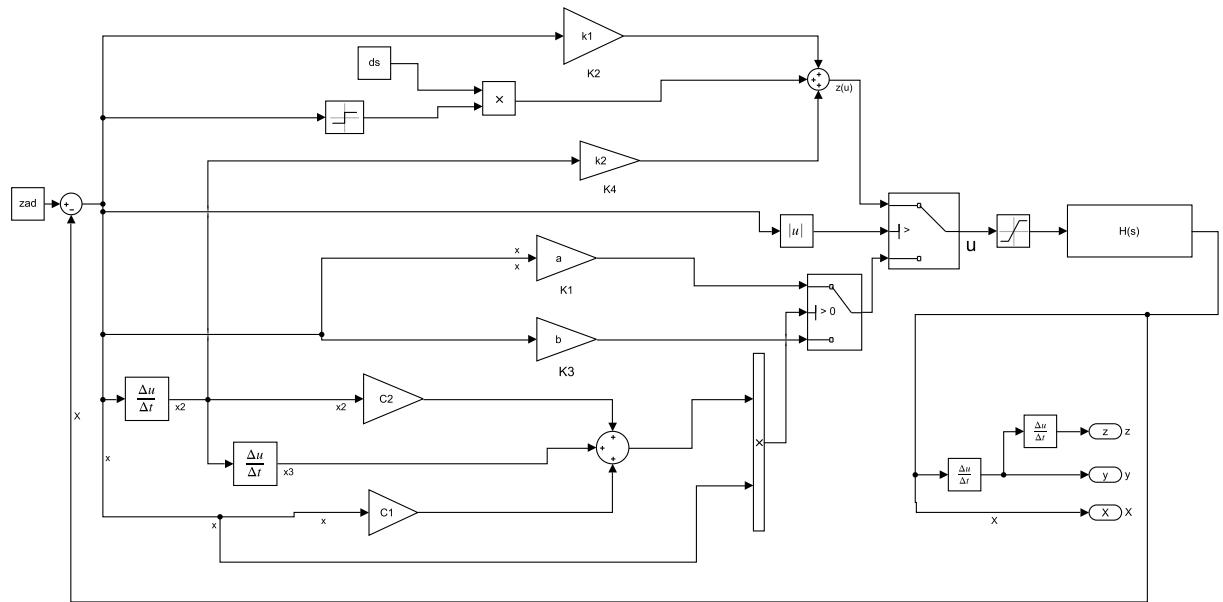


Рисунок 33 — Структурная схема нелинейной СПС.

Рассмотрим влияние параметров схемы на ПП системы. Начнем с коэффициентов K_1, K_2 , они работают при отклонении системы "в большом". Переходные процессы для разных значений этих параметров на рис.34, графики на всем интервале времени практически не изменяются, только в конце ПП при переключении систем управления появляются различия. Для более детального рассмотрения показана приближенная картинка на рис. 35. Они представляют собой коэффициенты пропорционального и дифференциального регулятора соответственно. Соответственно влияют они на систему также, как и коэффициенты ПД-регулятора в пункте 2.2: k_1 — коэффициент про-

порционального звена, влияет на скорость нарастания выходной величины, а k_2 — коэффициент дифференцирующего звена, влияет на колебательность системы. При этом при разных сочетаниях коэффициентов время ПП практически не улучшается и наилучшее время составляет 133.46 сек.

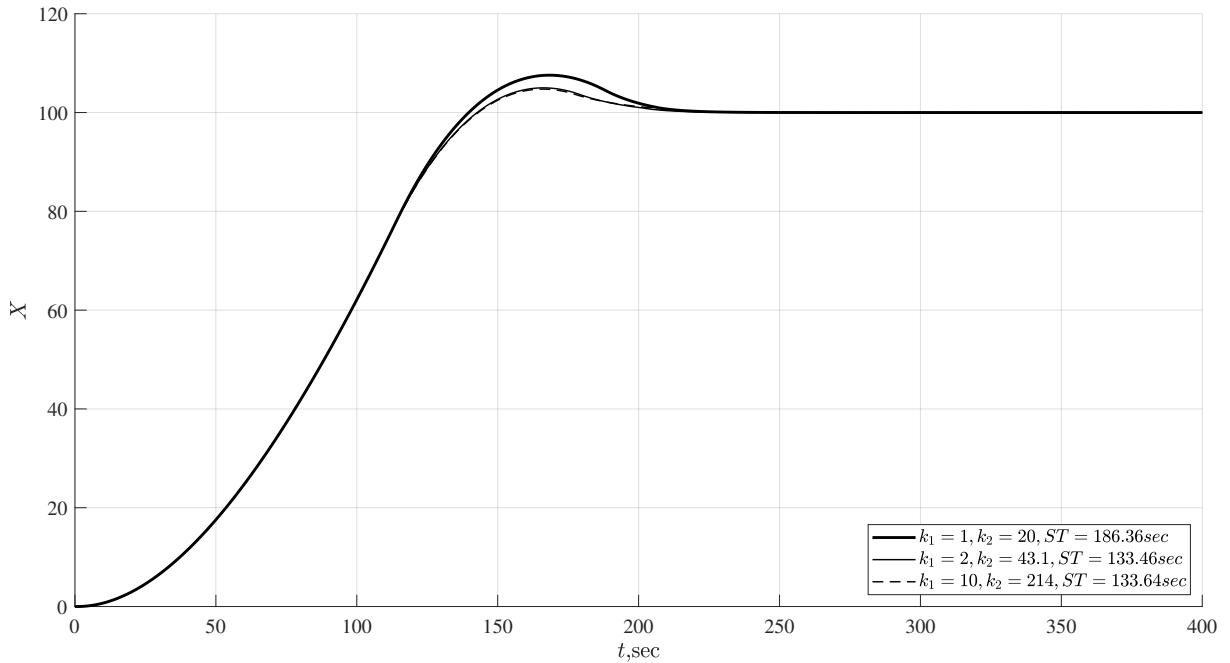


Рисунок 34 — Графики ПП при вариации параметров k_1, k_2 в «большом».

Теперь рассмотрим коэффициенты, влияющие на ПП "в малом": $C1, C2, a, b$. Также стоит отметить порог, отвечающий за переключение систем управления (переключение структур) при превышении абсолютными значениями ошибки данного порога. Данный порог определяет в какой момент переключить сруктуру, другими словами, он определяет при какие отклонения можно считать "большими" а какие "малыми". Так как при настройке системы отклонение "в малом" устанавливалось равным 1, то и значение порога равно 1. Параметры a и b незначительно влияют на ПП системы при их отклонениях при правильной настройке. Это можно увидеть на рисунке 36. Параметры $C1$ и $C2$ на колебательность и скорость нарастания. При увеличении $C1$ колебательность и скорость нарастания возрастают, а при увеличении $C2$ колебательность уменьшается. На рис. 37 ПП, соответствующий техническим

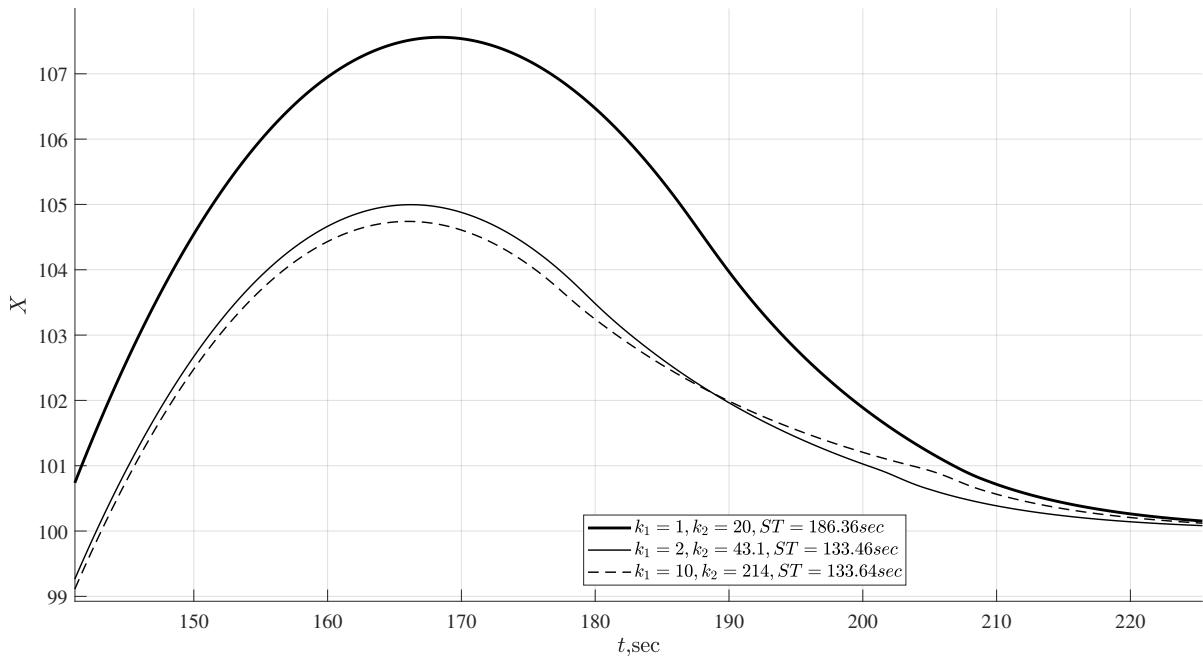


Рисунок 35 — Приближенный график ПП при вариации параметров k_1, k_2 .

требованиям, при разных комбинациях параметров (На рис.38 в увеличенном масштабе).

Исследуем движение фазовых координат во времени посредством моделирования процессов в системе при отклонении системы от состояния равновесия. Фазовые траектории в системе на рис.39. В дополнение на рис.40 указано изменение выходной переменной и её производной. В табл.6 отобразим время регулирования при разных значениях параметров

Таблица 6 — Сравнение результатов

zad	отклонение	α	β	C_1	C_2	k_1	k_2	ds	$sw1$	t_p
1	в малом	14	-200	50	227	2	43.1	1	1	13.5
100	в большом	14	-200	50	227	2	43.1	1	1	167

Точность поддержания выходной координаты в установившемся режиме составила $\epsilon = 0$ – что удовлетворяет заданным требованиям точности $\epsilon \leq 1$.

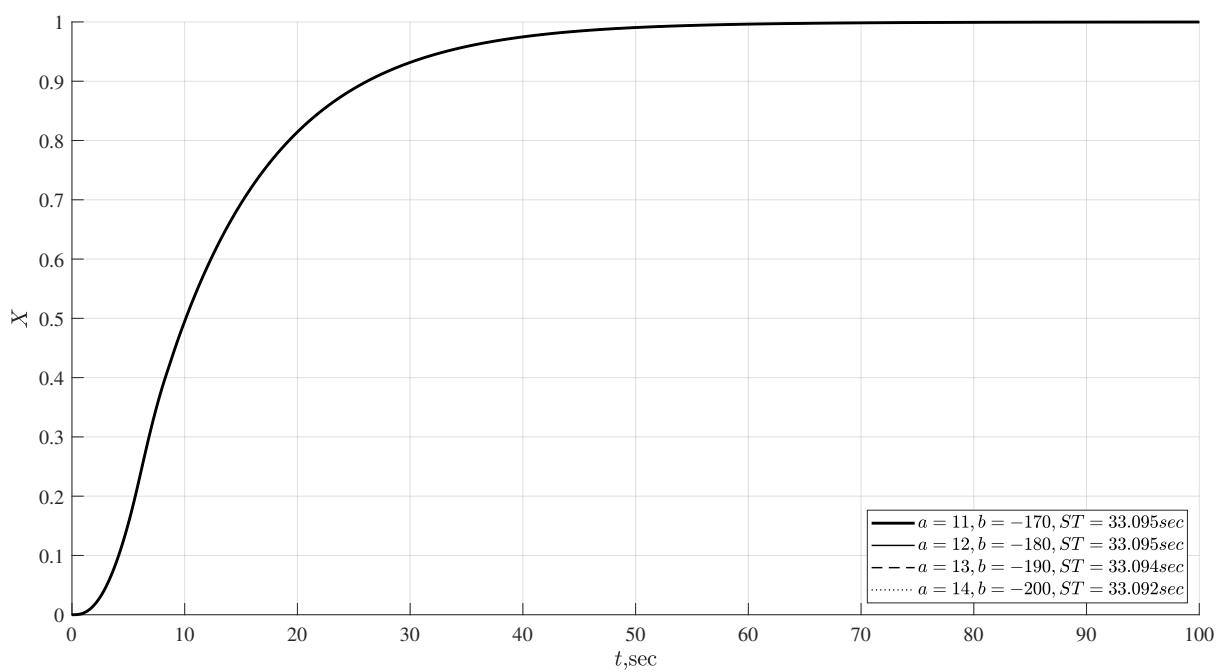


Рисунок 36 — Графики ПП при вариации параметров a,b в «малом».

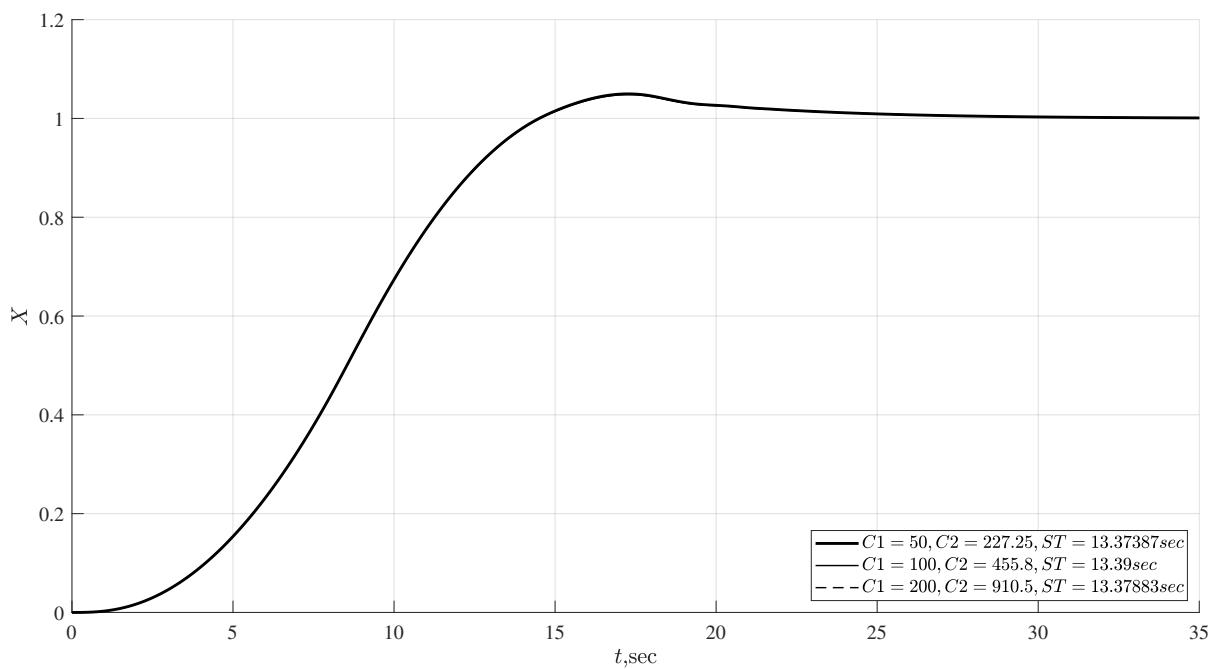


Рисунок 37 — Графики ПП при вариации параметров $C1,C2$ в «малом».

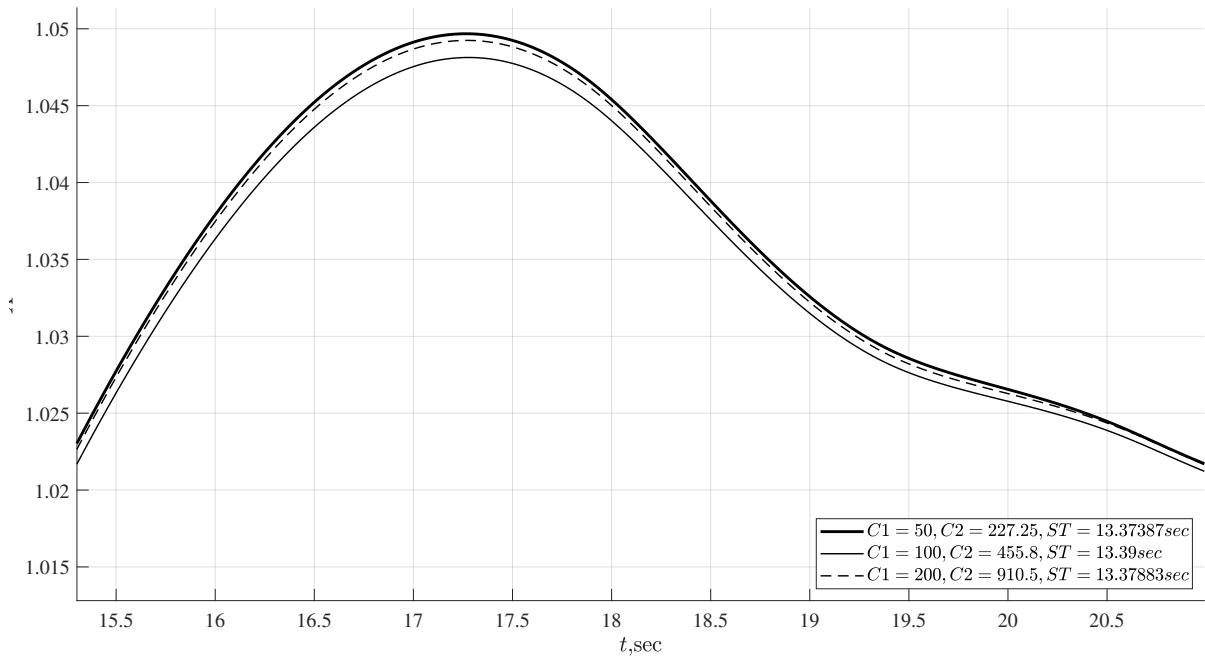


Рисунок 38 — Графики ПП при вариации параметров C_1, C_2 в «малом».

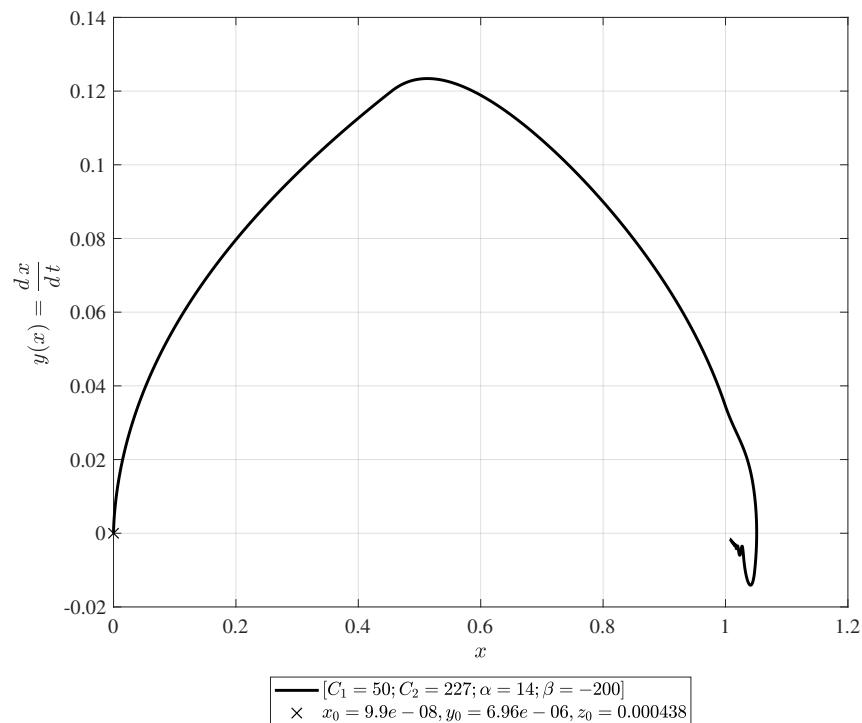


Рисунок 39 — Фазовые траектории для системы в «малом» с переменной структурой для переменных состояния x_1, x_2 .

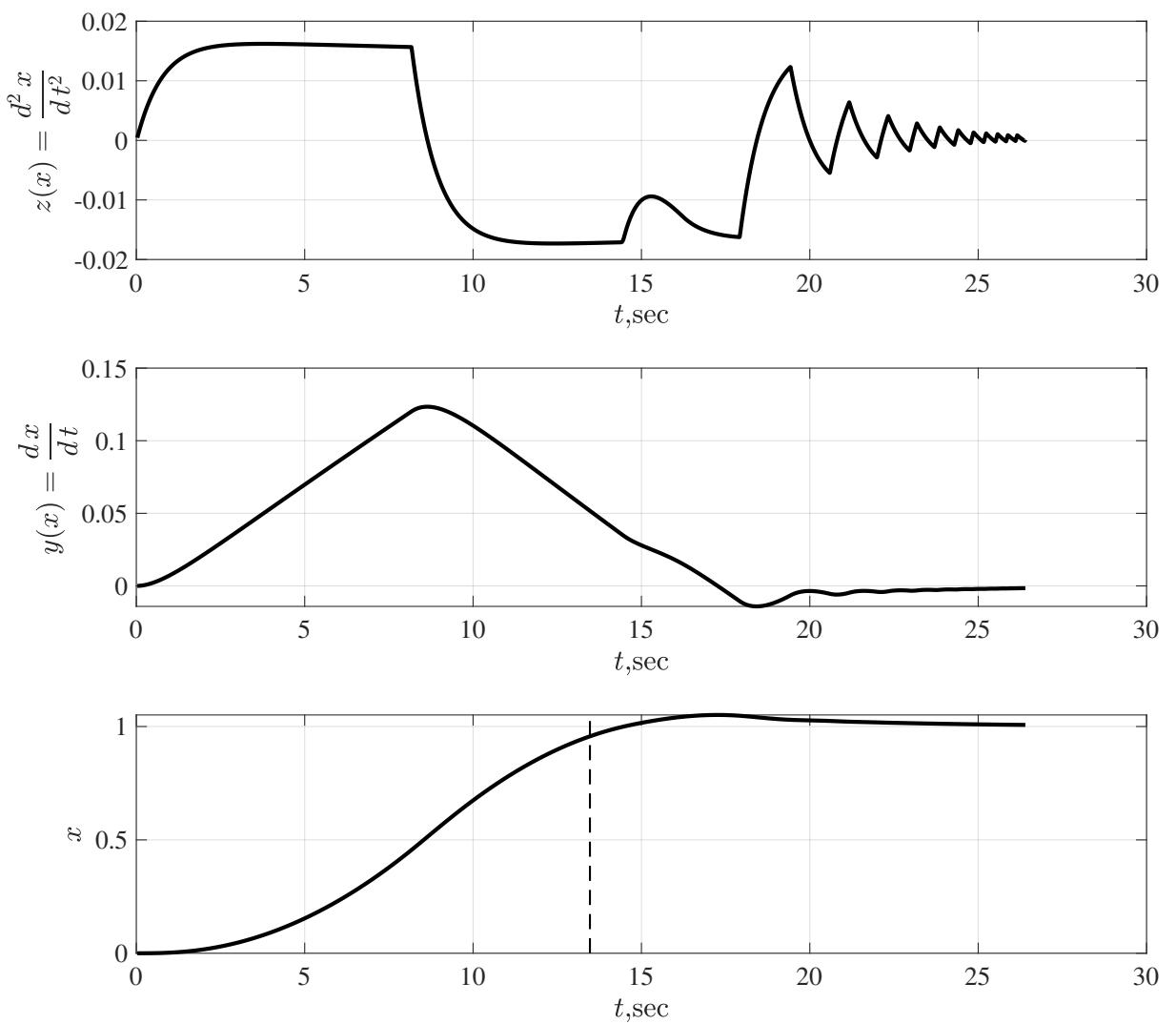


Рисунок 40 — Графики изменения переменных состояния в «малом».

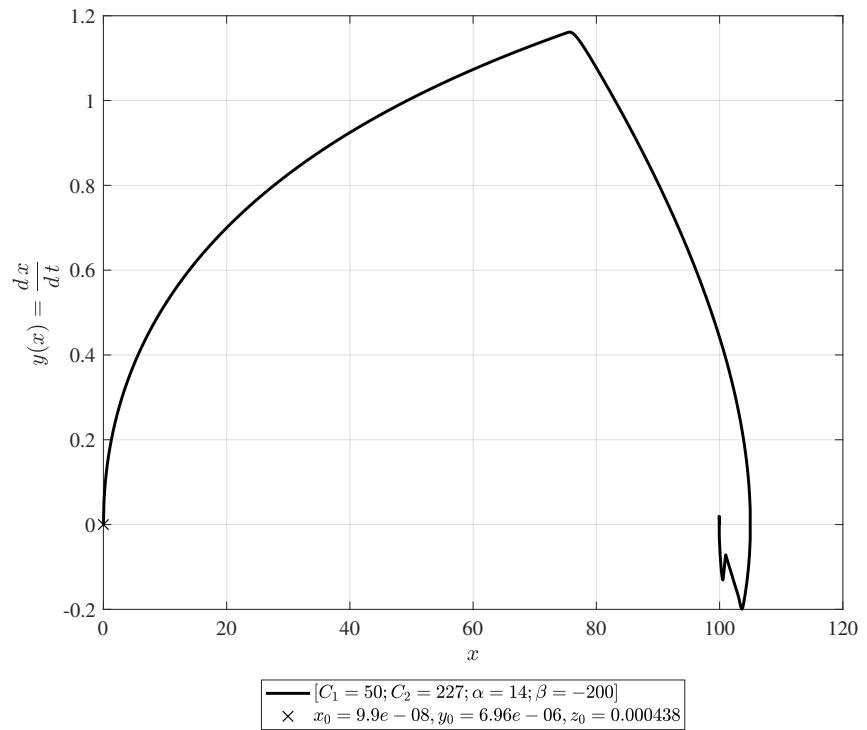


Рисунок 41 — Фазовые траектории для системы в «большом» с переменной структурой для переменных состояния x_1, x_2 .

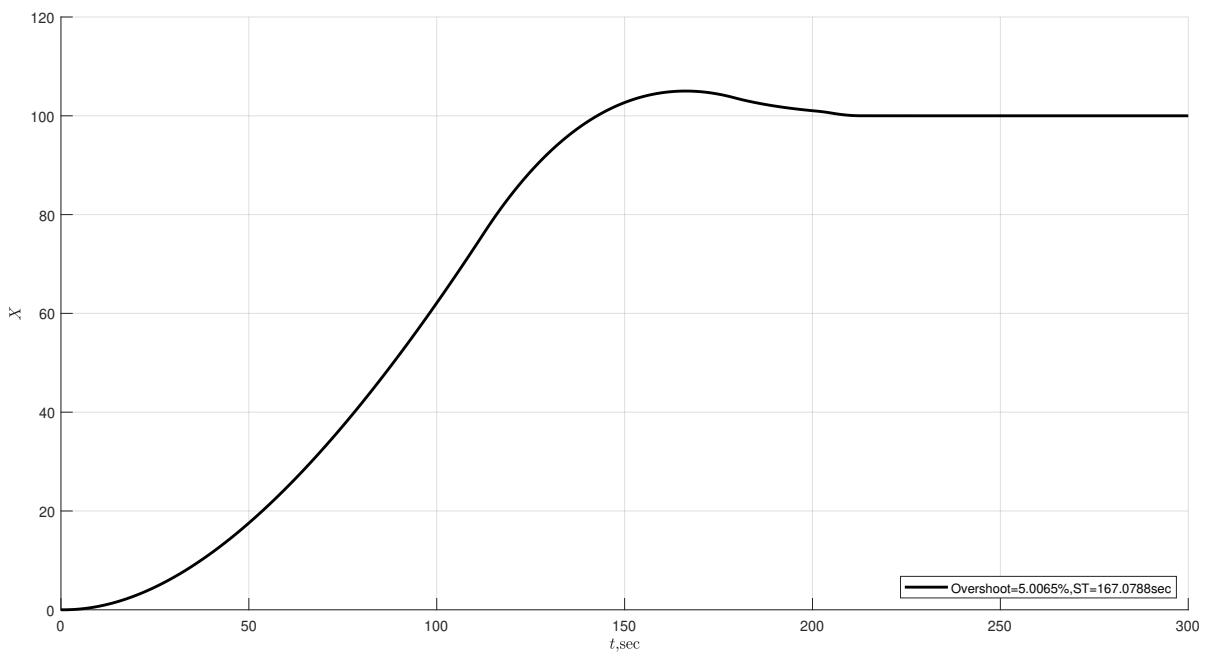


Рисунок 42 — Графики изменения переменных состояния в «большом».

6 ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ НА КАЧЕСТВО ПРОЕКТИРУЕМОЙ СИСТЕМЫ

Существенное влияние на свойства разрабатываемой системы управления могут ввести особенности технической реализации управляющего устройства. В частности, при высоком уровне энергии в управляемом объекте реализация управляющих воздействий в виде непрерывных сигналов практически невозможна в силу больших потерь в выходных каскадах исполнительных устройств. В таких случаях выходные каскады выполняют в виде импульсных устройств, в которых непрерывный сигнал квантуется по уровню или по времени, а затем преобразуется в импульсную модулированную последовательность. Одним из видов модуляции является широтно-импульсная (ШИМ), при которой непрерывный сигнал преобразуется в последовательность импульсов одинаковой амплитуды при постоянном периоде повторения T , а длительность импульса определяется по какому-либо закону, например, линейному, в зависимости от значения входного модулируемого непрерывного сигнала.

Управляющий сигнал формируется компаратором, когда на его инвертирующий вход подается пилообразный сигнал, а на неинвертирующий — модулирующий непрерывный сигнал. Выходные импульсы получаются прямоугольными, частота их следования равна частоте пики, а длительность положительной части импульса связана с временем, в течение которого уровень модулирующего сигнала, подаваемого на неинвертирующий вход компаратора, оказывается выше уровня сигнала пики, который подается на инвертирующий вход. Когда напряжение пики выше модулирующего сигнала, на выходе будет отрицательная часть импульса.

Следует отметить, что при смене полярности модулируемого сигнала полярность импульсов также меняется. Длительность импульсов на выходе модулятора может меняться от нуля до непрерывного сигнала, при этом амплитуда и период повторения (частота) следования импульсов остаются неизменными.

Схема симулинк с добавлением ШИМ на рис.43.

При переходе к системе с ШИМ появляется постоянная ошибка , теперь

коэффициент a начинает играть решающее значение в виде ПП. При увеличении коэффиц. a установившейся сигнал поднимается выше, тем самым уменьшается ошибка регулирования. На рис.44 графики ПП при вариации параметров a в «малом» в схеме с ШИМ(На рис.45 в увеличенном масштабе).

Период квантования влияет на колебания системы в установившемся состоянии, при его увеличении колебания уменьшаются. Путем последовательных приближений было определено значение периода квантования $T_{\text{кр}}$, при котором устойчивая без модулятора система становится неустойчивой, оно равно 4 сек. На рис.46 изображены переходный процессы при значениях, близких к $T_{\text{кр}}$.

Периода квантования $T_{\text{шим}}$, при котором система будет обладать теми же качествами, что и исходная равен 0,01 сек. Тогда соответствующий ему шаг решения равен 0,0001.

Исследуем движение фазовых координат во времени посредством моделирования процессов в системе при отклонении системы от состояния равновесия. На рис.48,47 указано изменение выходной переменной. Время переходного процесса при отклонении "в малом" согласно рисунку рис.47 равно 14.42 сек. Время переходного процесса при отклонении "в большом" согласно рисунку рис.48 равно 167 сек. В результате видим, что переходный процесс по прежнему удовлетворяет условиям задания.

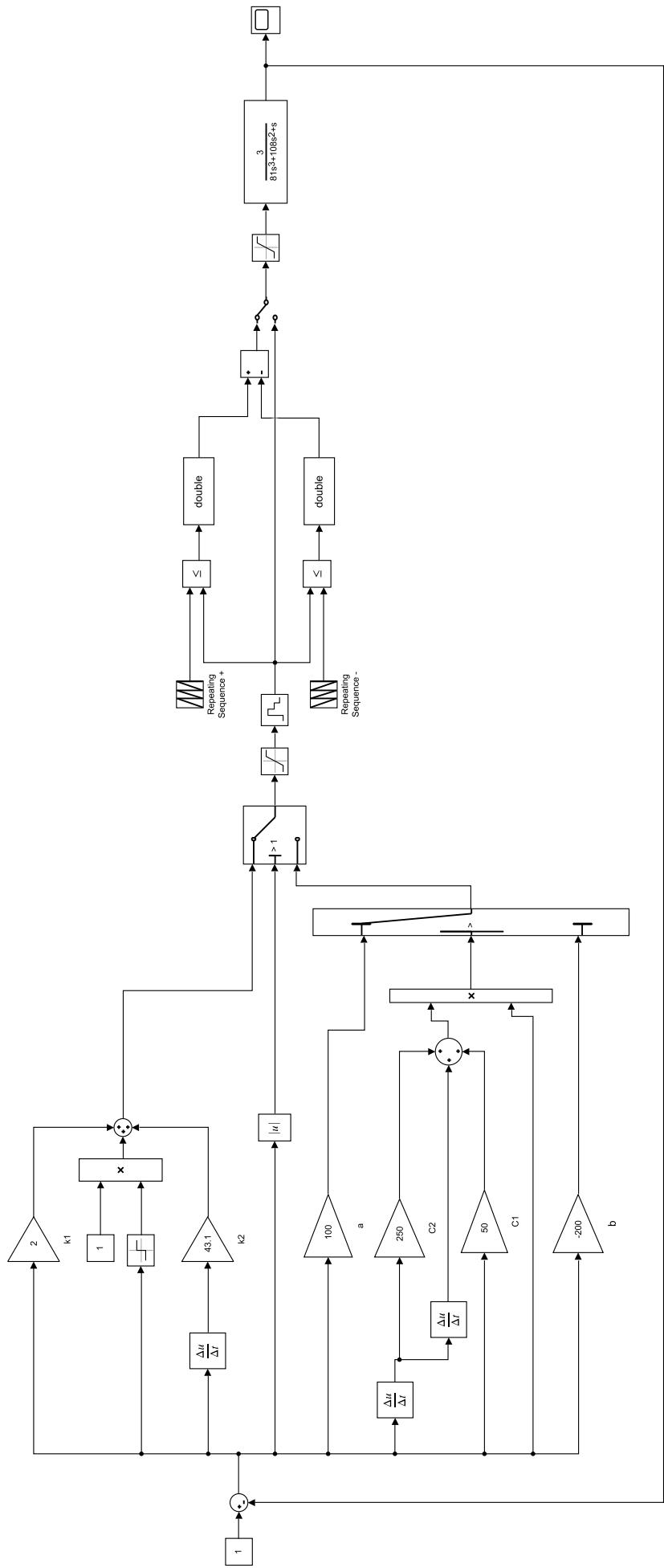


Рисунок 43 — Структурная схема нелинейной СПС с ШИМ.

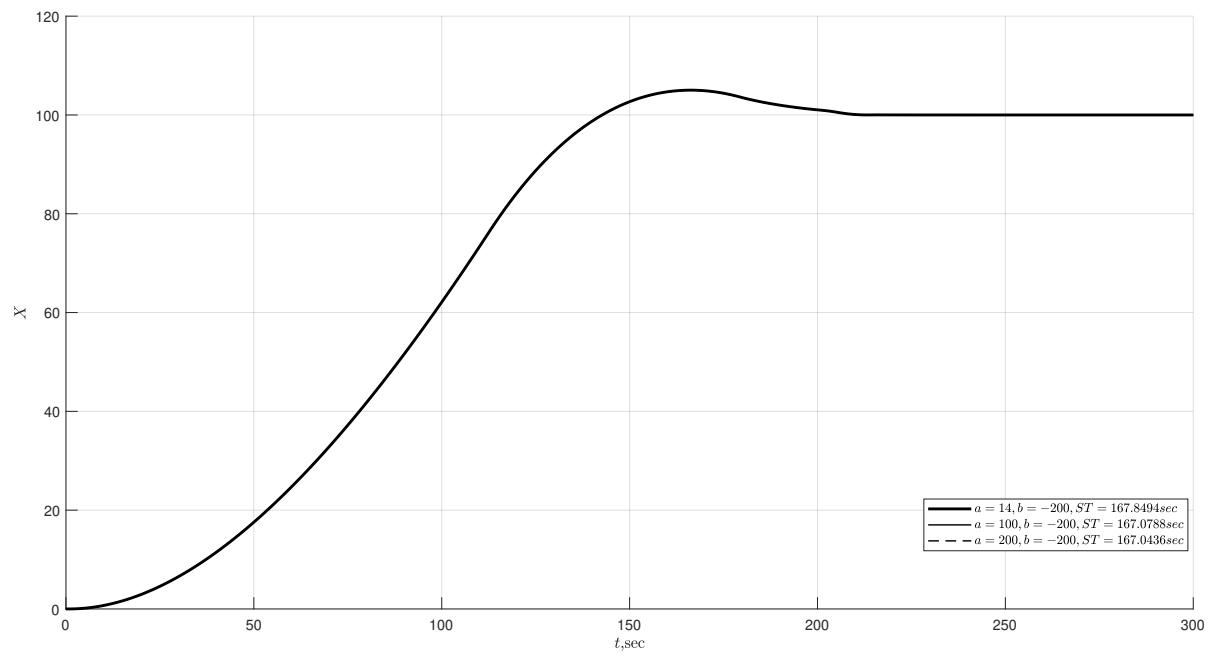


Рисунок 44 — Графики ПП при вариации параметров a в «малом» в схеме с ШИМ.

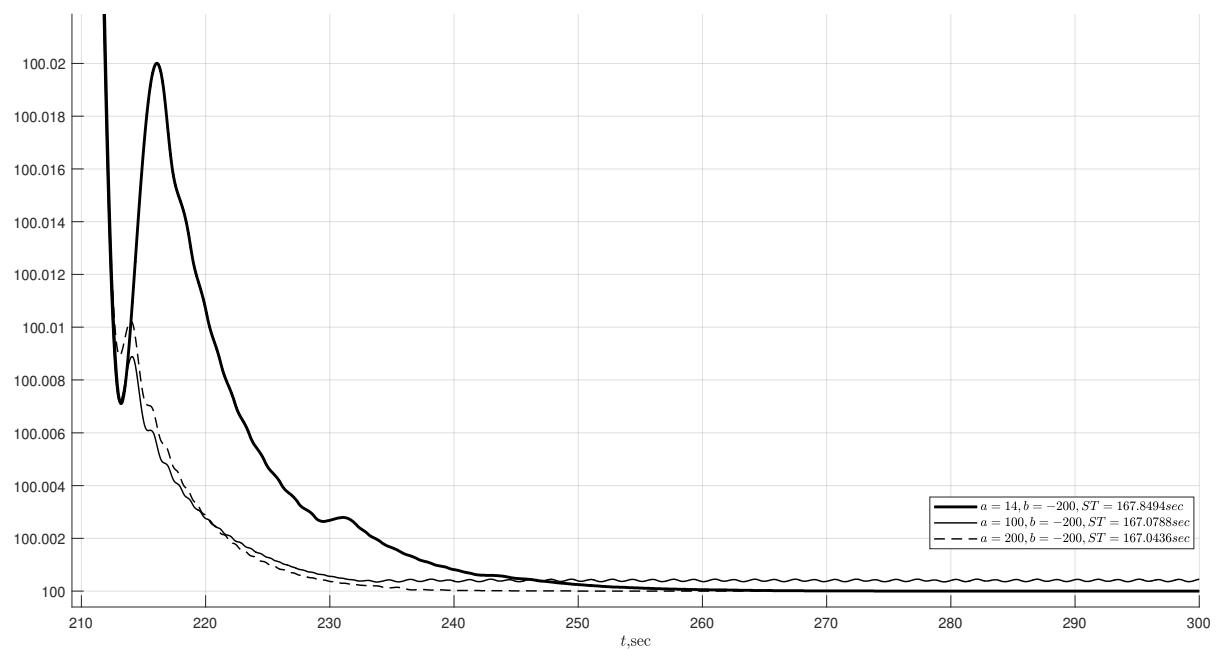


Рисунок 45 — Увеличенные графики ПП при вариации параметров a в «малом» в схеме с ШИМ.

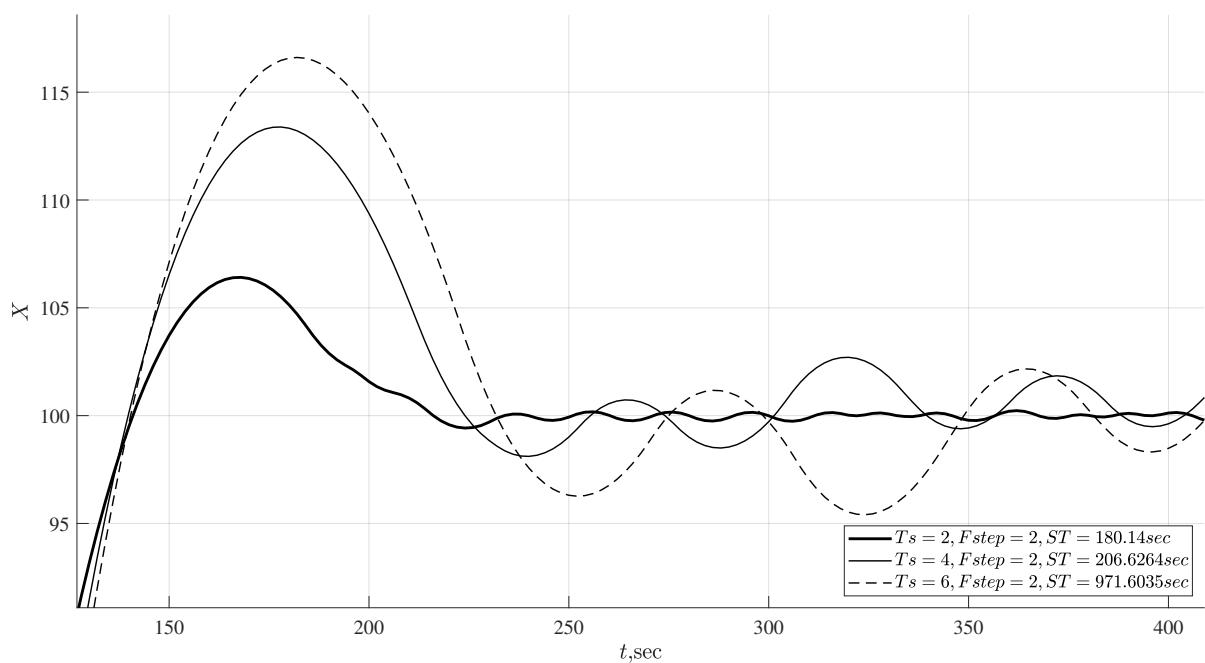


Рисунок 46 — График переходного процесса при близких к T_{kp} значениях.

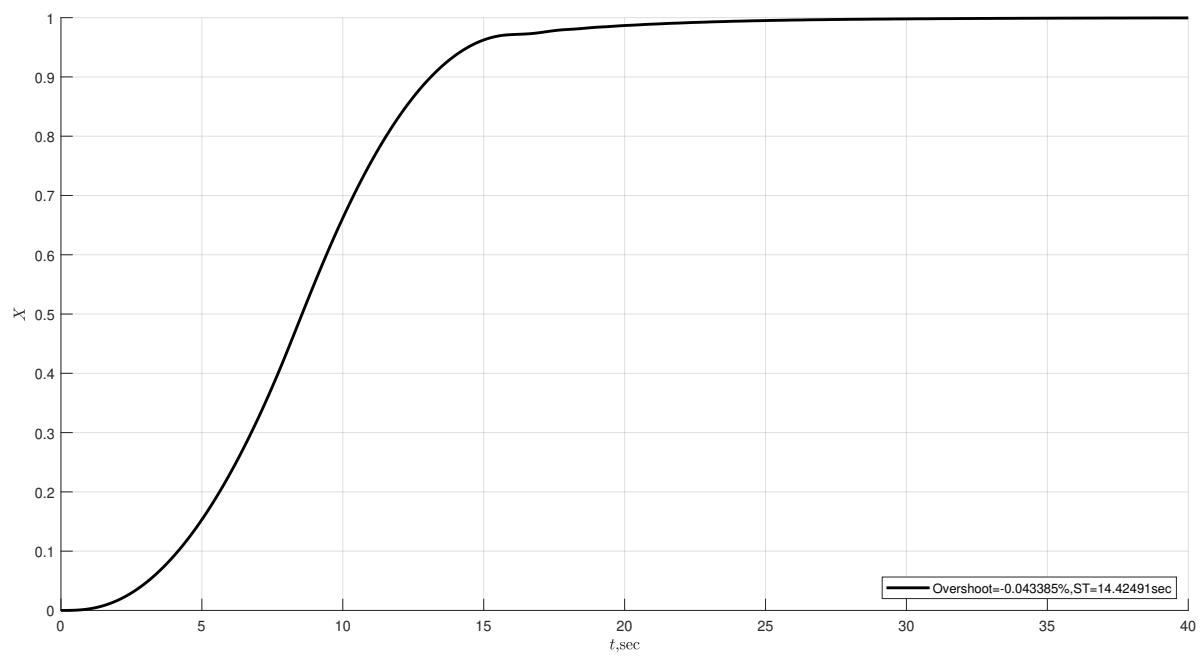


Рисунок 47 — Графики изменения переменных состояния в «малом».

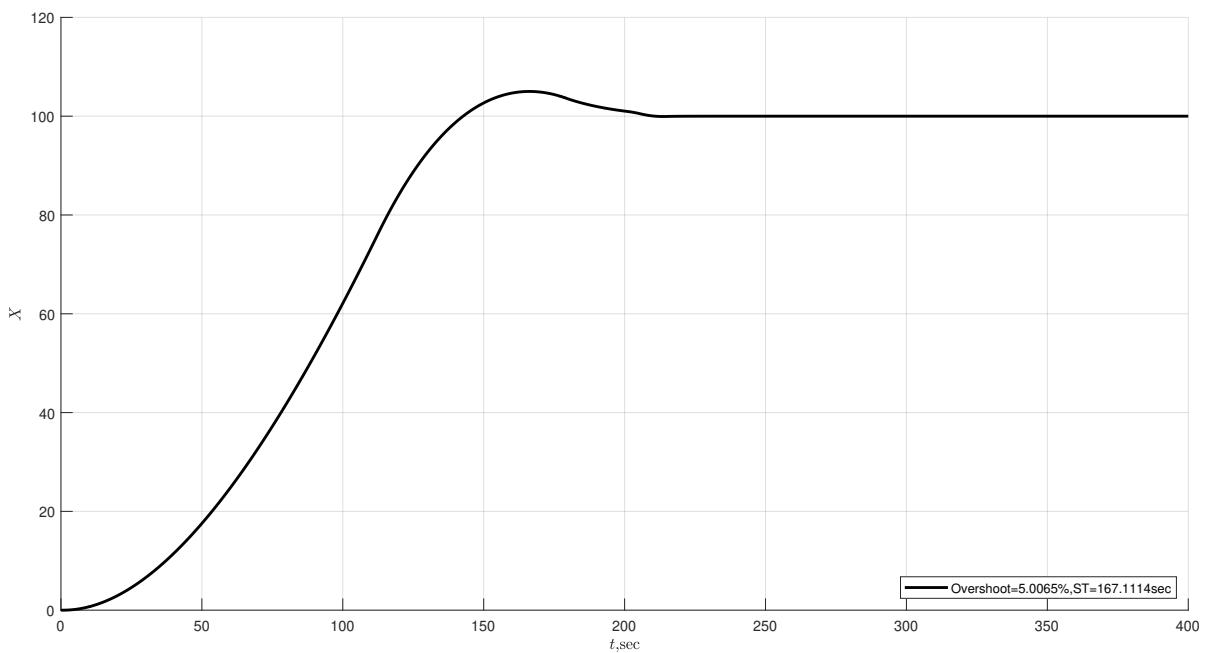


Рисунок 48 — Графики изменения переменных состояния в «большом».

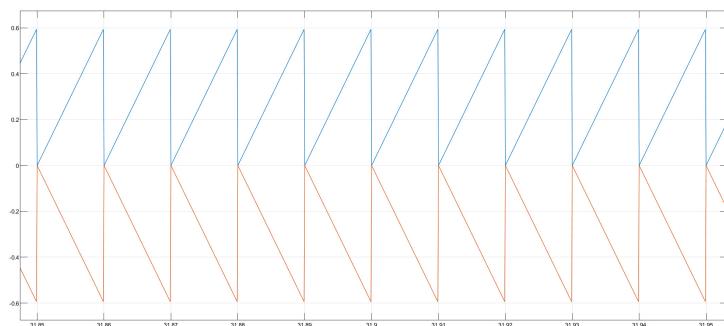


Рисунок 49 — Генерируем пилу

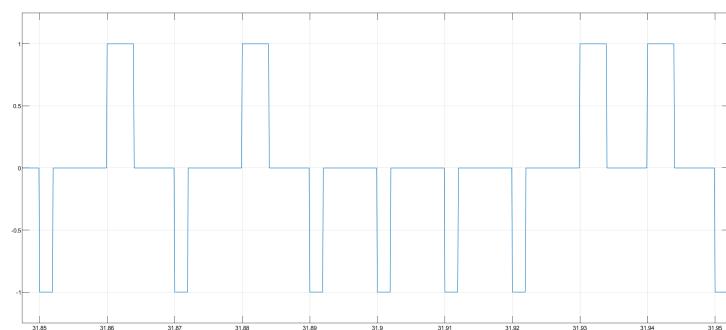


Рисунок 50 — Воздействие на объект (ШИМ)

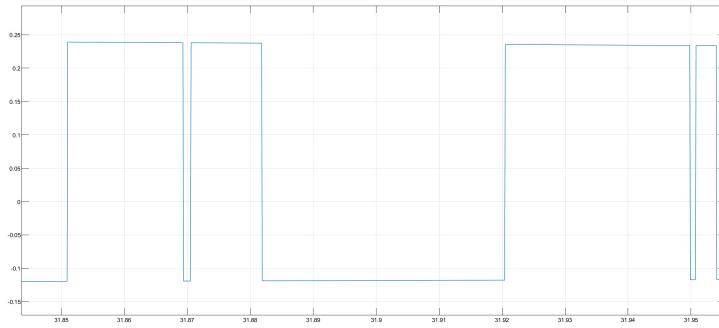


Рисунок 51 — управляющий непрерывный сигнал

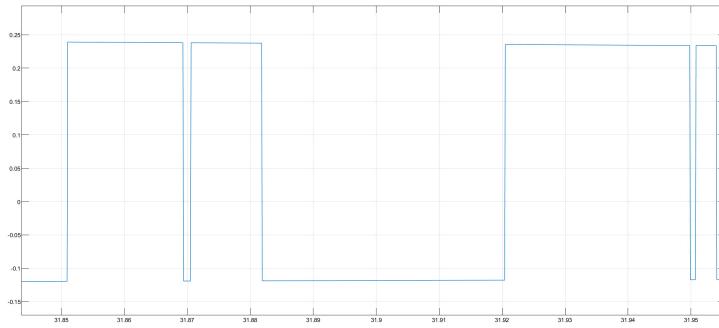


Рисунок 52 — управляющий непрерывный сигнал после насыщения

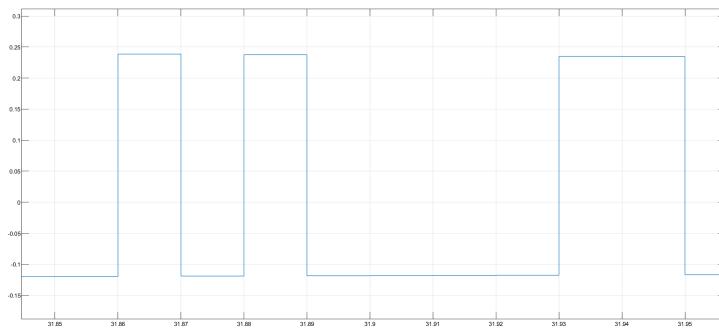


Рисунок 53 — управляющий дискретизированный сигнал

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Создана система управления объектом, представленным в виде передаточной функции с нелинейным элементом типа "насыщение". Для этого сначала был исследован объект управления по его характеристикам. Это было просто в связи с известной структурой и заданными параметрами. Путем итераций различных решений были испытаны типовые управляющие структуры: пропорциональный регулятор, пропорционально-дифференциальный регулятор, системы с переменной структурой, в частности одной из наиболее распространенных разновидностей таких систем: систем со скользящим режимом движения.

В результате проделанной работы, было разработано управляющее устройство, обеспечивающее качественные показатели системы, соответствующие заданию:

1. Минимальное время переходного процесса;
2. Точность поддержания выходной координаты в установившемся режиме;
3. Необходимый характер переходного процесса;
4. Запасы устойчивости соответствуют требованиям.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Теория управления. Нелинейные дискретные системы / Под ред. Б.В.Бруслиновский, А.М.Усачёв. – СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2005. – 88 с. (Учебное пособие)