

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕ-
ЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«СЕВЕРО-КАВКАЗСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

Методические указания

по выполнению практических работ
по дисциплине «Основы автоматизации технологических процессов
нефтегазового производства»
для студентов специальности 21.05.06 Нефтегазовая техника и технологии
специализации «Технология бурения нефтяных и газовых скважин»

Ставрополь 2026 г.

Содержание

ВВЕДЕНИЕ	3
Практическое занятие №1. Исследование схем для обработки аналоговых сигналов	5
Практическое занятие №2 Исследование пассивных фильтров	19
Практическое занятие №3 Исследование активных фильтров	25
Практическое занятие №4 Исследование линейных САУ	41
Практическое занятие №5 Исследование нелинейной САУ	56
Практическое занятие №6 Исследование импульсных САУ	70
СПИСОК РЕКОМЕНДОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ	82

ВВЕДЕНИЕ

При выполнении всех практических занятий общими являются следующие пункты:

Аппаратура и материалы

Практикум выполняется в штатном компьютерном классе, оборудованном IBM-совместимыми ПК под управлением операционной системы Windows 7 и выше. Необходимо наличие программы EWB5/12 или MultiSim.

Указания по технике безопасности

Указания по технике безопасности в штатном компьютерном классе разработаны и утверждены администрацией и доводятся каждому студенту под роспись. Дополнительных требований нет.

Содержание отчета и его форма

Отчет оформляется на бумаге и должен содержать следующие элементы:

1. ФИО и номер учебной группы студента.
2. Название, номер и учебные вопросы лабораторной работы.
3. Конспективное содержание проделанной работы.
4. Выполненное индивидуальное задание.
5. Необходимые схемы экспериментов.
6. Выводы по проделанной работе.

Практическое занятие № 1

Исследование схем для обработки аналоговых сигналов

Цель: Научиться теоретически и экспериментально исследовать устройства обработки аналоговых сигналов на базе ОУ.

Учебные вопросы

1. Теоретическое обоснование
 - 1.1 Инвертирующий усилитель
 - 1.2 Неинвертирующий усилитель
 - 1.3 Сумматор
2. Методика и порядок выполнения работы
 - 2.1 Исследование инвертирующего усилителя
 - 2.2 Исследование неинвертирующего усилителя
 - 2.3 Исследование сумматора
3. Варианты заданий для самостоятельного выполнения

1. Теоретическое обоснование

1.1 Операционный усилитель

Операционный усилитель — усилитель тока с дифференциальным входом и, как правило, единственным выходом, имеющий высокий коэффициент усиления. ОУ почти всегда используются в схемах с глубокой отрицательной обратной связью, которая, благодаря высокому коэффициенту усиления ОУ, полностью определяет коэффициент передачи полученной схемы.

В настоящее время ОУ получили широкое применение как в виде отдельных чипов, так и в виде функциональных блоков в составе более сложных интегральных схем. Такая популярность обусловлена тем, что ОУ является универ-

сальным блоком с характеристиками, близкими к идеальным, на основе которого можно построить множество различных электронных узлов.

Эквивалентная схема операционного усилителя приведена на рис. 1.1.

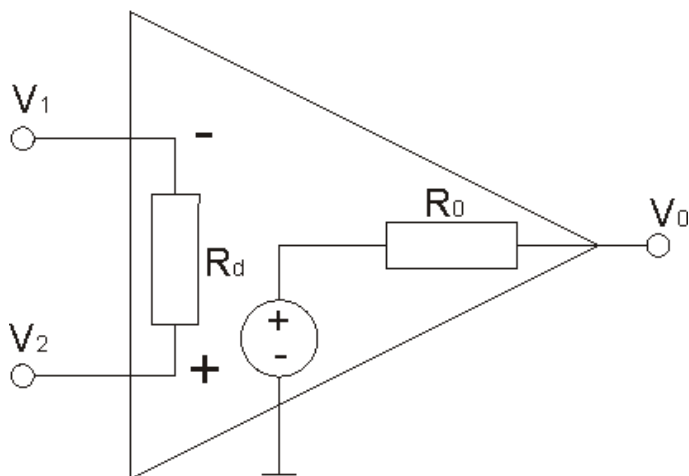


Рисунок 1.1 – Эквивалентная схема операционного усилителя

В общем случае ОУ использует двуполярное питание, то есть источник питания имеет три вывода с потенциалами:

- 1) U_+ (к нему подключается U_{s+});
- 2) 0 – общий провод;
- 3) U_- (к нему подключается U_{s-});

Вывод источника питания с нулевым потенциалом непосредственно к ОУ обычно не подключается, но, как правило, является сигнальной землёй и используется для создания обратной связи. Часто вместо двуполярного используется более простое однополярное, а общая точка создаётся искусственно или совмещается с отрицательной шиной питания.

ОУ способны работать в широком диапазоне напряжений источников питания, типичное значение для ОУ общего применения от $\pm 1,5$ В до ± 15 В при двуполярном питании (то есть $U_+ = 1,5 \dots 15$ В, $U_- = -15 \dots -1,5$ В).

То есть напряжение выхода определяется падением напряжения на ОУ, умноженном на коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи.

Идеальный ОУ описывается формулой (1.1)

$$U_{out} = (U_+ - U_-) * G_{openloop} \quad (1.1)$$

и обладает следующими характеристиками:

- 1) Бесконечно большой коэффициент усиления с разомкнутой петлей обратной связи $G_{openloop}$.
- 2) Бесконечно большое входное сопротивление входов U_- и U_+ . Другими словами, ток, протекающий через эти входы, равен нулю.
- 3) Нулевое выходное сопротивление выхода ОУ.
- 4) Способность выставить на выходе любое значение напряжения.
- 5) Бесконечно большая скорость нарастания напряжения на выходе.
- 6) Полоса пропускания: от постоянного тока до бесконечности.

Для идеального ОУ разность напряжений на инвертирующем и неинвертирующем входах равно нулю. То есть при разомкнутой петле обратной связи у него будет нулевой выход.

Однако идеальных ОУ не существует. **Отличия реальных ОУ** от идеального заключаются в следующем:

1) Ограниченное усиление: коэффициент $G_{openloop}$ не бесконечен (типичное значение $10^4 - 10^6$ на постоянном токе). Этот эффект заметно проявляется только в случаях, когда коэффициент передачи каскада с ОУ отличается от параметра $G_{openloop}$ в небольшое число раз (усиление каскада отличается от $G_{openloop}$ на 1-2 порядка или еще меньше);

2) Ненулевой входной ток (или, что почти то же самое, ограниченное входное сопротивление): типичные значения входного тока составляют $10^{-9} - 10^{-12}$ А. Это накладывает ограничения на максимальное значение сопротивлений в цепи обратной связи, а также на возможности согласования по напряжению с источником сигнала. Некоторые ОУ имеют на входе дополнительные цепи для защиты входа от чрезмерного напряжения — эти цепи могут значительно уменьшить входное сопротивление. Поэтому некоторые ОУ выпускаются в защищенной и незащищенной версии.

3) Ненулевое выходное сопротивление. Данное ограничение не имеет большого значения, так как наличие обратной связи эффективно уменьшает выходное

сопротивление каскада на ОУ (практически до сколь угодно малых значений).

4) Ненулевое напряжение смещения: требование о равенстве входных напряжений в активном состоянии для реальных ОУ выполняется не совсем точно — ОУ стремится поддерживать между своими входами не точно ноль вольт, а некоторое небольшое напряжение (напряжение смещения). Другими словами, реальный ОУ ведет себя как идеальный ОУ, у которого внутри последовательно с одним из входов включен генератор напряжения с ЭДС $U_{см}$. Напряжение смещения — очень важный параметр, он ограничивает точность ОУ, например, при сравнении двух напряжений. Типичные значения $U_{см}$ составляют 10^{-3} - 10^{-6} В.

5) Ограниченная полоса пропускания. Любой усилитель имеет конечную полосу пропускания, но фактор полосы не особенно значим для ОУ, поскольку они имеют внутреннюю частотную коррекцию для увеличения запаса по фазе.

6) Ненулевая входная ёмкость. Образует паразитный фильтр нижних частот.

7) Ненулевая задержка сигнала. Данный параметр, косвенно связанный с ограничением полосы пропускания, может ухудшить действие ООС при повышении рабочих частот.

1.2 Инвертирующий усилитель

Предназначен для инверсии знака и увеличения амплитуды сигнала подаваемого на вход. Амплитуда умножается на величину с отрицательным знаком (за счёт чего достигается инверсия), определяемую сопротивлениями входа и обратной связи. Формула (1.2) определяет зависимость входа от выхода и сопротивлений в цепи. На рисунке 1.2 представлена принципиальная схема инвертирующего усилителя.

$$U_{\text{ВЫХ}} = -U_{\text{ВХ}} * \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \quad (1.2)$$

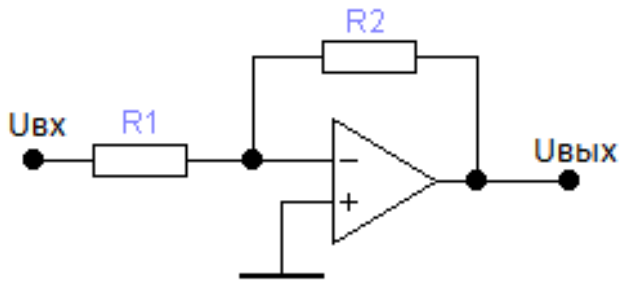


Рисунок 1.2 – Принципиальная схема инвертирующего усилителя

Обратная связь (в данном случае R_2) значительно расширяет полосу пропускания ОУ, и снижает входное сопротивление.

1.3 Неинвертирующий усилитель

Основная задача - усиливать напряжение (умножать напряжение на константу, большую единицы). Коэффициент усиления зависит от сопротивления ветви заземления и от сопротивления петли обратной связи.

Формула (1.3) показывает зависимость выхода от сопротивлений и входного напряжения.

Принципиальная схема неинвертирующего усилителя представлена на рисунке 1.3.

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} * \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (1.3)$$

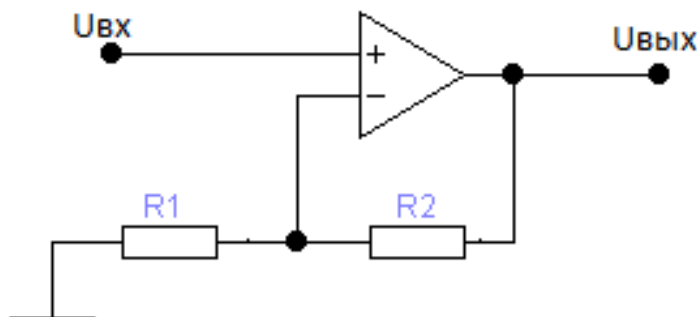


Рисунок 1.3 – Принципиальная схема неинвертирующего усилителя

Также к неинвертирующим усилителям можно отнести повторитель напря-

жения. Это неинвертирующий усилитель с коэффициентом усиления равным единице. Применяется для исключения влияния низкоомной нагрузки на устройства с высоким выходным сопротивлением. Принципиальная схема повторителя представлена на рисунке 1.4.

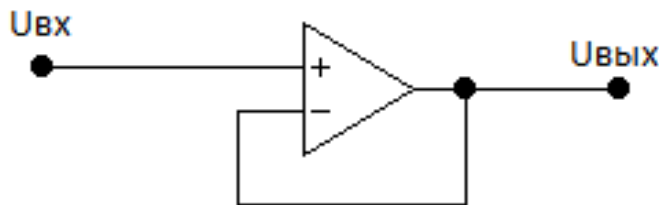


Рисунок 1.4 – Принципиальная схема повторителя напряжения

1.4 Сумматор

Инвертирующий усилитель может суммировать несколько входных напряжений. Каждый вход сумматора соединяется с инвертирующим входом ОУ через взвешивающий резистор. Инвертирующий вход называется суммирующим узлом, поскольку здесь суммируются все входные токи и ток обратной связи. Формула (1.4) связывает входное и выходное напряжения.

$U_{\text{ВЫХ}} = \sum_{i=1}^n k_i * U_{\text{ВХ}i}$	(1.4)
где $k_i = -\frac{R_0}{R_i}$	

Принципиальная схема трёхвходового сумматора представлена на рис.1.5.

Если все резисторы имеют один и тот же номинал: $R_0=R_1=R_2=R_3$, то выходное напряжение будет равно сумме всех входных взятой с противоположным знаком.

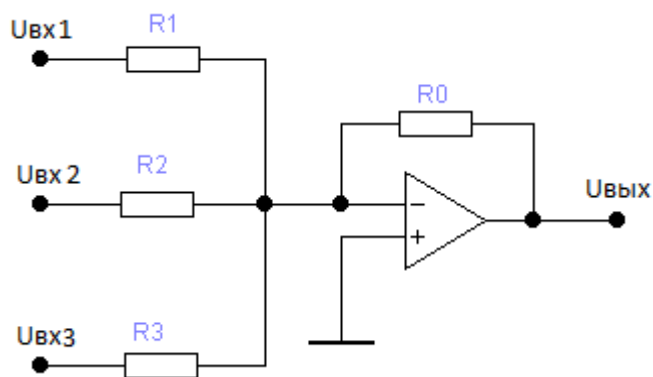


Рисунок 1.5 – Принципиальная схема трёхвходового сумматора

Принцип действия сумматора следующий: входные токи **алгебраически** суммируются в точке соединения, затем они подаются на инвертирующий усилитель, выходной сигнал определяется по формулам для инвертирующего усилителя. Так как входное напряжение складывается из трёх токов, а по 2 закону Кирхгофа суммарный ток является алгебраической суммой токов сходящихся в точке, то подставив в формулу 1 вместо $U_{вх}$ в данном случае сумму трёх напряжений, мы получим как раз формулу 4.

2. Методика и порядок выполнения работы

2.1 Исследование инвертирующего усилителя

Для исследования инвертирующего усилителя изменим схему, изображённую на рисунке 2: на зажим, по которому подаётся входной сигнал, подключим плюс прибора «Генератор сигналов» (Function Generator).

Также перед сопротивлением $R1$ усилителя подключим канал А осциллографа, на выходной зажим усилителя подключим канал В осциллографа. В результате получим схему, изображённую на рисунке 2.1.

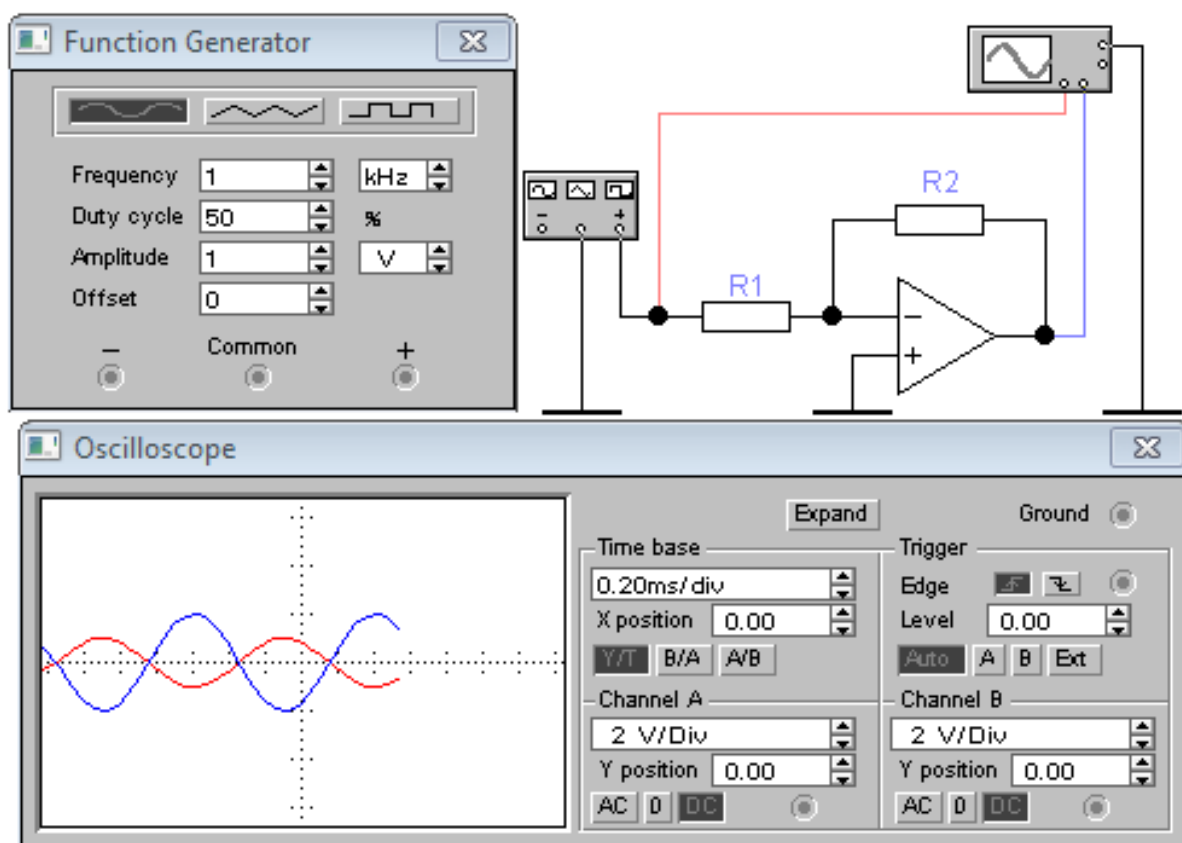


Рисунок 2.1 – Схема исследования инвертирующего усилителя

Сопротивление резистора R1 сделаем равным 250 Ом, а сопротивление в петле обратной связи R2=500 Ом.

В соответствии с формулой 2 коэффициент усиления должен быть равен

$$k = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{500}{250} = -2.$$

Теперь запустим схему на выполнение.

На рисунке 1 не очень хорошо виден коэффициент передачи. Для того, чтобы можно было его измерить развернём панель осциллографа кнопкой “Expand”, установим визирную линейку «1» в положение, где входной сигнал достигает своего амплитудного значения, а визирную линейку «2» в положение, где выходной сигнал находится в максимум.

В результате мы можно наблюдать панель осциллографа, изображённую на рисунке 2.2.

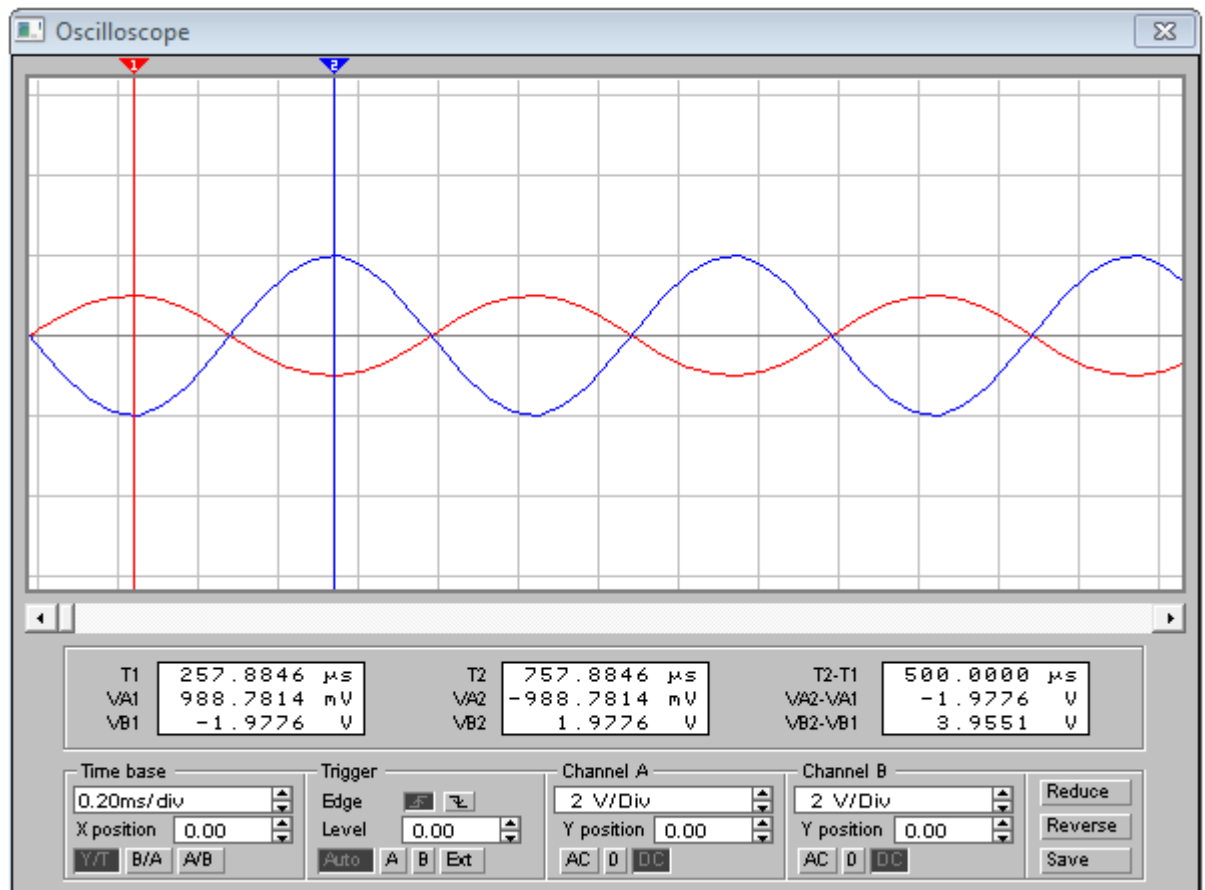


Рисунок 2.2 – Развёрнутые показания осциллографа

На рисунке 2.2 можно видеть значения сигналов снятые с помощью визирных линеек:

Как можно видеть, амплитуда входного сигнала снятая первой визирной линейкой равна 988,7814 мВ, амплитуда выходного сигнала, равна -1,9776 В. Амплитуда входного сигнала снятая второй визирной линейкой равна -988,7814 мВ, а амплитуда выходного сигнала равна 1,9776 В.

Теперь найдём отношение этих величин. Для примера возьмём показания снятые с помощью первой линейки.

$$U_{\text{вх}} = 988,7814 \text{ мВ}, \quad U_{\text{вых}} = -1,9776 \text{ В}.$$

Теперь найдём коэффициент передачи усилителя по напряжению. Для этого разделим выходное напряжение на входное. Получим следующее выражение:

$$k = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{-1,9776}{0,9887814} = -2,000037.$$

При расчётах мы получили коэффициент усиления равным -2. При измере-

ниях он стал равен -2,000037. Погрешность можно объяснить неточностью вычислений при конечной разрядности в памяти ЭВМ (для повышения точности следует применять специальные методы, о это выходит за рамки данный дисциплины), ошибками в моделировании процессов, ошибками в библиотеках компонентов программы .

Однако в целом можно сказать, что расчёты были выполнены правильно и схема собранная для исследования инвертирующего усилителя и представленная на рисунке 2.1 выполнены правильно.

2.2 Исследование неинвертирующего усилителя

Для исследования инвертирующего усилителя изменим схему, изображённую на рисунке 1.3: на зажим, по которому подаётся входной сигнал, подключим плюс прибора «Генератор сигналов» (Function Generator).

Также перед сопротивлением R_1 усилителя подключим канал А осциллографа, на выходной зажим усилителя подключим канал В осциллографа. В результате получим схему, изображённую на рисунке 2.3.

Сопротивление резистора R_1 сделаем равным 250 Ом, а сопротивление в петле обратной связи $R_2=500$ Ом.

В соответствии с формулой 1.3 коэффициент усиления должен быть равен

$$k = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{500}{250} = 3.$$

Теперь запустим схему на выполнение.

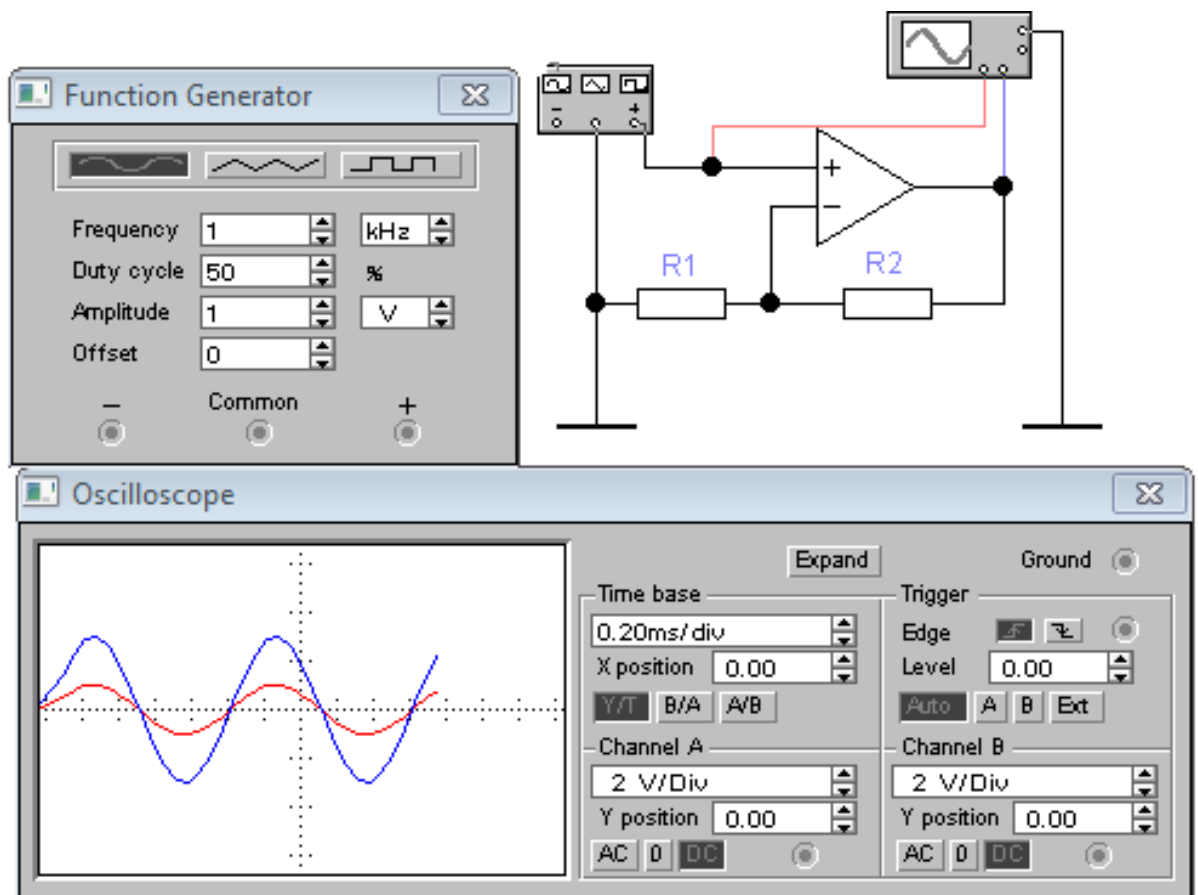


Рисунок 2.3 – Схема исследования неинвертирующего усилителя

На рисунке 2.3 не очень хорошо виден коэффициент передачи. Для того, чтобы можно было его измерить развернём панель осциллографа кнопкой “Expand”, установим визирную линейку «1» в положение, где входной сигнал достигает своего амплитудного значения, а визирную линейку «2» в положение, где выходной сигнал находится в максимум.

В результате мы можно наблюдать панель осциллографа, изображённую на рисунке 2.4.

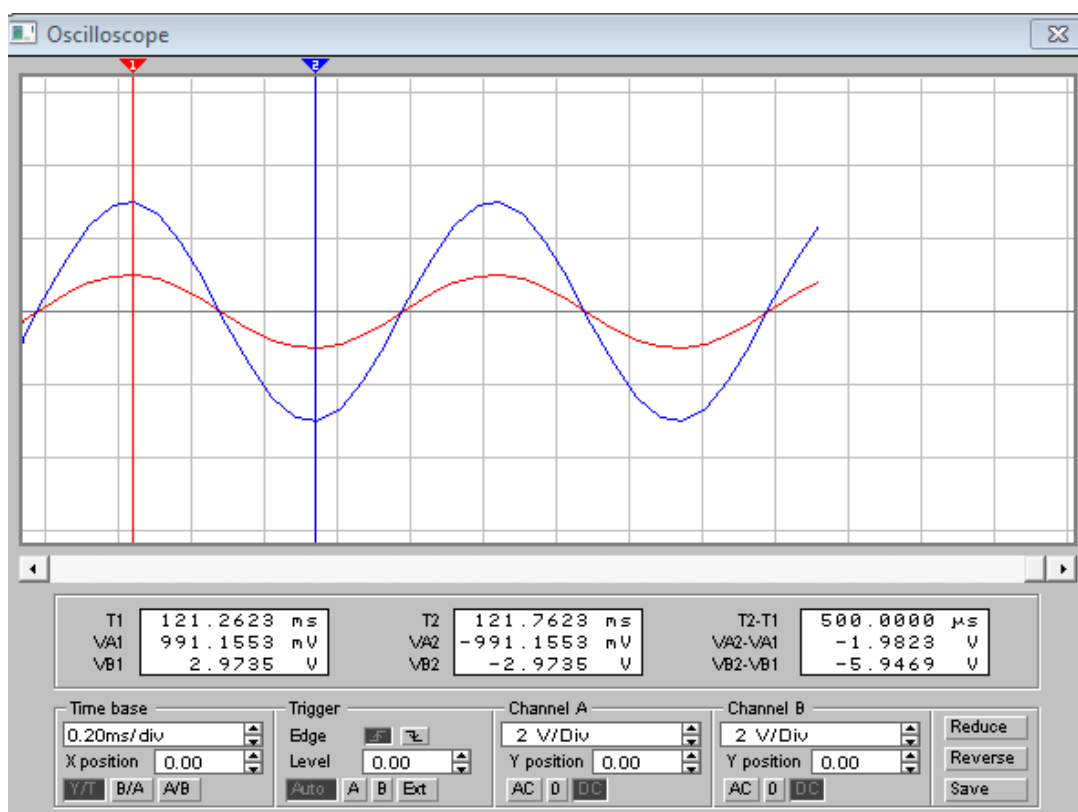


Рисунок 2.4 – Развёрнутые показания осциллографа

На рисунке 2.4 можно видеть значения сигналов снятые с помощью визирных линеек:

Как можно видеть, амплитуда входного сигнала снятая первой визирной линейкой равна 991,1553 мВ, амплитуда выходного сигнала, равна 2,9735 В.

Теперь найдём отношение этих величин:

$$U_{\text{вх}} = 991, 1553 \text{ мВ}, U_{\text{вых}} = 2, 9735 \text{ В}.$$

Теперь найдём коэффициент передачи усилителя по напряжению. Для этого разделим выходное напряжение на входное. Получим следующее выражение:

$$k = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{2,9735}{0,9911553} = 3,00003.$$

При расчётах мы получили коэффициент усиления равным 3. При измерениях он стал равен 3,00003. Погрешность можно объяснить неточностью вычислений при конечной разрядности в памяти ЭВМ (для повышения точности следует применять специальные методы, о это выходит за рамки данной дисциплины), ошибками в моделировании процессов, ошибками в библиотеках компонентов программы .

Однако в целом можно сказать, что расчёты были выполнены правильно и схема собранная для исследования инвертирующего усилителя и представленная на рисунке 2.3 выполнены правильно.

2.3 Исследование сумматора

Для исследования сумматора изменим схему, изображённую на рисунке 1.5: на зажимы, по которым подаётся входное напряжение, подключим по 1 источнику напряжения. Также в каждую входную ветвь включим по 1 ключу, настроенному на переключение по нажатию разных клавиш и к каждой ветви подключим по 1 вольтметру. На выходе подключим ещё один вольтметр. Напряжение на источниках сделаем равным 1 вольту. Сопротивления входных ветвей и цепи обратной связи сделаем равными следующим значениям:

$$R_0 = 500 \text{ Ом}, R_1 = 100 \text{ Ом}, R_2 = 250 \text{ Ом}, R_3 = 500 \text{ Ом}$$

Схема для исследования сумматора приведена на рисунке 2.5.

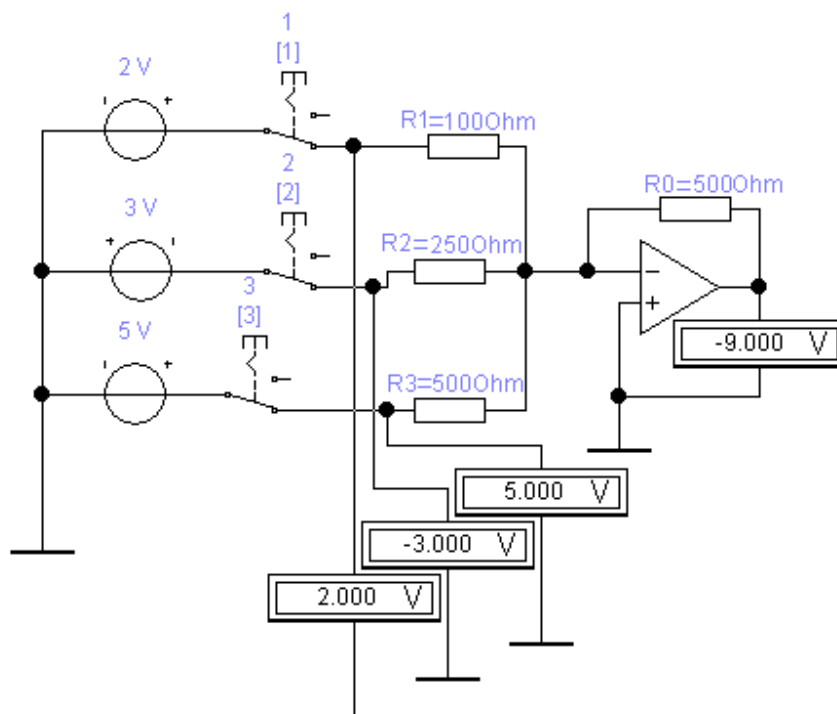


Рисунок 2.5 – Схема исследования сумматора

Теперь в соответствии с формулой 1.4 произведём расчёт выходного напряжения сумматора при всех включённых ключах (ток течёт по всем входным вет-

вям).

$$k_1 = -\frac{R_0}{R_1} = -\frac{500}{100} = -5 ; \quad k_2 = -\frac{R_0}{R_2} = -\frac{500}{250} = -2$$

$$k_3 = -\frac{R_0}{R_3} = -\frac{500}{500} = -1 ; \quad U_{\text{вых}} = -5 * 2 + 3 * 2 - 5 * 1 = -9 .$$

Теперь выключим первую входную ветвь. Произведём расчёт выходного напряжения. Поскольку напряжения на первой ветви нет, то формула расчёта примет следующий вид:

$$U_{\text{вых}} = 3 * 2 - 5 * 1 = -9\text{В}, \quad U_{\text{вых}} = -1\text{В} .$$

Теперь запустим схему на выполнение.

Как мы видим из рисунка 2.5, при всех включённых ключах, напряжение на выходе действительно равно -9 В.

Теперь выключим первый ключ, подождём несколько секунд и увидим, что напряжение на выходе стабилизировалось на -1 В.

Отсюда можно сделать вывод о том, что схема, собранная для исследования сумматора с тремя входами и расчёты выполнены, верно. Данное устройство действительно является сумматором и суммирует входные сигналы, меняя их знак на противоположный.

3. Варианты заданий для самостоятельного выполнения

Для выполнения данной лабораторной работы рекомендованы следующие варианты распределения заданий:

№ по журналу	Схема №1	Схема №2	Схема №3	Схема №4
1	2.3	2.5	2.6	2.7
2	2.1	2.3	2.6	2.7
3	2.1	2.5	2.6	2.7
4	2.1	2.3	2.5	2.6
5	2.1	2.3	2.5	2.7

Практическое занятие № 2

Исследование пассивных фильтров

Цель: Научиться теоретически и экспериментально исследовать аналоговые пассивные фильтры.

Учебные вопросы

1. Теоретическое обоснование
 - 1.1 Фильтры нижних частот 1 порядка
 - 1.2 Фильтры верхних частот 1 порядка
 - 1.3 Фильтры нижних частот 2 порядка
 - 1.4 Фильтры верхних частот 2 порядка
2. Методика и порядок выполнения работы
 - 2.1 Исследование фильтра нижних частот 1 порядка
 - 2.2 Исследование фильтра верхних частот 1 порядка
 - 2.3 Исследование фильтра нижних частот 2 порядка
 - 2.4 Исследование фильтра верхних частот 2 порядка

1. Теоретическое обоснование

1.1 Фильтр нижних частот 1 порядка

Фильтр нижних частот изображён на рисунке 1.1.

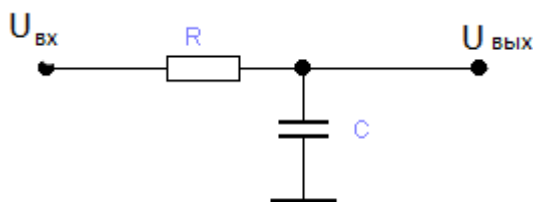


Рисунок 1.1 – Простейший аналоговый фильтр нижних частот

Как видно из схемы, входным элементом является активный резистор, а конденсатор пропуская через себя токи высокой частоты, «отсеивает» их переводя на общий провод. Частота среза такого фильтра определяется по формуле 1.1

$$\omega = \frac{1}{\tau}, \quad \omega = 2 * \pi * f_c, \quad \tau = R * C, \quad 2\pi f_c = \frac{1}{RC}$$

Откуда:

$$f_c = \frac{1}{2 * \pi * R * C} \quad (1.1)$$

Основной характеристикой любого фильтра является его амплитудно-частотная характеристика.

В общем случае АЧХ фильтра нижних частот 1 порядка будет иметь вид представленный на рисунке 1.2.

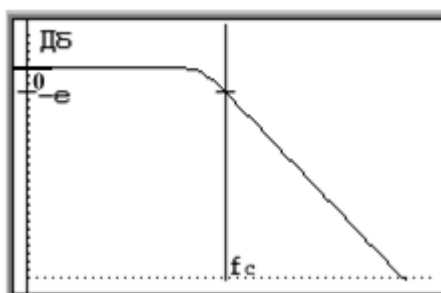


Рисунок 1.2 – АЧХ фильтра нижних частот 1 порядка

1.2 Фильтр верхних частот 1 порядка

Фильтр нижних частот изображён на рисунке 1.3.

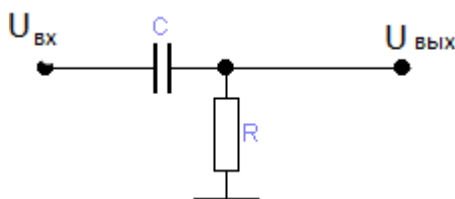


Рисунок 1.3 – Фильтр верхних частот 1 порядка

Как видно из схемы, входным элементом является конденсатор. Конденсатор оказывает высокое сопротивление токам низкой частоты и низкое сопротивление токам высокой частоты. По этому конденсатор подавляет низкочастотные токи, не пропуская их через себя, а ток высокой частоты проходит не встречая со-

противления. Поэтому частотный состав сигнала прошедшего через конденсатор будет лишён нижней своей части. Частота среза такого фильтра определяется по формуле 1.1

В общем случае АЧХ фильтра верхних частот 1 порядка будет иметь вид, представленный на рисунке 1.2.

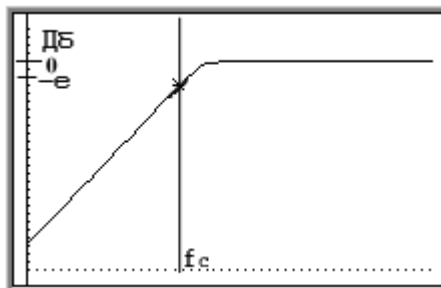


Рисунок 1.4 – АЧХ фильтра верхних частот 1 порядка

1.3 Фильтр нижних частот 2 порядка

Фильтр нижних частот 2 порядка изображён на рисунке 1.1.

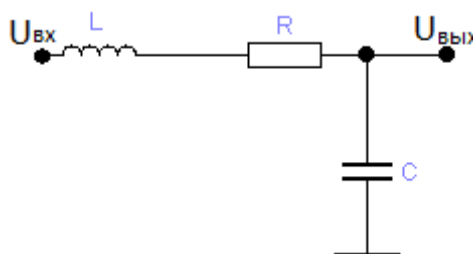


Рисунок 1.5 – Фильтр нижних частот 2 порядка

Сигнал проходя через индуктивный элемент встретит высокое сопротивление для своих высокочастотных составляющих, а низкочастотные на оборот пройдут почти не встретив сопротивления. Конденсатор, оказывая высокое сопротивление токам низкой частоты, не пропускает их на общий провод, выводя на него в свою очередь токи высокой частоты. Резистор включён в цепь, для «подавления всплесков» на частотах близких к собственной частоте колебательного контура образованного индуктивностью и конденсатором. В результате сигнал прошедший через такой фильтр будет содержать только низкочастотные свои состав-

ляющие. Частота среза такого фильтра определяется по формуле 1.2

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad \omega = 2 * \pi * f_c, \quad 2\pi f_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Откуда

$$f_c = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L * C}} \quad (1.2)$$

В зависимости от номинала резистора R определяется тип затухания: надкритическое, критическое и подкритическое см. рис. 1.6-1.8..

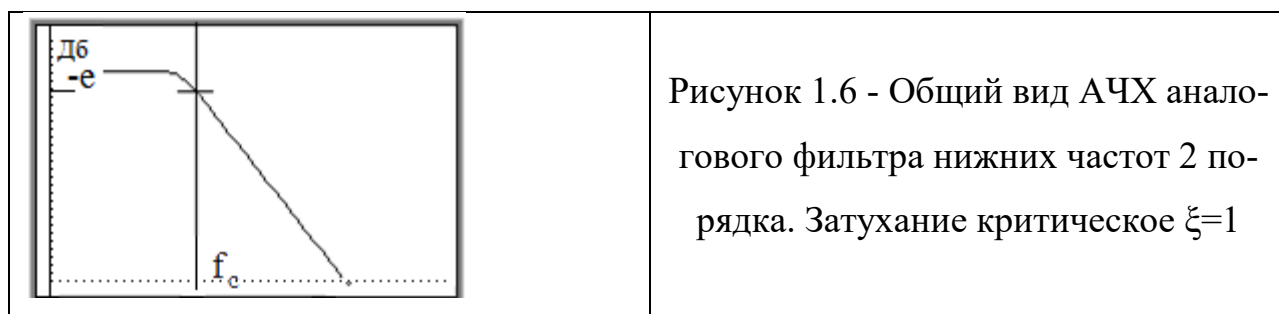
При надкритическом затухании, частота колебательного контура смещается в подавляемую область АЧХ, при критическом затухании частота колебательного контура подавлена и график АЧХ ровный, а при подкритическом затухании, наблюдается всплеск передаточной функции фильтра. Последний вариант наименее желательный по причине того, что это может привести к выходу аппаратуры из строя при высоких амплитудах всплеска.

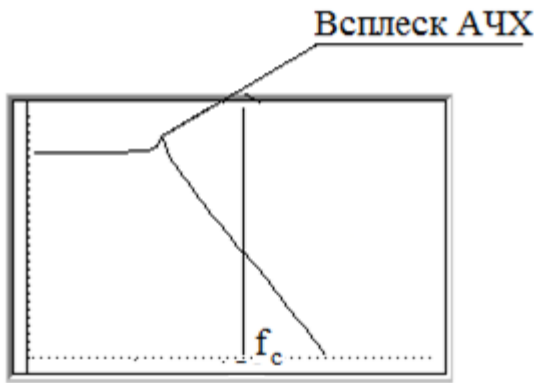
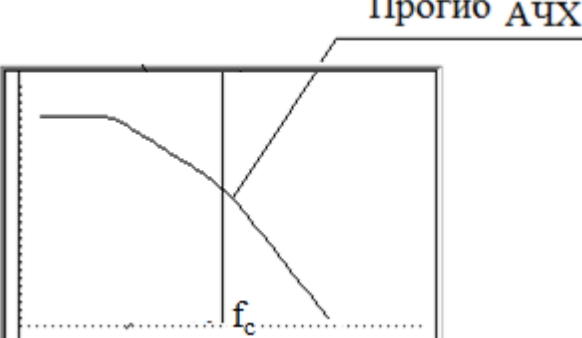
Тип затухания определяется уравнением:

$$\xi = \frac{R}{2} * \frac{\sqrt{C}}{\sqrt{L}} \quad (1.3)$$

Условие критического затухания при $\xi=1$. При $\xi<1$ затухание становится надкритическим, а при $\xi>1$ оно становится подкритическим.

На рисунке 1.6 представлен график АЧХ фильтра нижних частот 2 порядка при критическом затухании, на рисунке 1.7 затухание подкритическом, а на рисунке 1.8 затухание надкритическое.



	Рисунок 1.7 - Общий вид АЧХ аналогового фильтра нижних частот 2 порядка. Затухание подкритическое $\xi < 1$
	Рисунок 1.8 - Общий вид АЧХ аналогового фильтра нижних частот 2 порядка. Затухание надкритическое $\xi > 1$

1.4 Фильтр верхних частот 2 порядка

Простейший пассивный фильтр верхних частот 2 порядка изображён на рис. 1.9.

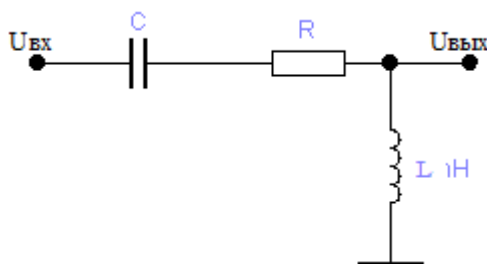
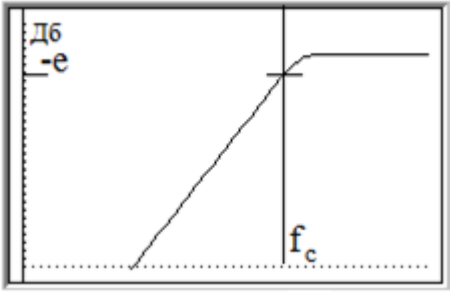
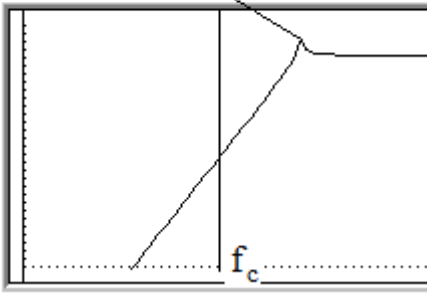
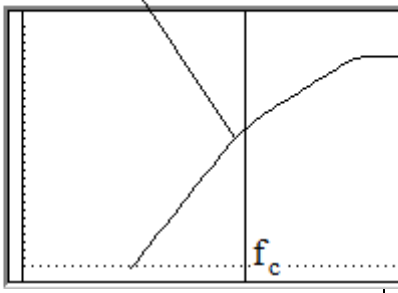


Рисунок 1.9 – Пассивный фильтр верхних частот 2 порядка

Как видно из схемы, входным элементом является конденсатор. Он оказывает сопротивление низкочастотным токам, и пропускает высокочастотные, а индуктивность пропуская через себя токи низкой частоты, «отсеивает» ту часть, которая была пропущена конденсатором. Резистор включён в цепь, для «подавления всплесков» на частотах близких к собственной частоте колебательного контура образованного катушкой и конденсатором. Частота среза такого фильтра опреде-

ляется по формуле 1.2

На рисунке 1.10 представлен график АЧХ фильтра нижних частот 2 порядка при критическом затухании, на рисунке 1.11 затухание подкритическое, а на рисунке 1.12 затухание надкритическое.

	Рисунок 1.10 - Общий вид АЧХ фильтра верхних частот 2 порядка. Затухание критическое $\xi=1$
<u>Всплеск АЧХ</u> 	Рисунок 1.11 - Общий вид АЧХ фильтра верхних частот 2 порядка. Затухание подкритическое $\xi<1$
<u>Прогиб АЧХ</u> 	Рисунок 1.12 - Общий вид АЧХ фильтра верхних частот 2 порядка. Затухание надкритическое $\xi>1$

2. Методика и порядок выполнения работы

2.1 Исследование фильтра нижних частот 1 порядка

Исследование любого фильтра можно свести к теоретическому расчету его параметров: частоты среза, построению графика АЧХ, расчету значений передаточной функции в тех или иных точках (частотах входного сигнала). Основным параметром является частота среза. Также в рамках исследования фильтров построим график АЧХ фильтров. Построение графика АЧХ можно выполнить двумя методами: подключив осциллограф, подавая на вход фильтра сигналы с разными частотами (самый простой и эффективный способ – подавать частоты, являющиеся степенями числа 10), затем снимать амплитуду сигнала на входе и на выходе фильтра. Потом находим отношение амплитуд и наносим на координатную плоскость. Значения лучше рассчитывать по следующей формуле: $a = -20 \lg \left(\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \right)$. В этом случае результат также будет представлен в логарифмической шкале, а размерностью значений будут Децибелы.

Однако путь это достаточно сложный и долгий, поэтому мы выберем автоматизированный вариант исследования АЧХ. Для этого в программе предусмотрен прибор “Bode plotter”. Он позволяет автоматически производить анализ и строить график АЧХ.

Итак, вернёмся к схеме на рисунке 2.1.

Теперь предположим, что нам нужно рассчитать номиналы элементов для фильтра, чтобы частота среза этого фильтра была равна 52 кГц.

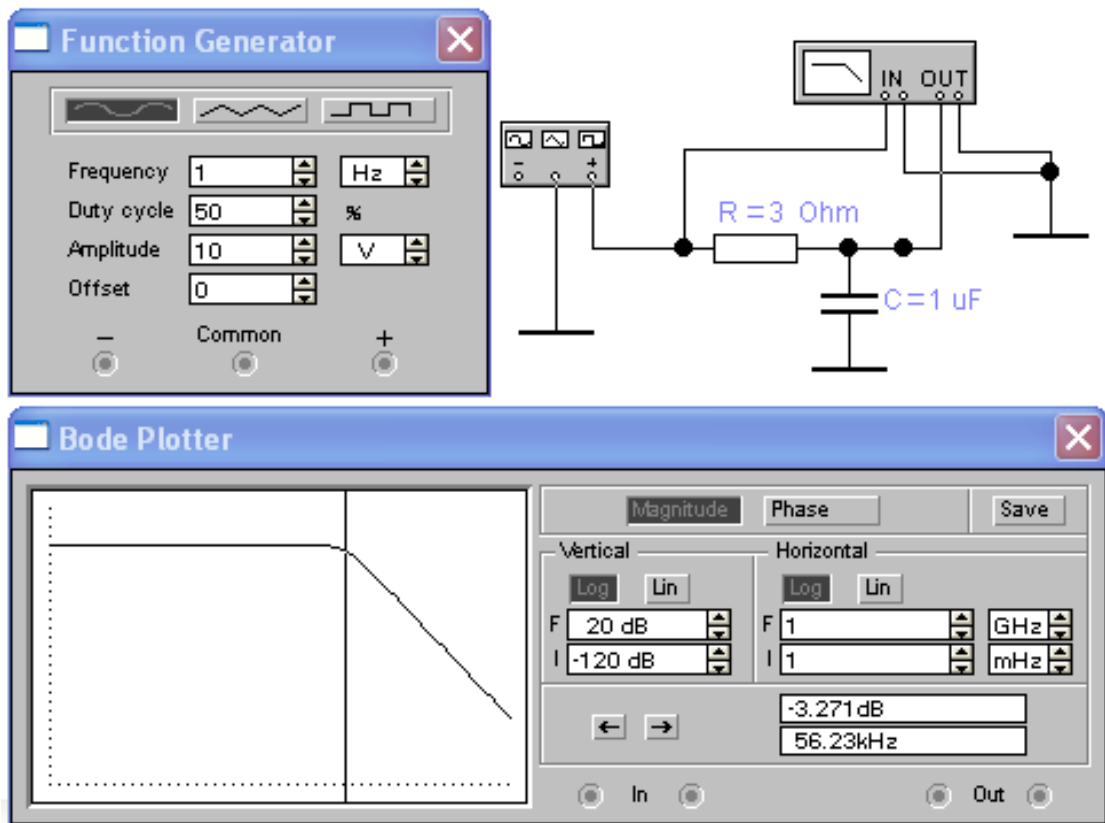


Рисунок 2.1 – Схема исследования аналогового фильтра нижних частот 1 порядка.

Теперь воспользуемся формулой 1.1 и выразим из неё произведение номиналов элементов фильтра.

$$R * C = \frac{1}{2 * \pi * f_c}.$$

Теперь зафиксируем ёмкость конденсатора на 1 мкФ (в рамках данной работы это допустимо, однако в реальных ситуациях нужно исходить из того какие конденсаторы есть в наличии и какие выпускаются промышленностью и выбирать из их числа). Теперь выразим отсюда сопротивление резистора.

$$R = \frac{1}{2 * \pi * f_c * C}.$$

Теперь подставим величины и произведём расчеты.

$$R = \frac{1}{2 * \pi * 52000 * 10^{-6}} = \frac{1}{104000 * \pi * 10^{-6}} = \frac{1}{0,32672} = 3,0607 \text{ Ом}$$

Таким образом сопротивление резистора равно 3 Ом.

Практически было получено значение 56 кГц, однако измерять значение

частоты среза нужно в точке, где значение АЧХ равно –е Дб то есть -2,71828 Дб, но точность моделирования не позволяет установить визирную линейку в нужную точку, этим можно объяснить погрешность оценки частоты среза.

2.2 Исследование фильтра верхних частот 1 порядка

Принцип исследования аналогичен исследованию фильтра нижних частот. Соберём схему, изображённую на рисунке 2.2.

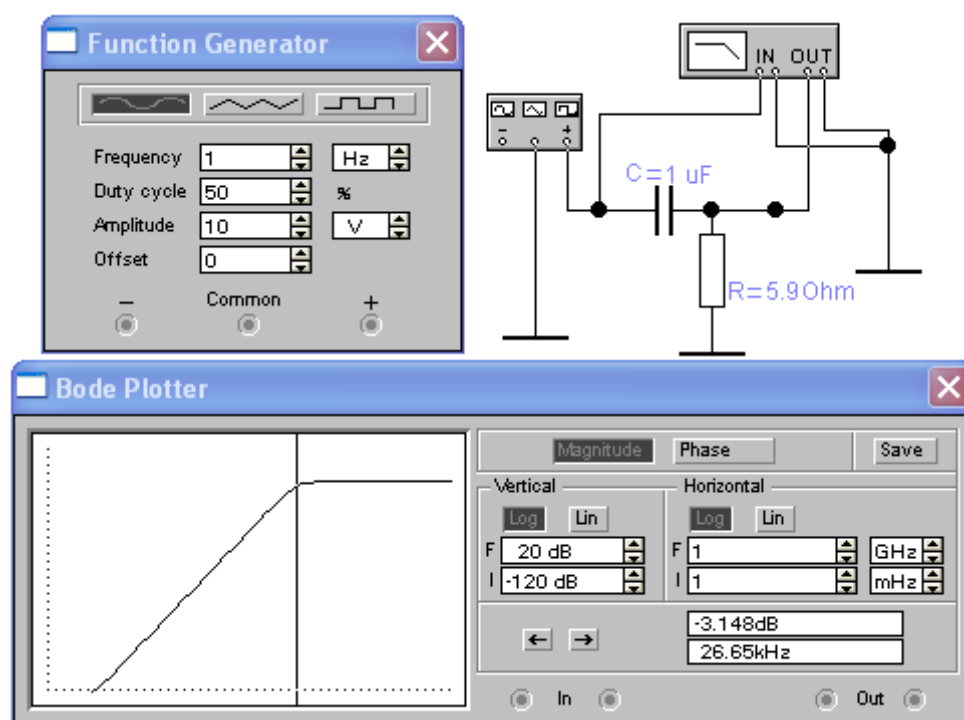


Рисунок 2.2 – Схема исследования аналогового фильтра верхних частот 1 порядка.

Теперь рассчитаем номиналы элементов для частоты среза равной 27 кГц. Выразим из формулы 1.1 произведение номиналов элементов.

$$R * C = \frac{1}{2 * \pi * f_c}$$

Теперь зафиксируем ёмкость конденсатора на 1 мкФ (в рамках данной работы это допустимо, однако в реальных ситуациях нужно исходить из того какие конденсаторы есть в наличии и какие выпускаются промышленностью и выбирать

из их числа). Теперь выразим отсюда сопротивление резистора.

$$R = \frac{1}{2 * \pi * f_c * C}$$

Теперь подставим величины и произведём расчеты.

$$R = \frac{1}{2 * \pi * 27000 * 10^{-6}} = \frac{1}{54000 * \pi * 10^{-6}} = \frac{1}{0,16964} = 5,894 \text{ Ом}$$

Таким образом, сопротивление резистора равно 5,894 Ом.

Практически было получено значение 26 кГц, однако измерять значение частоты среза нужно в точке, где значение АЧХ равно –е Дб то есть -2,71828 Дб, но точность моделирования не позволяет установить визирную линейку в нужную точку, этим можно объяснить погрешность оценки частоты среза.

2.3 Исследование фильтра нижних частот 2 порядка

Рассчитаем номиналы элементов для частоты среза 15 кГц. Для этого из формулы 1.2 выразим произведение элементов L и C.

$$L = \frac{1}{4 * \pi^2 * f_c^2 * C}$$

Аналогично двум предыдущим фильтрам зафиксируем ёмкость конденсатора на 1 мкФ. И произведём расчет для индуктивности катушки.

$$L = \frac{1}{4 * 15000^2 * \pi^2 * 10^{-6}} = \frac{1}{4441} = 1,125 * 10^{-4} \text{ Гн.} = 112,5 \text{ мкГн}$$

Воспользуемся формулой 1.3 для расчета условия критического затухания сигнала.

$$R = \frac{2 * \sqrt{L}}{\sqrt{C}} = \frac{2 * \sqrt{0,0001125}}{\sqrt{10^{-6}}} \approx 21 \text{ Ом.}$$

При R=21 Ом наблюдается критическое затухание, при R>21 затухание становится надкритическим, а при R<21 оно становится подкритическим.

На рисунке 2.4 представлен график АЧХ фильтра нижних частот 2 порядка при критическом затухании, на рисунке 2.5 затухание подкритическом, а на ри-

сунке 2.6 затухание надкритическое.

На рисунках 2.5 и 2.6 визирными линейками отмечены точки, в которых появляются всплески АЧХ.

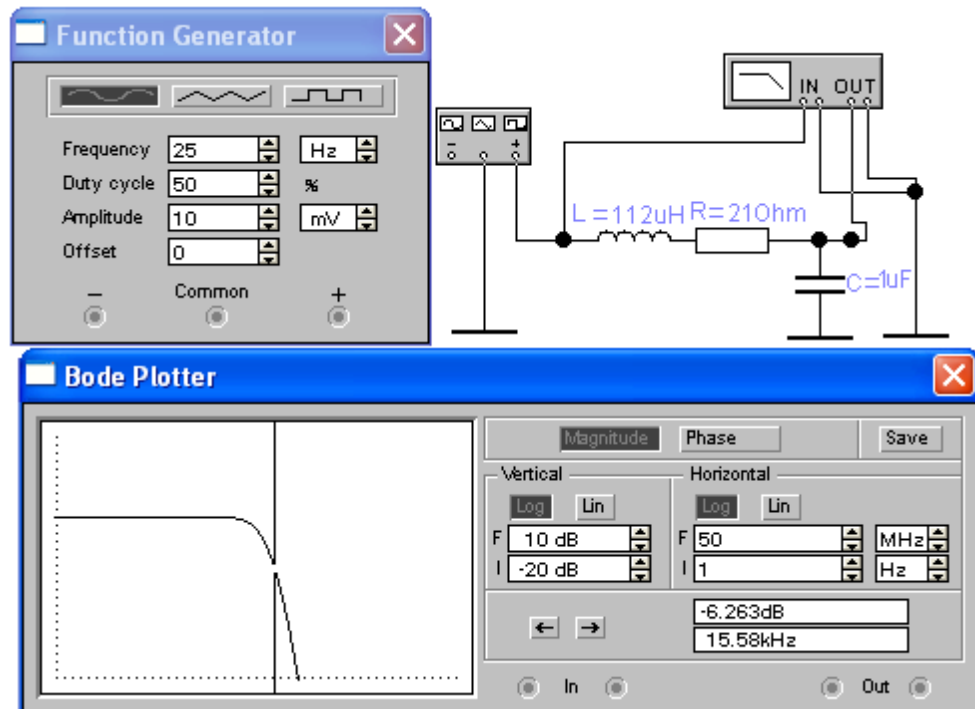


Рисунок 2.4 – Общий вид АЧХ аналогового фильтра нижних частот 2 порядка. Затухание критическое

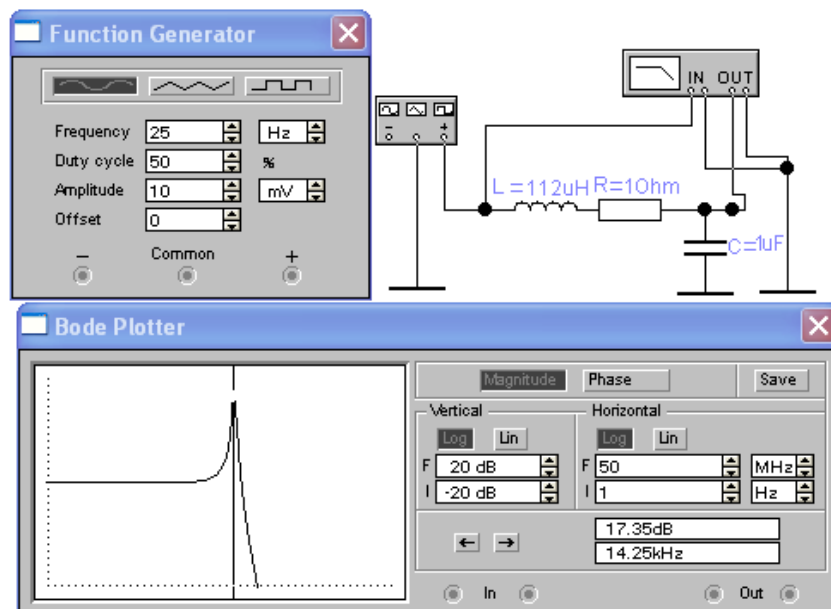


Рисунок 2.5 – Общий вид АЧХ аналогового фильтра нижних частот 2 порядка. Затухание подкритическое

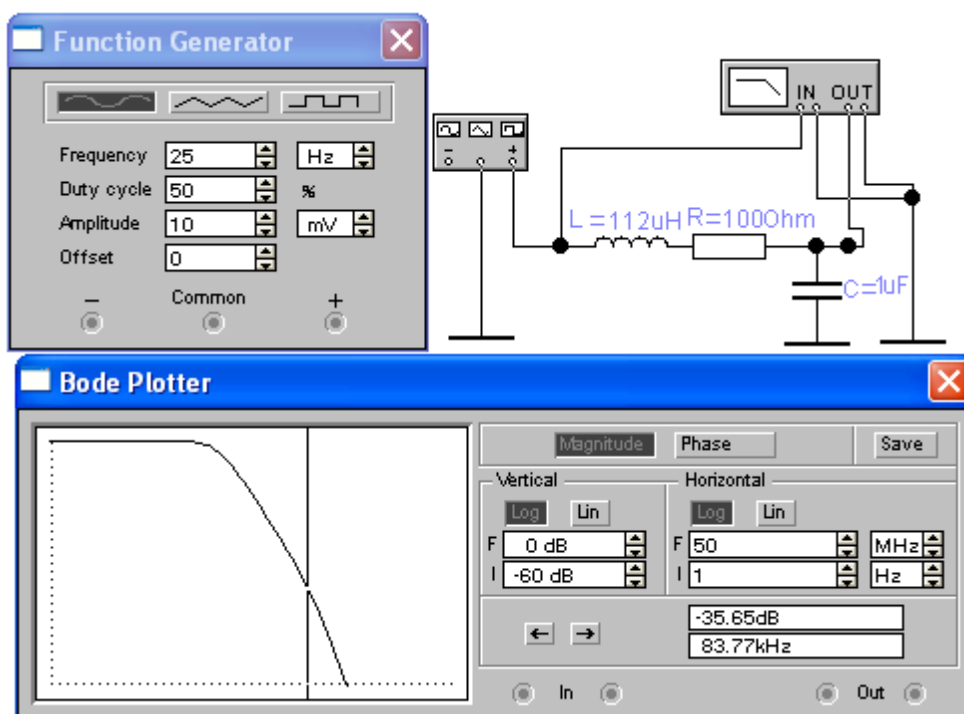


Рисунок 2.6 – Общий вид АЧХ аналогового фильтра нижних частот 2 порядка. Затухание надкритическое

2.4 Исследование фильтра верхних частот 2 порядка

Рассчитаем номиналы элементов для частоты среза 15 кГц. Для этого из формулы 1.2 выразим произведение элементов L и C.

$$L = \frac{1}{2^2 * \pi^2 * f_c^2 * C}$$

Аналогично двум предыдущим фильтрам зафиксируем ёмкость конденсатора на 1 мкФ. И произведём расчет для индуктивности катушки.

$$L = \frac{1}{4 * 15000^2 * \pi^2 * 10^{-6}} = \frac{1}{4441} = 1,125 * 10^{-4} \text{ Гн} = 112,5 \text{ мкГн}$$

Воспользуемся формулой 1.3 для расчета условия критического затухания сигнала.

$$R = \frac{2 * \sqrt{L}}{\sqrt{C}}$$

$$R = \frac{2 * \sqrt{0,0001125}}{\sqrt{10^{-6}}} \approx 21 \text{ Ом}$$

При $R=21 \text{ Ом}$ наблюдается критическое затухание, при $R>21$ затухание становится надкритическим, а при $R<21$ оно становится подкритическим.

На рисунке 2.4 представлен график АЧХ фильтра нижних частот 2 порядка при критическом затухании, на рисунке 2.5 затухание подкритическом, а на рисунке 2.6 затухание надкритическое.

На рисунках 2.5 и 2.6 визирными линейками отмечены точки, в которых появляются всплески АЧХ.

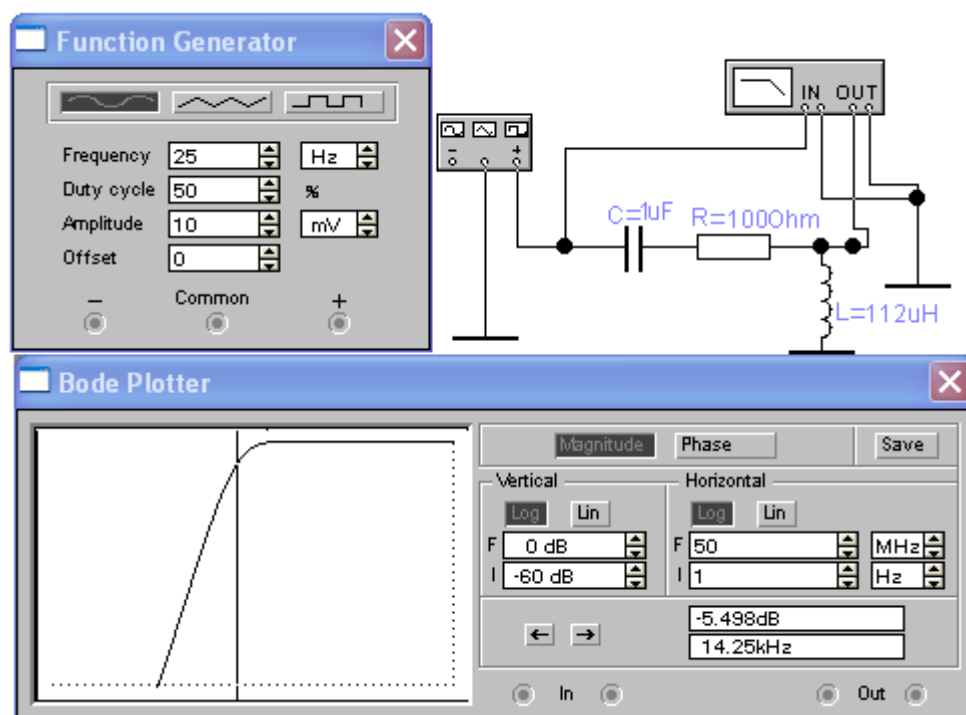


Рисунок 2.7 – Общий вид АЧХ аналогового фильтра нижних частот 2 порядка. Затухание критическое

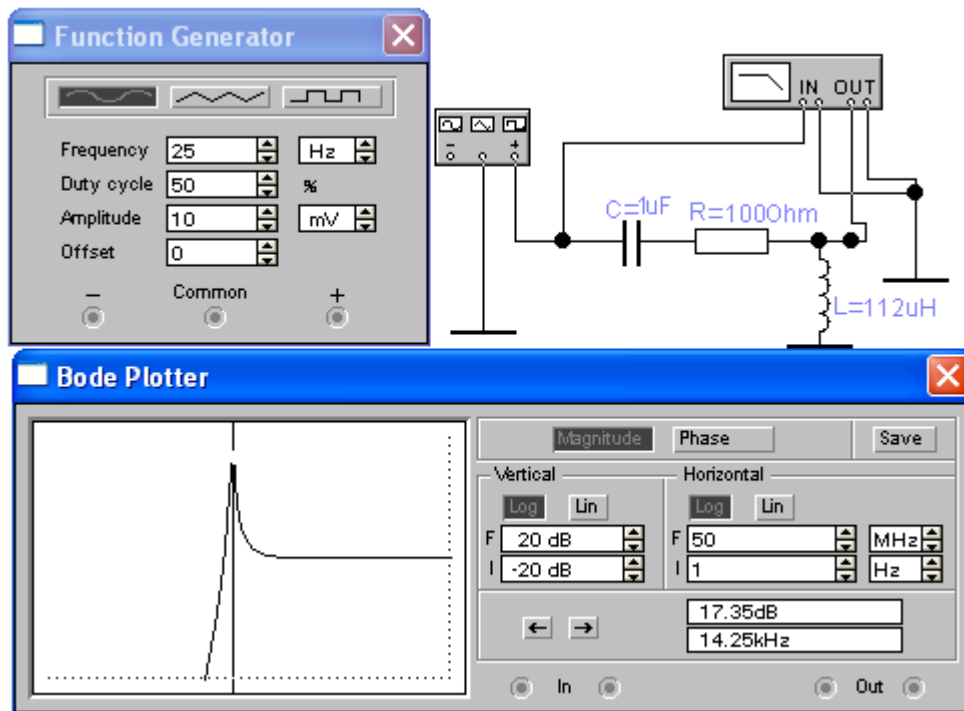


Рисунок 2.8 – Общий вид АЧХ аналогового фильтра нижних частот 2 порядка. Затухание подкритическое

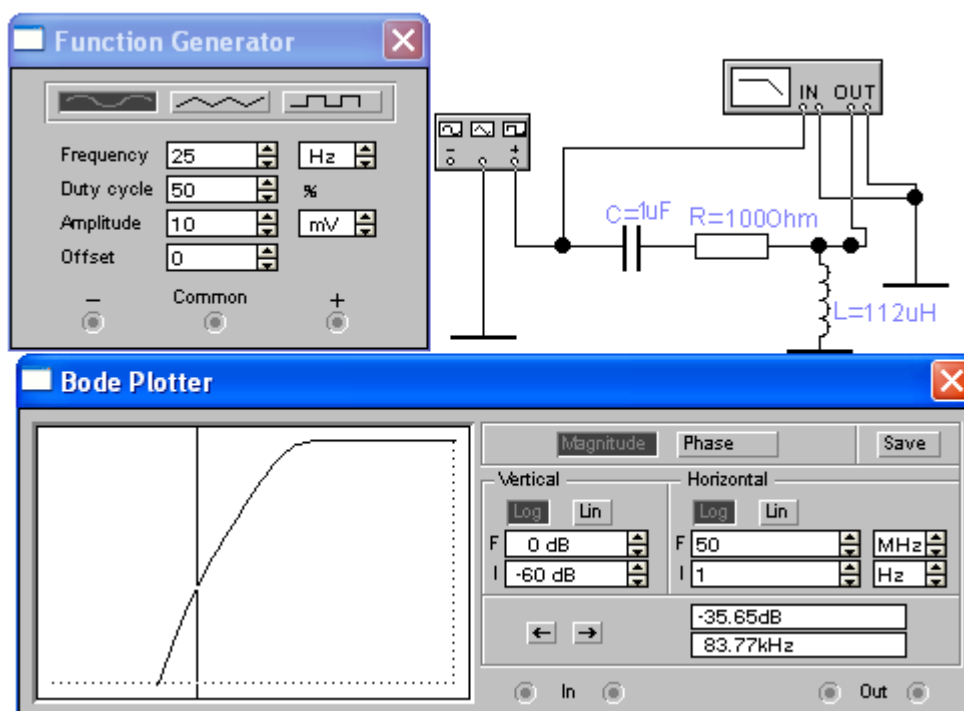


Рисунок 2.9 – Общий вид АЧХ аналогового фильтра нижних частот 2 порядка. Затухание надкритическое

3. Задания для самостоятельного выполнения

В соответствии с номером по журналу собрать схемы, приведённые в таблице 1. Частота среза для всех вариантов определяется по формуле:

$$f_c = (N * 15 \pmod{7}) \text{ кГц},$$

где N – порядковый номер студента по журналу,

mod – операция взятия остатка от деления.

Для фильтров второго порядка тип T затухания определяется по формуле:

$$T = N \pmod{3}.$$

Если результат равен 0 то затухание критическое, если равен 1 то подкритическое, при остатке равном 2 затухание сделать надкритическим.

Таблица 1

Вариант	Схема 1			Схема 2			
1	2.1	R вычисляется по формуле	C=1 мкФ	2.4	R вычисляется по формуле	C=1 мкФ	L вычисляется по формуле
2	2.1		C=2 мкФ	2.7		C=2 мкФ	
3	2.2		C=1 мкФ	2.4		C=3 мкФ	
4	2.2		C=2 мкФ	2.7		C=4 мкФ	
5	2.1		C=3 мкФ	2.4		C=5 мкФ	
6	2.1		C=5 мкФ	2.7		C=6 мкФ	
7	2.2		C=3 мкФ	2.4		C=7 мкФ	
8	2.2		C=5 мкФ	2.7		C=8 мкФ	
9	2.1		C=1 мкФ	2.7		C=9 мкФ	
10	2.2		C=1 мкФ	2.4		C=10 мкФ	

Для схемы 1

$$R * C = \frac{1}{2 * \pi * f_c}$$

Для схемы 2

$$L = \frac{1}{2^2 * \pi^2 * f_c^2 * C} R = \frac{2 * \sqrt{L}}{\sqrt{C}}$$

Практическое занятие № 3

ИССЛЕДОВАНИЕ АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ

Цель работы:

Экспериментальное исследование активных биквадов как звеньев электрических фильтров.

Содержание:

Исследовать влияние параметров схемы на частотные свойства звена

- 1) фильтра нижних частот (ФНЧ) первого порядка;
- 2) фильтра верхних частот (ФВЧ) первого порядка;
- 3) фильтра нижних частот (ФНЧ) второго порядка;
- 4) фильтра верхних частот (ФВЧ) второго порядка.

Описание схемы исследований

Для исследования свойств активных биквадов (активных звеньев первого и второго порядка) используются 4 вида фильтров - модели М-151, М-152, М-153, М-154 (рис. 1, 2, 3, 4), реализованные , в которых содержатся операционные усилители, наборы резисторов и конденсаторов, измеритель АЧХ для наблюдения за формой АЧХ (Бод-плоттер) и функциональные генераторы с амплитудой $U = 1$ В и частотой $f = 5$ Гц.

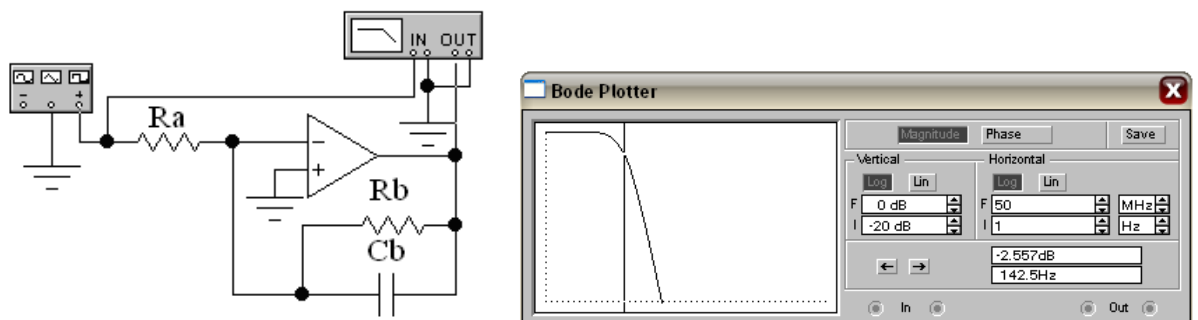


Рисунок 1 – Модель исследования М-151, реализующая ФНЧ первого порядка и его АЧХ

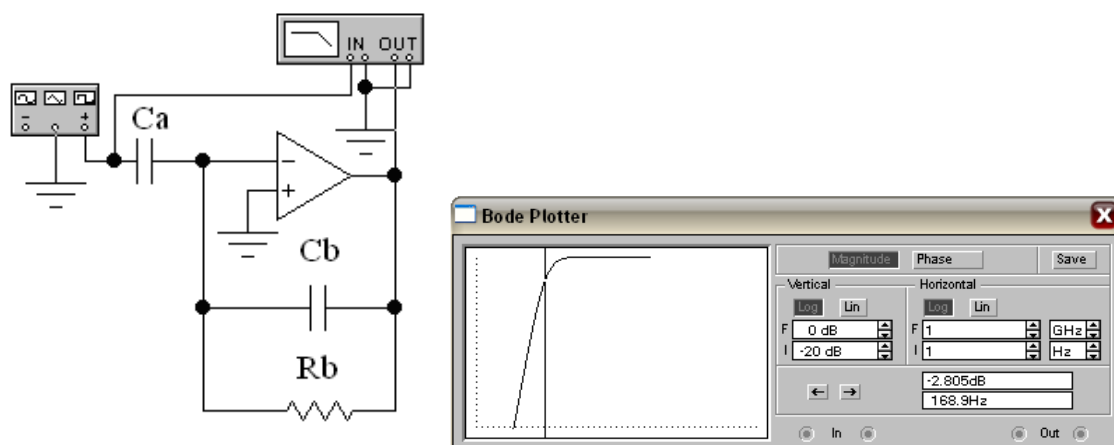


Рисунок 2 – Модель исследования М-152, реализующая ФВЧ первого порядка и его АЧХ

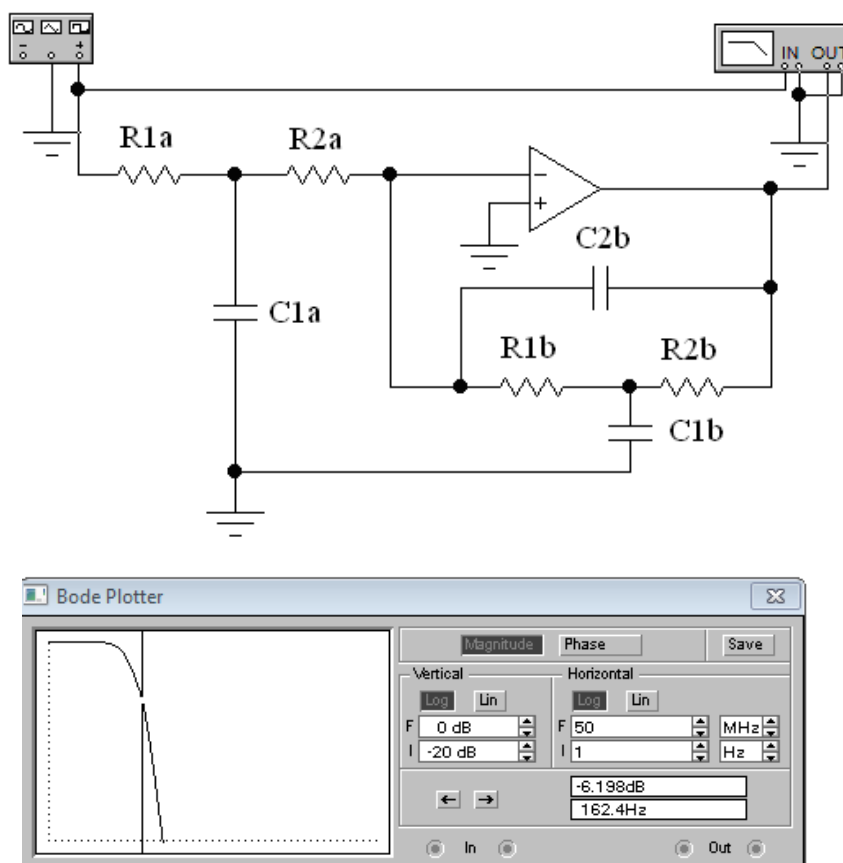


Рисунок 3 – Модель исследования М-153, реализующая ФНЧ второго порядка и его АЧХ

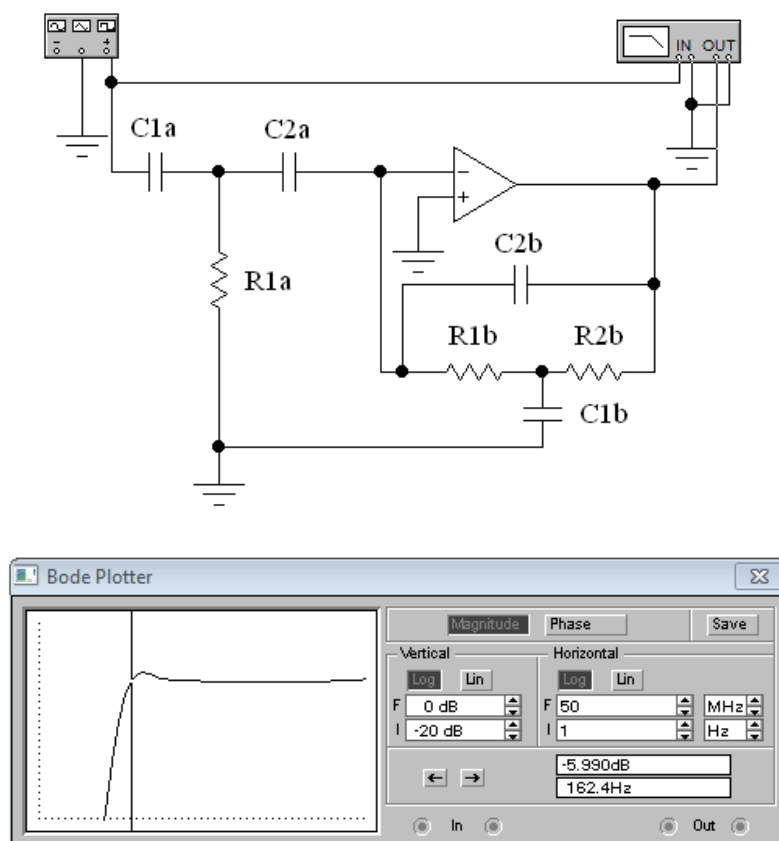


Рисунок 4 – Модель исследования М-154, реализующая ФВЧ второго порядка

Теоретическое обоснование

Активный фильтр представляет собой четырехполюсник, содержащий пассивные RC-цепи и активные элементы: транзисторы, электронные лампы или операционные усилители.

В отличие от пассивных, активные фильтры обеспечивают более качественное разделение полос пропускания и затухания. В них сравнительно просто можно регулировать неравномерности частотной характеристики в области пропускания и затухания, не предъявляясь жестких требований к согласованию нагрузки с фильтром.

По полосе пропускаемых частот фильтры делятся на четыре основные группы:

- нижних частот;
- верхних частот;

- полосовые;
- заграждающие.

Фильтры нижних частот пропускают сигналы от постоянного напряжения до некоторой предельной частоты, называемой частотой среза фильтра. Фильтры верхних частот, наоборот, пропускают сигналы, начиная с частоты среза и выше. Полосовые фильтры пропускают сигналы в некоторой полосе частот от f_1 , до f_2 , а заграждающие фильтры имеют характеристику, противоположную полосовым, и пропускают сигналы с частотой ниже f_1 и выше f_2 . Как полосовые, так и заграждающие фильтры могут иметь гребенчатую частотную характеристику, в которой будет несколько полос пропускания и затухания.

В данной лабораторной работе мы рассмотрим исследование активных би-квадов как звеньев электрических фильтров на примере ФНЧ и ФВЧ.

Фильтр нижних частот (ФНЧ) с одноконтурной обратной связью

В зависимости от числа полюсов в передаточной характеристике ФНЧ делят на однополюсные (первого порядка), двухполюсные (второго порядка) и многополюсные (высокого порядка).

В схеме М-151 (ФНЧ первого порядка) четырехполюсник А выполнен на одном сопротивлении R_a , а четырехполюсник В содержит параллельно соединенные элементы R_b и C_b . Передаточная проводимость четырехполюсника А имеет значение $Y_{21a} = -g_a$, а четырехполюсника В — значение $Y_{21b} = -(g_b + j \cdot \omega \cdot C_b)$.

Коэффициент передачи ФНЧ по напряжению

$$K_u = \frac{Y_{21a}}{Y_{21b}} = -\frac{g_a}{g_b + j \cdot \omega \cdot C_b} = -\frac{K_0 \cdot \omega_c}{j\omega + \omega_c}$$

где $K_0 = \frac{g_a}{g_b}$ — коэффициент передачи фильтра на постоянном напряже-

нии, g — проводимость $g = 1/R$;

$$\omega_c = \frac{g_b}{C_b} \text{ — частота среза фильтра, } \omega_c = 2\pi \cdot f_c, \quad f_c = \omega_c / 2\pi.$$

Модуль передаточной функции фильтра на синусоидальном сигнале равен

$$|K_u| = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_c^2}}},$$

а по его графику видно, что на частоте среза фильтр вносит затухание, равное -2,71 дБ.

Коэффициент передачи ФНЧ второго порядка (схема М-153) в общем случае определяется выражением

$$K_u = \frac{K_0 \cdot \omega_c^2}{p^2 + \alpha \cdot \omega_c \cdot p + \omega_c^2}$$

где K_0 — коэффициент передачи фильтра на постоянном напряжении, ω_c — частота среза фильтра, $\alpha = Q^{-1}$ — затухание фильтра, Q — его добротность. Это выражение имеет два полюса

$$p_{1,2} = -\frac{\alpha \cdot \omega_c}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{\alpha \cdot \omega_c}{2}\right)^2 - \omega_c^2}$$

откуда следует, что при $\alpha < 2$ полюсы коэффициента передачи будут комплексно-сопряженными, а при $\alpha > 2$ — вещественными. При $\alpha \rightarrow 0$ добротность $Q \rightarrow \infty$ и фильтр будет возбуждаться на частоте ω_c .

Частота среза фильтра определяется выражением:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{r_{1b} \cdot r_{2b} \cdot C_{1b} \cdot C_{2b}}}$$

$$\omega_c = 2\pi \cdot f_c$$

$$f_c = \omega_c / 2\pi$$

Коэффициент передачи на высокой частоте:

$$K_0 = \frac{r_{1b} + r_{2b}}{r_{1a} + r_{2b}}$$

$$h = -20 \cdot \lg K_0$$

Добротность фильтра:

$$Q = \alpha^{-1} = \frac{1}{\sqrt{\frac{C_{2b}}{C_{1b}} \cdot \frac{(r_{1b} + r_{2b})^2}{r_{1b} \cdot r_{2b}}}},$$

где $\alpha = Q^{-1}$ – затухание фильтра.

Фильтр верхних частот (ФВЧ) с одноконтурной обратной.

В зависимости от числа полюсов в передаточной характеристике ФВЧ делят на однополюсные (первого порядка) и двухполюсные (второго порядка). В схеме М-152 (ФВЧ первого порядка) изменен только четырехполюсник А, в котором сопротивление R_a заменено емкостью C_a . Передаточные проводимости пассивных четырехполюсников имеют значения $Y_{21a} = -j \cdot \omega \cdot C_a$; $Y_{21b} = -(g_b + j \cdot \omega \cdot C_b)$

Коэффициент передачи фильтра определяется по формуле

$$K_u = \frac{Y_{21a}}{Y_{21b}} = -\frac{j \cdot \omega \cdot C_a}{g_b + j \cdot \omega \cdot C_b} = -\frac{j \cdot \omega \cdot K_0}{\omega_c + j \cdot \omega} \quad |K_u| = \frac{\omega \cdot K_0}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega^2}}$$

где $K_0 = \frac{C_a}{C_b}$ — коэффициент передачи фильтра на бесконечно высокой ча-

стоте ($\omega \rightarrow \infty$) $\omega_c = \frac{1}{R_b \cdot C_b}$ — частота среза фильтра, $\omega_c = 2\pi \cdot f_c$, $f_c = \omega_c / 2\pi$

На графике амплитудно-частотной характеристики на частоте среза фильтр вносит затухание, равное -2,71 дБ.

В схеме М-154 (ФВЧ второго порядка) частота среза определяется выражением:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{r_{1b} \cdot r_{2b} \cdot C_{1b} \cdot C_{2b}}}.$$

$$\omega_c = 2\pi \cdot f_c ;$$

$$f_c = \omega_c / 2\pi ;$$

Коэффициент передачи на высокой частоте:

$$K_0 = \frac{C_{1a} \cdot C_{2a}}{C_{2b}(C_{1a} + C_{2a})}.$$

$$h = -20 \lg K_0.$$

Добротность фильтра:

$$Q = \alpha^{-1} = \frac{1}{\sqrt{\frac{C_{2b}}{C_{1b}} \cdot \frac{(r_{1b} + r_{2b})^2}{r_{1b} \cdot r_{2b}}}},$$

где $\alpha = Q^{-1}$ – затухание фильтра.

Приведем пример расчета основных показателей активных фильтров (ФВЧ второго порядка). Параметры: $R_{1a} = 1$ кОм, $R_{2a} = 1$ кОм, $R_{1b} = 1$ кОм, R_{2b} , кОм, $C_{1a} = 1$ мкФ, $C_{2a} = 1$ мкФ, $C_{1b} = 1$ мкФ, $C_{2b} = 1$ мкФ.

Частота среза определяется выражением:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{R_{1b} \cdot R_{2b} \cdot C_{1b} \cdot C_{2b}}}.$$

Для указанных на схеме номиналов получаем:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{10^3 \cdot 10^3 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-6}}} = 10^3;$$

$$\omega_c = 2\pi f_c;$$

$$f_c = \omega_c / 2\pi;$$

$$f_c = 10^3 / 2\pi = 159 \text{ Гц}.$$

Коэффициент передачи на высокой частоте:

$$K_0 = \frac{C_{1a} \cdot C_{2a}}{C_{2b} (C_{1a} + C_{2a})}.$$

Для указанных на схеме номиналов получаем:

$$K_0 = \frac{10^{-6} \cdot 10^{-6}}{10^{-6} (10^{-6} + 10^{-6})} = \frac{1}{2};$$

$$h = -20 \lg K_0 = -20 \lg \frac{1}{2} = 6.$$

На графике АЧХ (рис.4) на уровне приблизительно равном -6 дБ (h), частота

среза равна 162,4 Гц (fc). Расчетные данные совпадают с экспериментальными, с небольшой погрешностью.

Добротность фильтра:

$$Q = \alpha^{-1} = \frac{1}{\sqrt{\frac{C_{2b}}{C_{1b}} \cdot \frac{(r_{1b} + r_{2b})^2}{r_{1b} \cdot r_{2b}}}}, \quad Q = \alpha^{-1} = \frac{1}{\sqrt{\frac{10^{-6}}{10^{-6}} \cdot \frac{(10^3 + 10^3)^2}{10^3 \cdot 10^3}}} = \frac{1}{2}$$

где $\alpha = Q^{-1}$ – затухание фильтра.

Варианты заданий для предварительного расчета и исследований:

Вариант:	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
R_{1a} , Ом	200	250	300	350	400	100	150	200	250	300
R_{2a} , кОм	1,0	1,2	1,4	1,5	1,6	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9
R_{1b} , Ом	300	250	200	150	100	400	350	300	250	200
R_{2b} , кОм	0,8	0,9	1,0	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7
C_{1a} , мкФ	1,0	0,8	0,6	0,5	0,4	1,5	1,4	1,3	1,2	1,1
C_{2a} , мкФ	1,4	1,6	1,8	2,0	2,1	2,2	2,3	2,4	2,5	2,6
C_{1b} , мкФ	1,0	0,8	0,6	0,5	0,4	1,5	1,4	1,3	1,2	1,1
C_{2b} , мкФ	1,4	1,6	1,8	2,0	2,1	2,2	2,3	2,4	2,5	2,6

Методика и порядок выполнения работы

Методика:

Для заданного варианта исходных данных определить частоту максимума АЧХ, полосу пропускания и добротность звеньев.

Таблица 1

	ФНЧ 1 пор.	ФВЧ 1 пор.	ФНЧ 2 пор.	ФВЧ 2 пор.
--	------------	------------	------------	------------

Частота f , Гц	Расчетн.				
	Эксперим.				
Полоса Δf_n , Гц	Расчетн.				
	Эксперим.				
Добротность Q	Расчетн.				
	Эксперим.				

Порядок выполнения работы:

а) Установить модель М-151 . Установить заданные параметры элементов схемы исследований.

Включить и через несколько секунд выключить работу схемы. По полученной на экране АЧХ определить частоту f_c .

б) Установить модель М-152 . Установить заданные параметры элементов схемы исследований.

Повторить действия пункта а).

в) Установить модель М-153 . Установить заданные параметры элементов схемы исследований.

Включить и через несколько секунд выключить работу схемы. По полученной на экране АЧХ определить частоту f_c и ширину полосы пропускания Δf_n . Вычислить экспериментальное значение добротности. Результаты занести в таблицу 1.

Полоса пропускания АЧХ определяется на уровне 0,707 и равна

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q}$$

с) Установить модель М-154 . Установить заданные параметры элементов схемы исследований.

Повторить действия пункта в).

Контрольные вопросы:

1. Для чего служат фильтры?
2. Как классифицируются фильтры в зависимости от диапазона пропускаемых частот?
3. Как можно улучшить характеристики фильтра?
4. Перечислить основные узлы и их назначение в схеме исследований.

Практическое занятие № 4

Исследование линейных САУ

Цель: Научиться теоретически и экспериментально исследовать устройства обработки аналоговых сигналов на базе ОУ.

Учебные вопросы

1. Теоретическое обоснование
 - 1.1 Коэффициент перерегулирования
 - 1.2 Коэффициент затухания амплитуд
 - 1.3 Передаточная функция САУ
2. Методика и порядок выполнения работы
 - 2.1 Измерения входных и выходных сигналов
 - 2.2 Построение графиков параметров САУ
 - 2.3 Расчёт времени на завершение переходного процесса
3. Варианты заданий для самостоятельного выполнения

1. Теоретическое обоснование

Рассмотрим некоторые показатели качества САУ.

1.1 Коэффициент перерегулирования

Коэффициент перерегулирования – величина, показывающая относительную погрешность максимального значения выданного САУ относительно значения на котором она стабилизировалась. Эта величина также показывает разброс выходного сигнала САУ.

Значение коэффициента перерегулирования задаётся формулой (1.1).

$$\sigma = \left| \frac{y_{\max} - y_{\text{уст}}}{y_{\text{уст}}} \right| * 100\% \quad (1.1)$$

где: - $y_{\text{уст}}$ — установившееся значение регулируемой величины;

- $y_{\max}$ — максимальное значение регулируемой величины.

При приближении $\sigma \rightarrow 100\%$ система выходит на колебательную границу устойчивости. Склонность САУ к колебаниям наблюдается при наличии в решении характеристического уравнения комплексных корней $(\alpha \pm j\beta)$ и может быть охарактеризована колебательностью

$$\mu = \frac{\beta}{\alpha}$$

Тогда регулируемую величину можно записать в виде

$$y(t) = y_{\text{уст}} [1 - A e^{-\alpha t} \sin (\beta t + \varphi)],$$

где - A, φ - амплитуда и фаза процесса в начальный момент времени.

период колебаний вычисляется как

$$T_n = \frac{2\pi}{\beta}$$

1.2 Коэффициент затухания амплитуд

Это величина, показывающая, на сколько процентов амплитуда следующего колебания меньше предыдущего. Через этот параметр можно рассчитать время в течение которого система стабилизируется, а это говорит о том, на сколько система быстродействующая, также глядя на этот параметр можно сказать является ли система устойчивой. Он определяется через отношение разности амплитуд первых соседних колебаний к амплитуде первого колебания. То есть, задаётся формулой (1.2).

$$\xi = \frac{(A_1 - A_2)}{A_1} = 1 - \frac{A_2}{A_1} \quad (1.2)$$

Параметр ξ позволяет определить, устойчива ли система. Если он равен 0, то система будет колебаться до бесконечности, однако на практике такого не бы-

вает. Если он отрицателен, то амплитуда колебаний будет только нарастать и установившееся значение не будет достигнуто ни когда. Если параметр больше 0, то установившееся значение будет достигнуто в течение конечного времени, но оно может быть очень велико.

После преобразований получим:

$$\xi = 1 - e^{-\frac{2\pi}{\mu}}.$$

Откуда:

$$\mu = -\frac{2\pi}{\ln(1-\xi)}.$$

Быстродействие системы определяется, например, временем, когда $\frac{A_i - A_{i+1}}{A_i}$ не будет превышать 0,05. Этот вопрос подробно будет рассмотрен в следующей лабораторной работе.

2.3 Передаточная функция САУ

Передаточная функция апериодического звена 1-го порядка представима в виде выражения вида:

$$W = \frac{k}{1+Tp},$$

где: W – передаточная функция; K – коэффициент усиления;

T – постоянная времени.

Выходной сигнал одного звена служит входным для другого, по этому каждое последующее звено изменяет сигнал изменённый предыдущим, а следовательно оно умножает полученный сигнал на свою передаточную функцию, по этому передаточная функция системы – это произведение передаточных функций отдельных звеньев системы в целом.

Предположим, что система состоит из трёх звеньев, тогда её структурная схема представлена на рисунке 1.1. А передаточная функция определяется формулой (1.3).

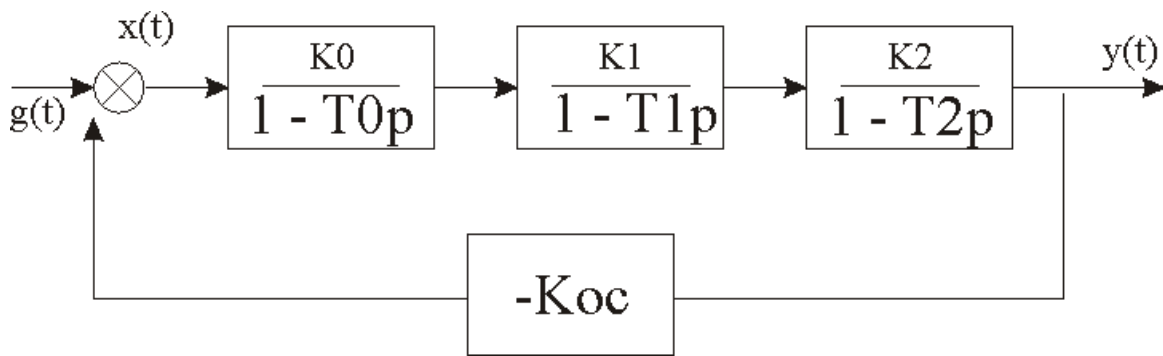


Рисунок 1.1 – Структурная схема трёхзвенной САУ

Передаточная функция такой САУ будет выглядеть следующим образом:

$$W(p) = \frac{K_0 K_1 K_2}{(1 + T_0 p)(1 + T_1 p)(1 + T_2 p) + K_0 K_1 K_2 K_{oc}}$$

2. Методика и порядок выполнения работы

2.1 Измерения входных и выходных сигналов

Соберём схему, изображённую на рисунке 2.1.

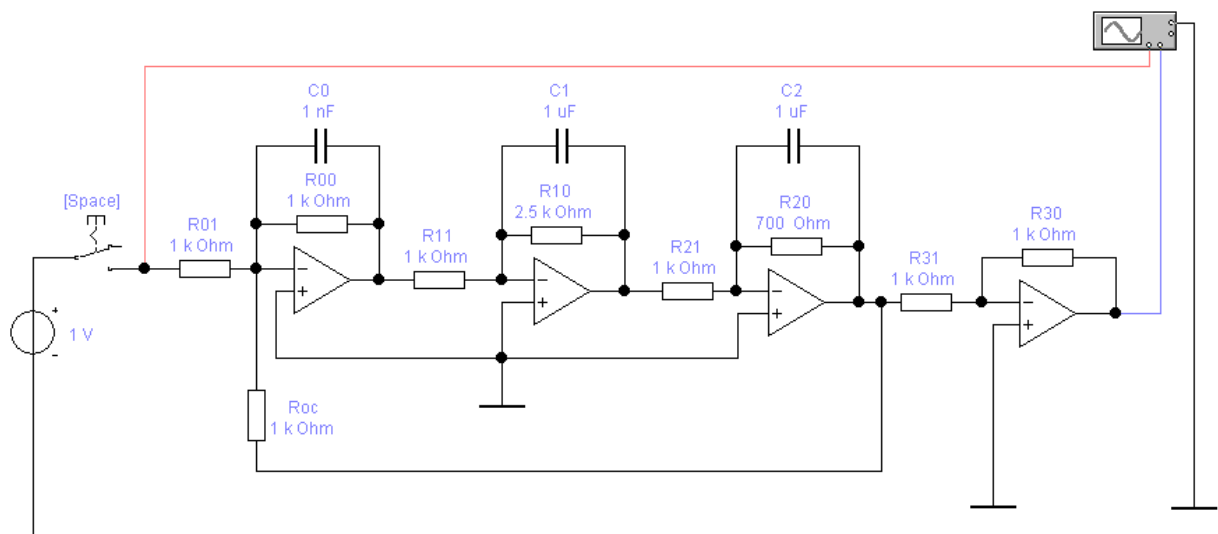


Рисунок 2.1 – Схема исследования трёхзвенной САУ

На рисунке 2.1 изображена САУ состоящая из трёх звеньев. Все они представляют из себя инвертирующие усилители с комплексными коэффициентами

усиления.

Последнее звено – инвертор, с коэффициентом усиления равным -1.

Основным показателем работоспособности САУ является её устойчивость. Если САУ устойчива, то после завершения переходных процессов в САУ её выход стабилизируется на определённом значении. Если САУ неустойчива, то не стабилизируется на определённом значении. Этот процесс может продолжаться до бесконечности. Примером выходного сигнала устойчивой САУ является осциллограмма изображённая на рисунке 2.2. Выход осциллограмма неустойчивой САУ изображена на рисунке 2.3.

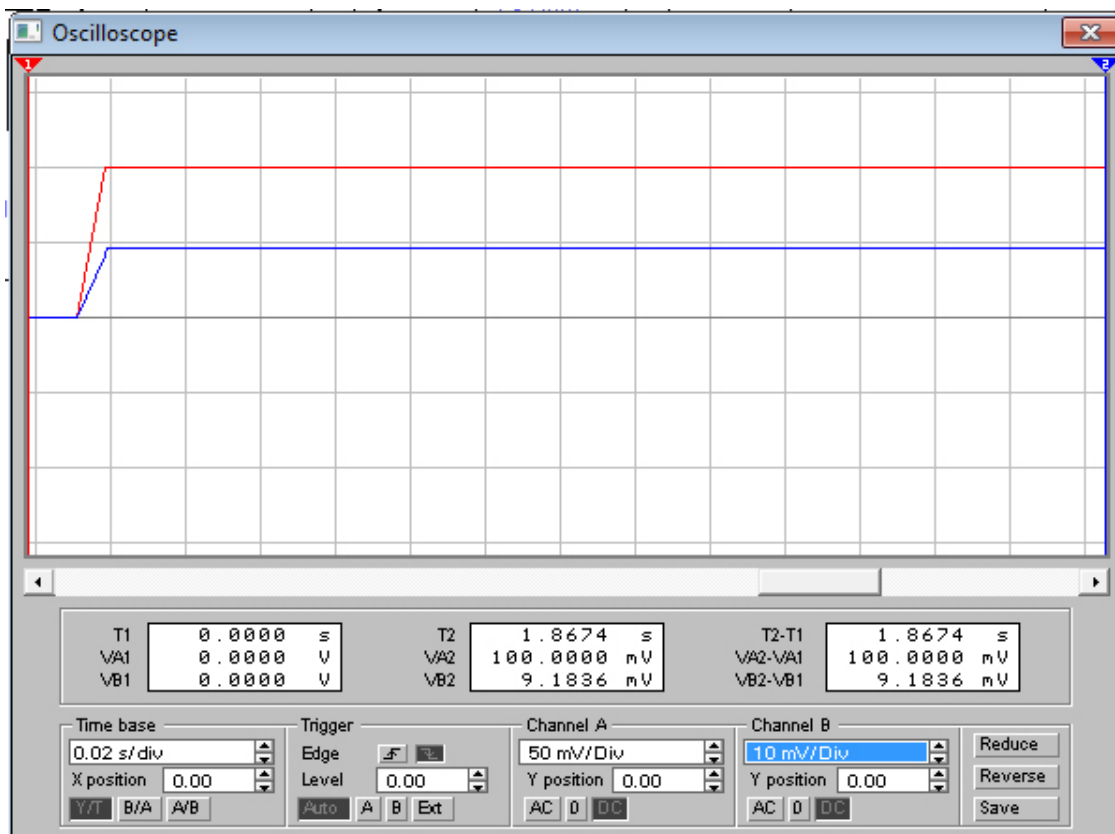


Рисунок 2.2 - Осциллограмма снятая с входа и выхода устойчивой САУ

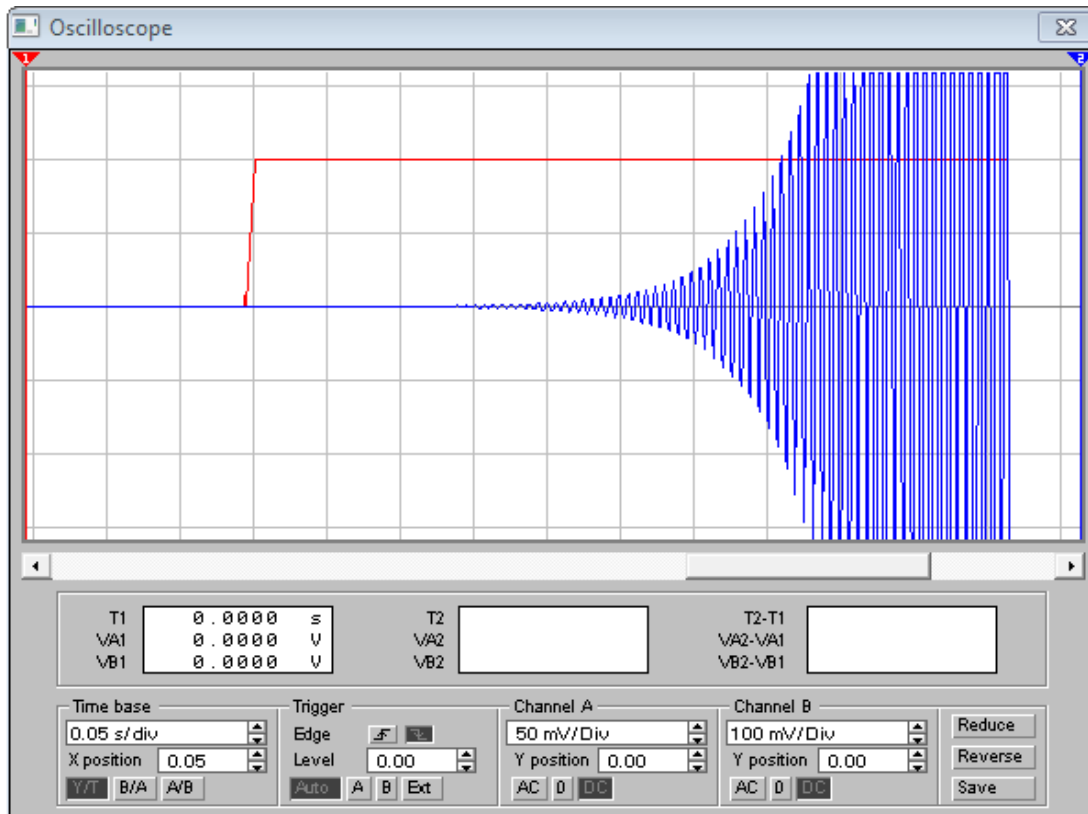


Рисунок 2.3 - Осциллограмма снятая с входа и выхода не устойчивой САУ

В общем случае коэффициенты усиления звеньев будут комплексными, однако в нашем случае, комплексной частью можно пренебречь. Поэтому все коэффициенты будем считать действительными числами.

Для проведения эксперимента зададимся следующими параметрами САУ:

Коэффициенты усиления звеньев: $K_0=1$; $K_1=2,5$; $K_2=0,7$

Постоянные времени: $T_1=T_2=10^{-3}$ С.

Постоянная времени звена САУ рассчитывается по следующей формуле:

$$\tau_i = R_{i1} * C_i$$

Теперь выразим отсюда ёмкость, предположив, что сопротивление резистора нам известна: $C = \frac{T}{R}$

Для простоты построения будем ориентироваться на ёмкости конденсаторов, производимые промышленностью по тому, что резисторы можно сделать любых номиналов, а конденсаторы – проблематично.

Коэффициенты передачи в звеньях, определяются по формуле $K_i = \frac{R_{i0}}{R_{i1}}$.

Здесь уже сложнее – уравнение содержит 2 неизвестных. По этому зафиксируем ёмкость входного резистора звена (R_{i1}) на значении 1 кОм.

Установим следующие номиналы элементов:

$$R01 = 1 \text{ кОм}; R00 = K0 * R01 = 1 * 1000 = 1000 \text{ Ом} = 1 \text{ кОм}.$$

$$R11 = 1 \text{ кОм}; R10 = K1 * R11 = 2,5 * 1000 = 2500 \text{ Ом} = 2,5 \text{ кОм}.$$

$$C1 = \frac{\tau_1}{R_{11}} = \frac{10^{-3}}{1000} = 10^{-6} \text{ Ф} = 1 \text{ мкФ}.$$

$$R21 = 1 \text{ кОм}; R20 = K2 * R21 = 0,7 * 1000 = 700 \text{ Ом}.$$

$$C2 = \frac{\tau_2}{R_{21}} = \frac{10^{-3}}{1000} = 10^{-6} \text{ Ф} = 1 \text{ мкФ}.$$

Номинал конденсатора $C0$ будем менять в процессе проведения эксперимента. Сопротивление резистора в цепи обратной связи системы также будет меняться в процессе проведения эксперимента.

Теперь приступим снятию показаний с системы и расчёту её параметров.

Установим параметры первого звена:

Воспользовавшись формулой (1.1) и формулой (1.2) определим значения коэффициента перерегулирования и коэффициента затухания амплитуд колебаний. При приближении коэффициента перерегулирования к 100% система становится неустойчивой, затем должен произойти «срыв» коэффициента в обратную сторону и система вообще ни когда не остановится в своих колебаниях. Таким образом, исследования будем проводить до появления этого самого «срыва» коэффициента перерегулирования.

Далее уменьшая сопротивление резистора в цепи обратной связи будем снимать показания и каждый раз вычислять. Уменьшение сопротивления происходит до тех пор, пока колебания возникающие в момент коммутации затухают. Как только они приобретают вид приведённый на рисунке, система становится неустойчивой и уменьшение сопротивления прекращаем. После чего увеличиваем ёмкость конденсатора в цепи обратной связи звена №0 САУ и процесс снятия показаний повторяем. Результаты вычислений и измерений приведены в таблице 1.

Таблица 1 - Результаты измерений и вычислений характеристик САУ

R01	R00	C0	Roc	Y _{макс}	Y _{уст}	A2	σ	ξ	T0
1,00E+03	1,00E+03	1,00E-12	100,0	9,89E-03	9,18E-03	9,18E-06	7,6990	99,9071	1,00E-09
			10,0	1,30E-03	9,91E-04	1,08E-06	31,1806	99,9168	
			7,5	1,41E-03	7,44E-04	8,78E-04	89,5161	37,7305	
			5,0	7,80E-04	4,98E-04	4,98E-04	56,6265	36,1538	
			2,0	3,12E-04	2,00E-04	2,65E-04	56,0000	15,0641	
			1,0	1,72E-04	9,90E-05	1,47E-04	73,7374	14,5349	
			0,5	9,13E-05	5,04E-05	7,81E-05	80,92784	14,4203	
			0,1	1,54E-05	1,01E-05	1,44E-05	52,42334	6,8138	
1,00E+03	1,00E+03	1,00E-08	250,0	2,00E-02	2,00E-02	2,00E-02	0,0000	0,0000	1,00E-05
			100,0	9,99E-03	9,18E-03	9,19E-03	8,7880	8,0080	
			50,0	5,84E-03	4,78E-03	4,83E-03	22,1757	17,2945	
			25,0	3,33E-03	2,44E-03	2,59E-03	36,4754	22,2222	
			10,0	1,53E-03	9,91E-04	1,20E-03	54,3895	21,5686	
			5,0	8,45E-04	4,94E-04	7,09E-04	71,0526	16,0947	
			2,5	3,84E-04	2,49E-04	3,69E-04	54,2678	3,8345	
1,00E+03	1,00E+03	1,00E-06	250,0	2,46E-02	2,05E-02	2,46E-02	2,05E-02	0,0000	1,00E-03
			100,0	1,32E-02	9,18E-03	1,05E-02	43,7908	20,5303	
			60,0	1,53E-03	9,91E-04	1,20E-03	54,3895	21,5686	
			40,0	6,58E-03	3,86E-03	6,49E-03	70,4663	1,3678	
			39	6,45E-03	3,79E-03	6,16E-03	70,1847	4,496124	
1,00E+03	1,00E+03	1,00E-05	1000,0	5,49E-02	5,29E-02	5,29E-02	3,6342	3,5068	1,00E-02
			500,0	3,84E-02	3,47E-02	3,47E-02	10,8639	9,7993	
			250,0	2,51E-02	2,05E-02	2,05E-02	22,3764	18,2849	
			100,0	1,31E-02	9,18E-03	1,01E-02	42,2566	22,8985	
			60,0	8,80E-03	5,69E-03	6,86E-03	54,7196	22,0177	
			40,0	6,15E-03	3,85E-03	5,05E-03	59,7352	17,8937	
			20,0	3,59E-03	1,96E-03	3,48E-03	83,16327	3,0641	
			19,0	3,37E-03	1,86E-03	3,34E-03	81,1828	0,8902	
1,00E+03	1,00E+03	1,00E-04	100,0	9,67E-03	9,18E-03	9,18E-03	5,2918	5,0259	1,00E-01
			60,0	6,53E-03	5,69E-03	5,69E-03	14,7023	12,8178	
			40,0	4,75E-03	3,86E-03	3,86E-03	22,8002	18,5669	
			20,0	2,72E-03	1,96E-03	2,09E-03	38,6653	23,0713	
			10,0	1,51E-03	1,00E-03	1,19E-03	51,2000	21,2963	
			5,0	8,63E-04	5,01E-04	7,26E-04	72,2555	15,8749	
			3,0	5,52E-04	3,01E-04	5,26E-04	83,46794	4,7101	
			2,7	5,13E-04	2,69E-04	4,97E-04	90,45851	3,1209	
			2,6	4,97E-04	4,80E-04	2,59E-04	3,458333	47,7668	

2.2 Построение графиков параметров САУ

График зависимости коэффициента перерегулирования от коэффициента передачи в цепи обратной связи. Характеризует насколько коэффициент передачи в цепи ОС САУ влияет на то, насколько большие всплески происходят в выходном сигнале во время установления равновесия в САУ.

Для средней точки зависимость коэффициента перерегулирования от коэффициента усиления в цепи обратной связи представлена на рисунке 2.4.

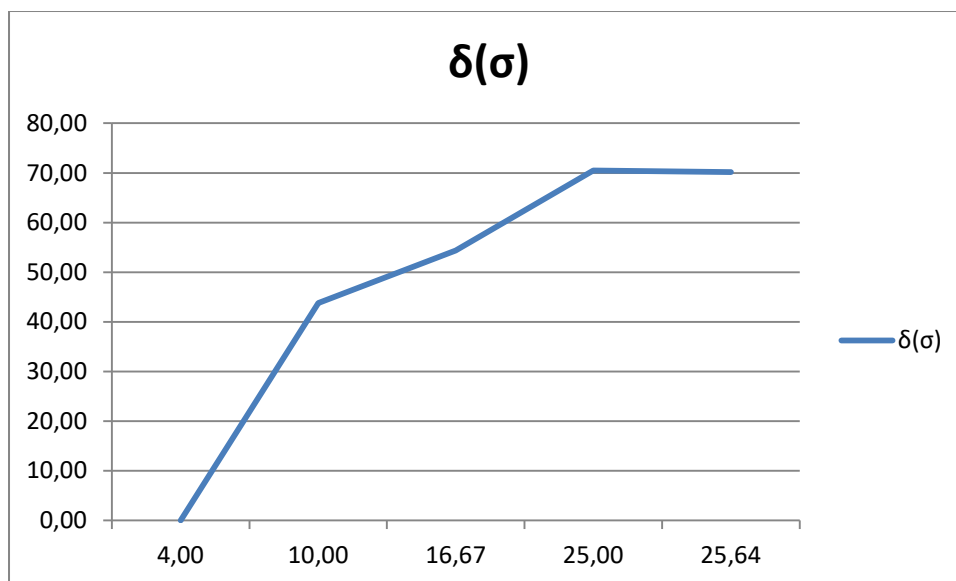


Рисунок 2.4 – График зависимости коэффициента перерегулирования от коэффициента перерегулирования

Коэффициент затухания показывает на сколько коэффициент передачи в цепи ОС САУ влияет на скорость затухания колебаний на выходе. Чем выше значение этого параметра, тем быстрее САУ стабилизируется на «установившемся» значении выходного сигнала.

Зависимость коэффициента затухания от коэффициента усиления в цепи ОС на рисунке 2.5.

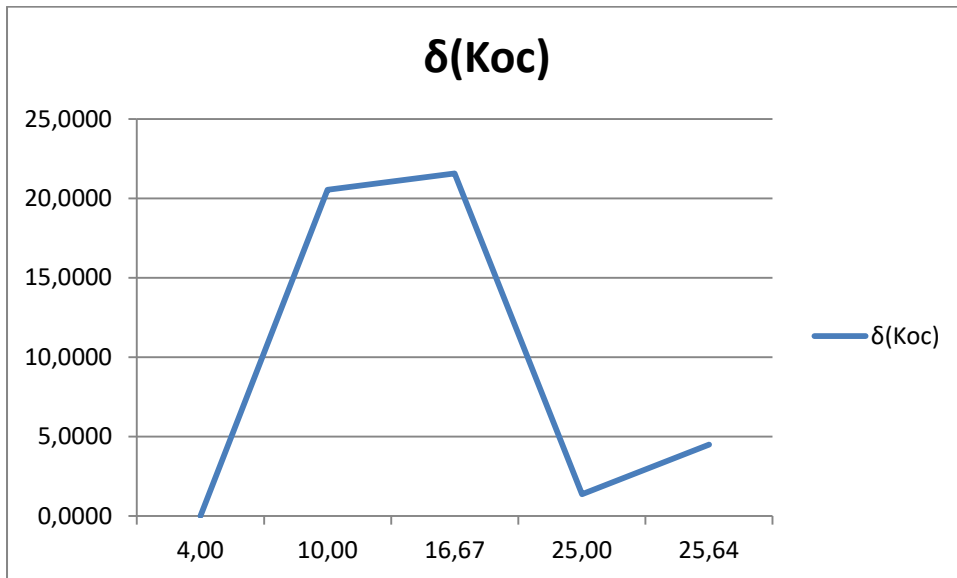


Рисунок 2.5 – График зависимости коэффициента затухания от коэффициента передачи в цепи ОС САУ

Зависимость граничного коэффициента усиления в цепи ОС при которой система устойчива от постоянной времени звена №0 представлена на рисунке 2.6.

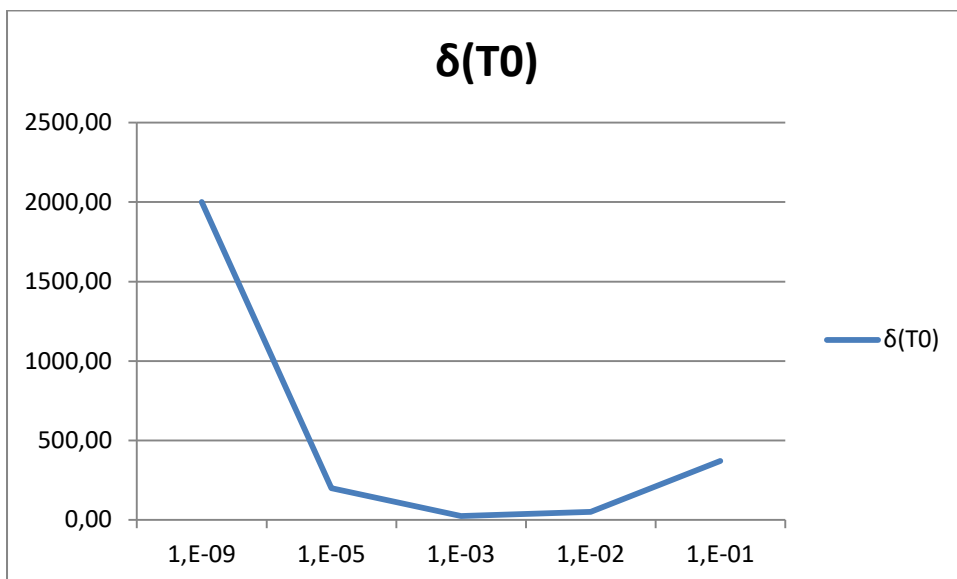


Рисунок 2.6 - График зависимости граничного коэффициента передачи по цепи обратной связи от T_0

Граничный коэффициент усиления показывает до какой степени его можно наращивать, при заданной постоянной времени, чтобы система оставалась стабильной. Он показывает предельные значения выходных напряжений при задан-

ных постоянных времени, какие амплитудные значения можно получить и что вообще можно получить от данной САУ.

2.3 Расчёт времени на завершение переходного процесса

Переходный процесс представляет из себя промежуток времени в течение которого на выходе система выдаёт не стабильное значение, а затухающий гармонический сигнал.

На рисунке 2.7 показан фрагмент осциллограммы снятой с САУ во время переходного процесса. Также показано измерение временного интервала между двумя соседними пиками колебаний.

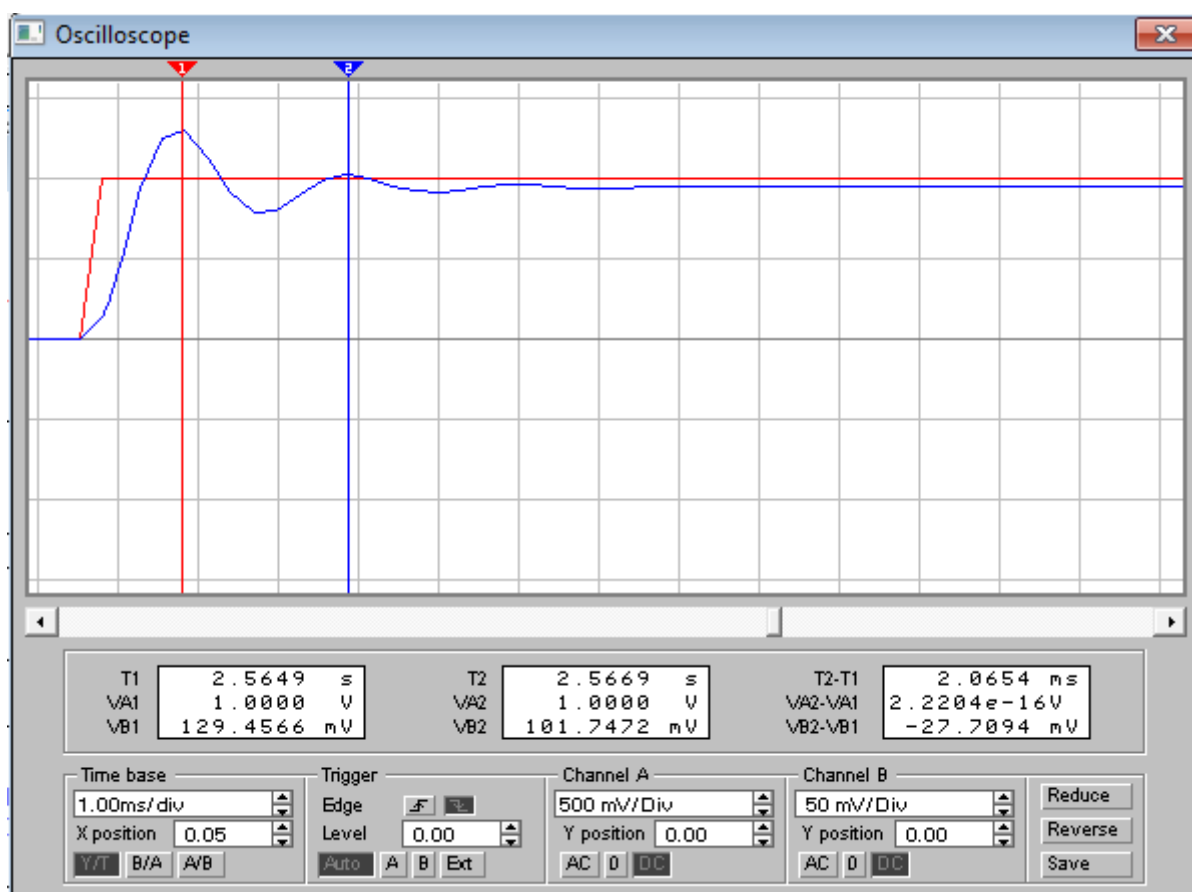


Рисунок 2.7 – Осциллограмма переходного процесса.

Переходный процесс состоит из нескольких таких колебаний. Рассчитав количество таких колебаний и зная время 1 колебания, можно точно узнать сколько времени потребуется на время завершения переходного процесса.

Время 1 колебания измеряется визирными линейками. Нас интересует временной промежуток между первым пиком и временем, моментом когда отклонение от установившегося значения не будет превышать 5%.

Время требуемое для завершения переходного рассчитывается по формуле:

$$T = t * n,$$

где: n – количество колебаний в течение которых переходный процесс завершится; T – время требующееся для 1 полного колебания.

$$n = \frac{\sigma}{\xi}.$$

Для примера возьмём случай, когда ёмкость конденсатора в цепи обратной связи звена №0 равна 1 пкФ.

В этом случае время 1 колебания равно 2,06 мс, коэффициент перерегулирования и коэффициент затухания возьмём из таблицы 1. В результате:

$$n = \frac{56}{15} = 3,733(3); \quad T=306,89 \text{ мкс}; \quad T = 3,7333 * 306,89 * 10^{-6} = 0,0011$$

$T=3,73.$

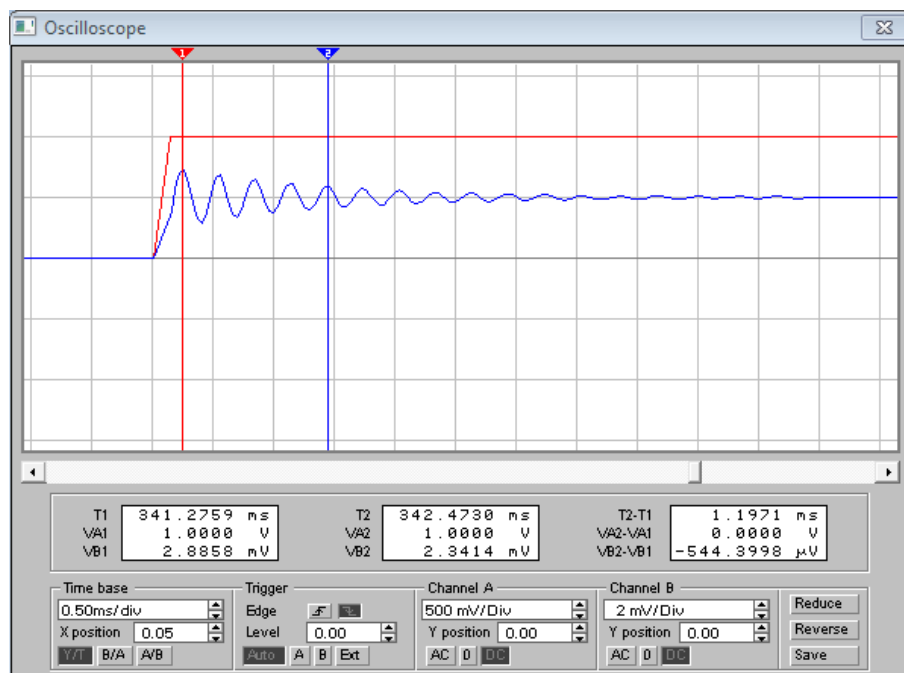


Рисунок 2.8 – Время завершения переходного процесса

Как видно время завершения процесса 1,19 мкс, напряжение на выходе равно 2,34 мВ, напряжение с отклонением в 5% от установившегося составляет 2,079 мВ.

Аналитические результаты несколько отличаются от практических. Это можно объяснить ошибками моделирования, вычислениями в числах с конечной разрядностью чисел.

3. Варианты заданий для самостоятельного выполнения

В качестве самостоятельного задания нужно собрать схему изображённую на рисунке 2.1, но добавить ещё 1 апериодическое звено перед инвертером. То есть САУ будет уже пятизвенной.

Коэффициенты передачи сигнала определить по формуле:

$$K_i = \frac{(N * 13)(\text{mod } 20)}{\text{количество} * (i + 1)}$$

Постоянные времени определить по формуле:

$$T_i = 10^{-(i+1)*(N(\text{mod } 5))},$$

Где: N – порядковый номер студента по журналу

Количество – количество студентов в группе

Для каждого измерения проведённого требуется рассчитать время завершения переходного процесса и измерить его практически.

Лабораторная работа № 4

Исследование нелинейной САУ

Цель: Получить первичные навыки исследования нелинейной (релейной) системы автоматического управления (САУ), изучить методику определения ее статических и динамических характеристик. Проанализировать влияние отдельных параметров системы на характеристики автоколебательного движения, а также исследовать некоторые особенности стабилизации нелинейной САУ.

Учебные вопросы

1. Теоретическое обоснование
2. Методика и порядок выполнения работы
3. Варианты заданий для самостоятельного выполнения

1. Теоретическое обоснование

Предметом исследования в настоящей работе является релейная следящая система. Ее структурная электрическая схема приведена на рис. 1.

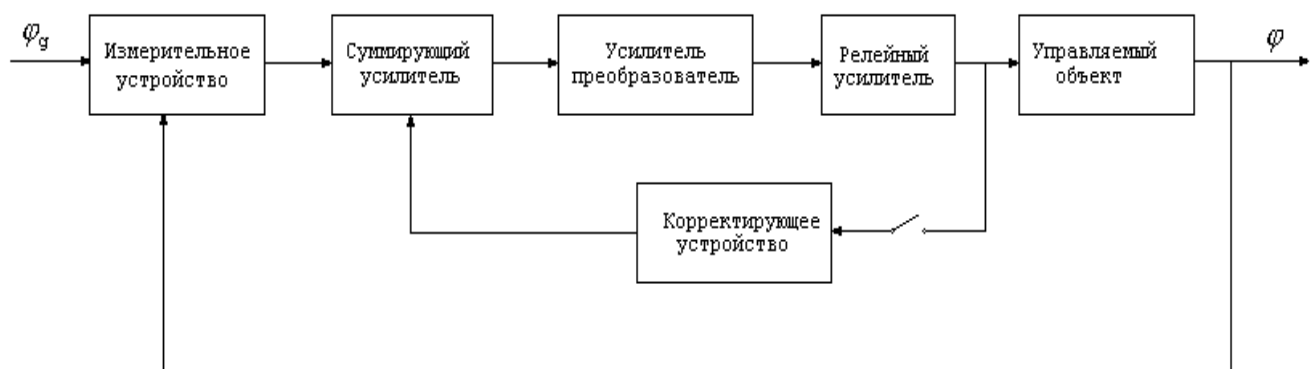


Рисунок 1 - Структурная электрическая схема нелинейной САУ

Задающим сигналом системы является угол поворота φ_g ротора. Регулиру-

емой величиной является угол поворота φ выходного вала исполнительного двигателя. Сигнал ошибки $U_{иу}$, поступающий с измерительного устройства **ИУ**, представляет собой напряжение переменного тока, амплитуда которого определяется величиной угла рассогласования $\theta = \varphi_g - \varphi$, а фаза его знаком. Таким образом, вводится отрицательная обратная связь (ООС). Т.е., справедливо

$$U_{иу} = k_{иу}\theta = k_{иу}(\varphi_g - \varphi),$$

где $k_{иу}$ – коэффициент передачи измерительного устройства.

С целью повышения качества управления, сигнал ошибки U_0 алгебраически суммируется в сумматоре **СУ** с выходным сигналом $U_{ку}$ параллельного корректирующего устройства **КУ**, реализующего внутреннюю обратную связь. Результирующий сигнал

$$U_{су} = U_{иу} + U_{ку}$$

поступает на усилитель – преобразователь **УП**, который выполняет функцию электрического сопряжения сумматора с релейным усилителем **РУ**. При этом

$$U_{уп} = k_{уп} U_{су}.$$

Сигнал $U_{уп}$, в свою очередь, поступает на релейный усилитель **РУ**, который выполняет следующие функции и имеет следующие особенности:

- усиление по мощности сигнала $U_{уп}$;
- преобразование входного аналогового сигнала в релейный;
- направление вращения двигателя определяется полярностью выходного напряжения $U_{ру}$ релейного усилителя;
- наличие зоны нечувствительности исключает непрерывную работу исполнительного устройства, что экономит потребляемую энергию и ресурс САР;
- вносится постоянная времени задержки τ_z для $U_{ру}$, обусловленная временем срабатывания контактов электромагнитного или элек-

тронного реле.

Управляемый объект рассматриваемой САР содержит, к примеру, двигатель постоянного тока, который, в свою очередь, является исполнительным элементом для САР более высокого порядка.

Внутренняя обратная связь включается выключателем S_1 . Ее назначение было описано выше.

Функциональная электрическая схема исследуемой нелинейной САР представлена на рис.2.

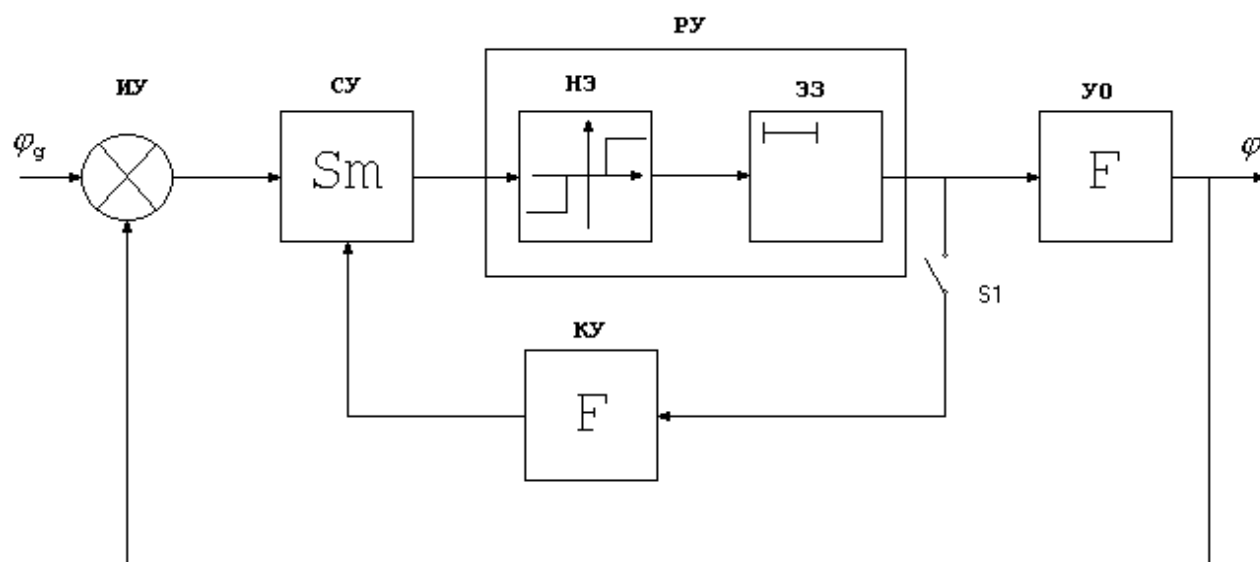


Рисунок 2 - Функциональная электрическая схема нелинейной САР

Особенностью функциональной электрической схемы является то, что релейный усилитель **РУ** реализован в виде последовательно соединенных нелинейного элемента **НЭ** и элемента задержки **ЭЗ**. Это позволяет выполнить принципиальную электрическую схему (ПЭС) на основе стандартных технических решений – см. рис.3 и упростить методику исследований нелинейной САР, сделать ее наглядной.

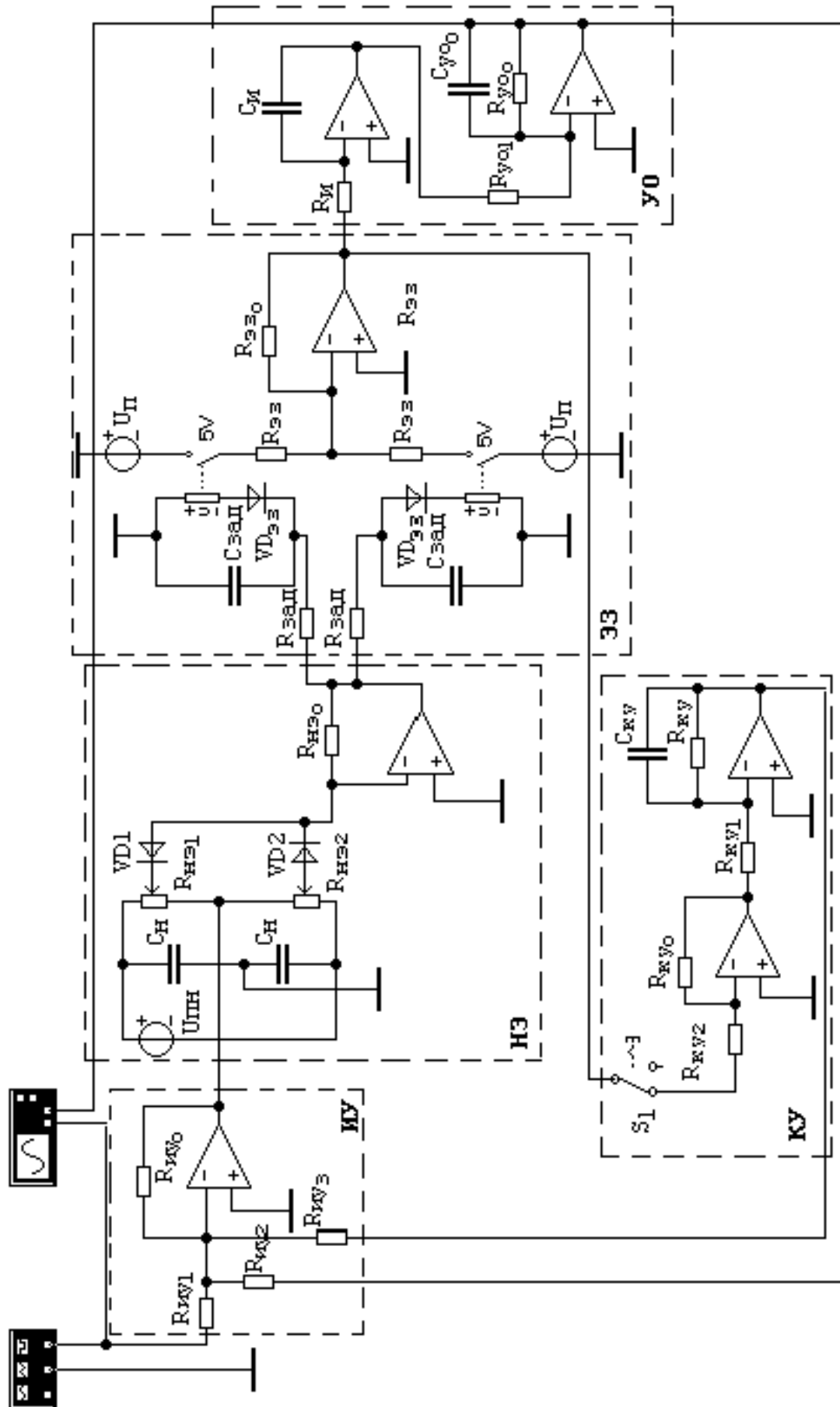


Рисунок 3 - Принципиальная электрическая схема нелинейной САР

Программное значение угла Φ_g поворота вала ротора задает функциональный генератор **ФГ**. Контроль входа и выхода САР производится с помощью двухлучевого осциллографа. Измерительное и суммирующее устройство выполнены на основе трехвходового инвертирующего сумматора на операционном усилителе. Причем **УП** совмещен с **СУ** и **ИУ**.

$$k_{иу} = R_{иу0} / R_{иу1} = R_{иу0} / R_{иу2} = R_{иу0} / R_{иу3} = 1 \text{ кОм} / 1 \text{ кОм} = 1;$$

Амплитудная характеристика нелинейного элемента (**НЭ**) представлена на рис.4.

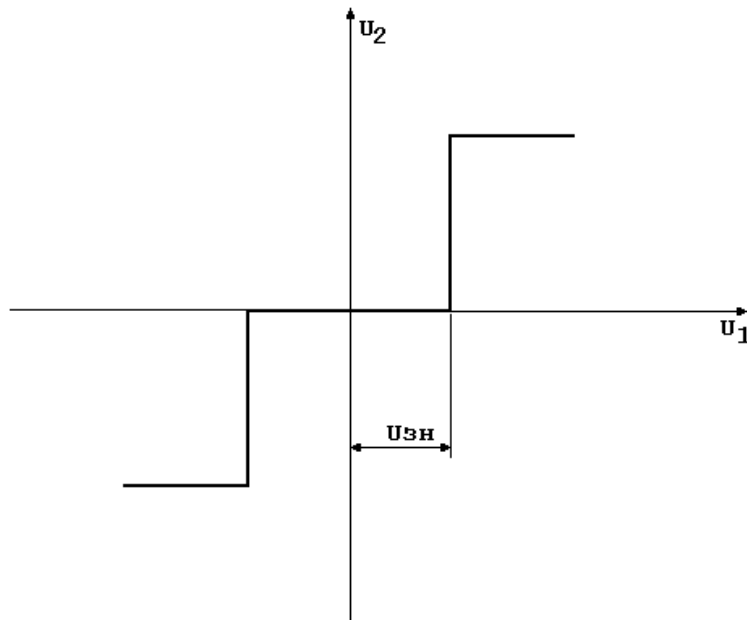


Рисунок 4 - Амплитудная характеристика нелинейного элемента (**НЭ**)

Амплитуда выходного сигнала НЭ составляет 12 В. Ширина зоны нечувствительности $2 U_{3H}$ для данной реализации составляет

$$U_{3H} = k_{3H} U_H,$$

где: - U_H – напряжение питания вспомогательной цепи НЭ;

- $k_{3H} = 0,6$ для данной реализации.

Элемент задержки **ЭЗ** реализован на времязадающих цепочках **R_{ЗАД}**, **C_{ЗАД}**, двух реле и двухвходовом инвертирующем сумматоре на операционном усилителе. Постоянная времени задержки выходного сигнала относительно входного определяется временем заряда конденсатора **C_{ЗАД}** и рассчитывается из соотношения

$$\tau_z = 1,3 R_{\text{ЗАД}} C_{\text{ЗАД}}$$

или определяется экспериментально.

Управляемый объект **УО** имеет передаточную функцию

$$W_{\text{УО}}(p) = k_{\text{УО}} / (p (T_{\text{УО}} p + 1)),$$

где: $k_{\text{УО}} = k_{\text{И}} k_{\text{АЗУО}}$;

$$k_{\text{И}} = R_{\text{И}} C_{\text{И}} ;$$

$$k_{\text{АЗУО}} = R_{0\text{УО}} / R_{1\text{УО}} ;$$

$$T_{\text{УО}} = R_{0\text{УО}} C_{\text{УО}}.$$

Т.е. он может быть реализован в виде последовательно соединенных интегрирующего и апериодического звеньев.

Корректирующее устройство **КУ** имеет передаточную функцию

$$W_{\text{КУ}}(p) = k_{\text{КУ}} / (T_{\text{КУ}} p + 1),$$

где: $k_{\text{КУ}} = R_{\text{КУ}} / R_{1\text{КУ}}$;

$$T_{\text{КУ}} = R_{\text{КУ}} C_{\text{КУ}}.$$

2. Методика и порядок выполнения работы

Для примера, соберём схему, представленную на рис. 5. Схема аналогична представленной на рис. 3. Расположение и обозначение элементов аналогично рис. 3. Проведём расчёты для схемы представленной на рис. 5.

Расчёт для измерительного устройства:

$$k_{иу} = R_{иу0} / R_{иу1} = R_{иу0} / R_{иу2} = R_{иу0} / R_{иу3} = 1 \text{ кОм} / 1 \text{ кОм} = 1;$$

Расчёт для нелинейного элемента и элемента задержки:

$$U_{3н} = \kappa_{3н} U_n = 0,6 * 12 = 7,2 \text{ В}$$

$$\tau_3 = 1,3 R_{3ад} C_{3ад} = 1,3 * 1000 * 10^{-5} = 0,013 \text{ С}$$

Расчёт для управляемого объекта:

$$T_{уо} = R_{0уо} C_{уо} = 1000 * 10^{-5} = 0,01 \text{ С}$$

$$k_{и} = R_{и} C_{и} = 1000 * 10^{-5} = 0,01$$

$$k_{азуо} = R_{0уо} / R_{1уо} = 1000 / 1000 = 1$$

$$k_{уо} = k_{и} k_{азуо} = 0,01 * 1 = 0,01$$

Расчёт для корректирующего устройства:

$$k_{ку} = R_{ку} / R_{1ку} = 1000 / 1000 = 1$$

$$T_{ку} = R_{ку} C_{ку} = 1000 * 10^{-5} = 0,01 \text{ С}$$

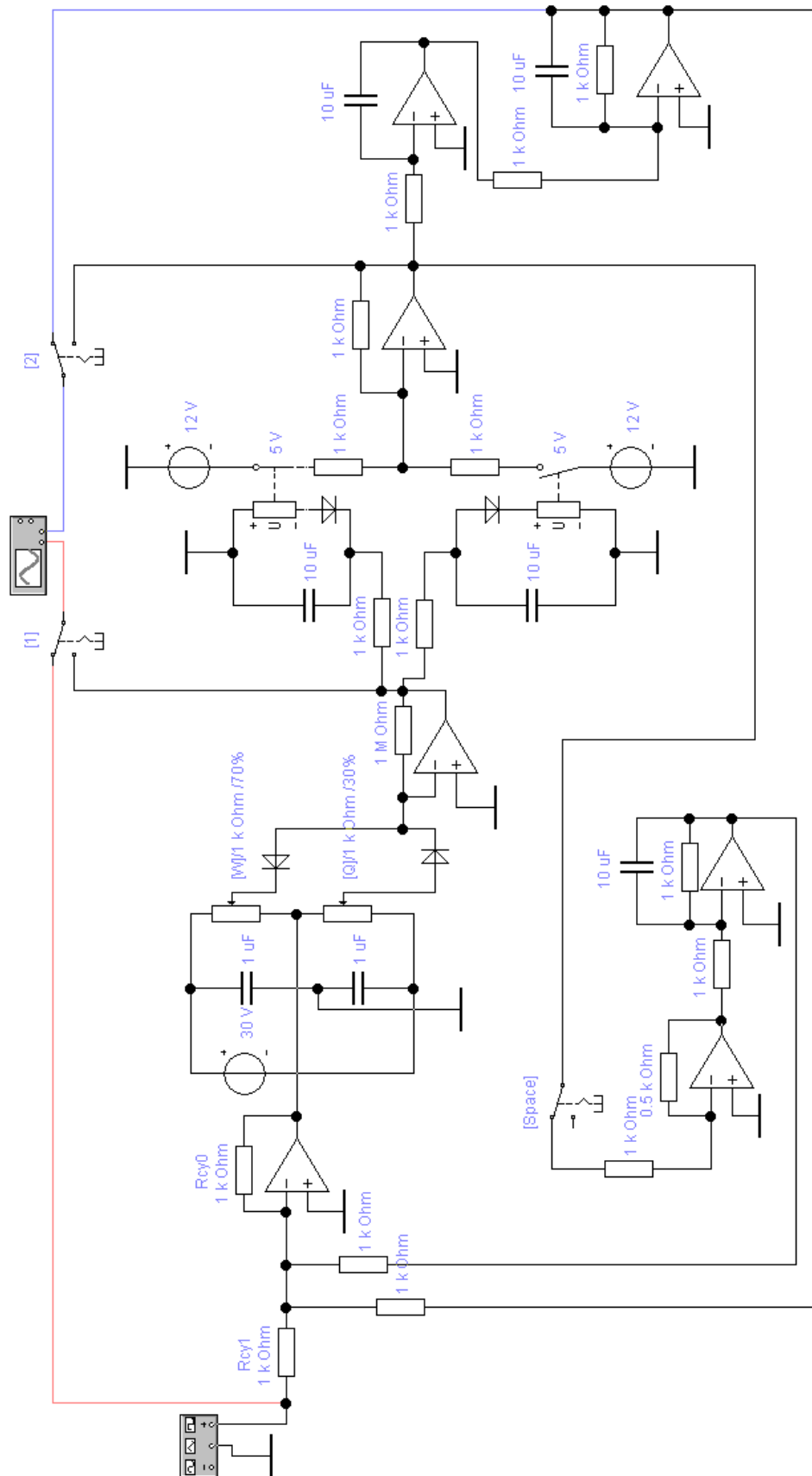


Рисунок 5 – Схема исследования нелинейной САУ

1. Соберём схему представленную на рисунке 5.
2. Зададимся параметрами САУ приведёнными в начале текущего раздела и установим соответствующие номиналы элементов САУ.
3. Далее произведём исследование влияния параметров САУ на вид выходного сигнала. Для этого в начале зафиксируем все рассчитанные номиналы элементов:

Номиналы для нелинейного элемента и элемента задержки:

$$C_{\text{Зад}} = 10 \text{ мкФ.}$$

Номиналы для управляемого объекта:

$$C_{\text{УО}} = 10 \text{ мкФ.}$$

$$C_{\text{И}} = 10 \text{ мкФ.}$$

Номинал для корректирующего устройства:

$$C_{\text{КУ}} = 10 \text{ мкФ.}$$

Включим корректирующее устройство. Далее сначала произведём измерения с помощью осциллографа при изменении ёмкости конденсатора $C_{\text{УО}}$ от 1 мкФ до 10 мкФ, затем произведём те же самые измерения при выключенном корректирующем устройстве.

Снова включим корректирующее устройство. После чего зафиксируем номинал этого конденсатора на 1 мкФ и произведём измерения при изменяющемся в промежутке от 8 до 20 мкФ номинале конденсатора $C_{\text{Зад}}$. Аналогично предыдущему случаю, выключим корректирующее устройство и повторим измерения.

Затем включим корректирующее устройство, зафиксируем ёмкость конденсатора $C_{\text{Зад}}$ на 8 мкФ. И произведём измерения при изменяющемся от 5 до 15 мкФ, номинале конденсатора $C_{\text{КУ}}$.

Значения пульсации будем рассчитывать аналогично предыдущей работе:

Измеряем амплитуду двух соседних гребней (A_1 и A_2), находим между ними среднее арифметическое значение (A_0), после чего значение функции δ (коэффициент пульсации) будем вычислять как относительную погрешность A_1 относительно δ .

Результат измерений и вычислений приведён в таблице 1. Символ «-» в ячейке таблицы означает выключенное корректирующее устройство.

Таблица 1 - Результаты анализа нелинейной САУ

R _{кy1}	C _{кy}	R _{y0 1}	C _{y0}	R _{зад}	C _{зад}	T _{y0}	τ ₃	T _{кy}	A1	A2	A0	δ
10000	0,00001	1000	1,00E-06	1000	8,00E-06	1,00E-03	0,008	0,10	-15,16	-5,64	-10,40	0,46
10000	0,00001	1000	2,00E-06	1000	8,00E-06	2,00E-03	0,008	0,10	-14,70	-4,84	-9,77	0,50
10000	0,00001	1000	4,00E-06	1000	8,00E-06	4,00E-03	0,008	0,10	-15,87	-4,97	-10,42	0,52
10000	0,00001	1000	6,00E-06	1000	8,00E-06	6,00E-03	0,008	0,10	-15,23	-4,92	-10,08	0,51
10000	0,00001	1000	8,00E-06	1000	8,00E-06	8,00E-03	0,008	0,10	-14,58	-4,99	-9,79	0,49
10000	0,00001	1000	1,00E-05	1000	8,00E-06	1,00E-02	0,008	0,10	-14,08	-5,65	-9,87	0,43
-	-	1000	1,00E-06	1000	8,00E-06	1,00E-03	0,008	-	-17,23	-2,87	-10,05	0,71
-	-	1000	2,00E-06	1000	8,00E-06	2,00E-03	0,008	-	-18,23	-1,18	-9,71	0,88
-	-	1000	4,00E-06	1000	8,00E-06	4,00E-03	0,008	-	-18,35	-1,45	-9,90	0,85
-	-	1000	6,00E-06	1000	8,00E-06	6,00E-03	0,008	-	-18,24	-0,66	-9,45	0,93
-	-	1000	8,00E-06	1000	8,00E-06	8,00E-03	0,008	-	-17,64	-0,11	-8,88	0,99
-	-	1000	1,00E-05	1000	8,00E-06	1,00E-02	0,008	-	-17,71	-0,05	-8,88	0,99
10000	0,00001	1000	1,00E-06	1000	8,00E-06	1,00E-03	0,008	0,10	-14,63	-4,25	-9,44	0,55
10000	0,00001	1000	1,00E-06	1000	1,20E-05	1,00E-03	0,012	0,10	-16,21	-3,98	-10,10	0,61
10000	0,00001	1000	1,00E-06	1000	1,40E-05	1,00E-03	0,014	0,10	-16,42	-3,81	-10,12	0,62
10000	0,00001	1000	1,00E-06	1000	1,60E-05	1,00E-03	0,016	0,10	-17,81	-2,65	-10,23	0,74
10000	0,00001	1000	1,00E-06	1000	1,80E-05	1,00E-03	0,018	0,10	-18,45	-3,71	-11,08	0,67
10000	0,00001	1000	1,00E-06	1000	2,00E-05	1,00E-03	0,02	0,10	-18,03	-3,88	-10,96	0,65
-	-	1000	1,00E-06	1000	8,00E-06	1,00E-03	0,008	-	-17,47	-3,54	-10,51	0,66
-	-	1000	1,00E-06	1000	1,20E-05	1,00E-03	0,012	-	-17,47	-2,32	-9,90	0,77
-	-	1000	1,00E-06	1000	1,40E-05	1,00E-03	0,014	-	-16,91	-0,67	-8,79	0,92
-	-	1000	1,00E-06	1000	1,60E-05	1,00E-03	0,016	-	-19,18	-0,71	-9,94	0,93
-	-	1000	1,00E-06	1000	1,80E-05	1,00E-03	0,018	-	-19,77	-0,70	-10,24	0,93
-	-	1000	1,00E-06	1000	2,00E-05	1,00E-03	0,02	-	-19,95	-0,17	-10,06	0,98
10000	0,000005	1000	1,00E-06	1000	8,00E-06	1,00E-03	0,008	0,05	-13,62	-5,80	-9,71	0,40
10000	0,000007	1000	1,00E-06	1000	8,00E-06	1,00E-03	0,008	0,07	-13,62	-5,80	-9,71	0,40
10000	0,000009	1000	1,00E-06	1000	8,00E-06	1,00E-03	0,008	0,09	-13,97	-4,77	-9,37	0,49
10000	0,000011	1000	1,00E-06	1000	8,00E-06	1,00E-03	0,008	0,11	15,68	4,26	9,97	0,57
10000	0,000013	1000	1,00E-06	1000	8,00E-06	1,00E-03	0,008	0,13	-14,54	-5,11	-9,82	0,48
10000	0,000015	1000	1,00E-06	1000	8,00E-06	1,00E-03	0,008	0,15	-15,86	-4,81	-10,34	0,53

На рисунке 6 приведён график зависимости коэффициента пульсации от постоянной времени управляемого устройства.

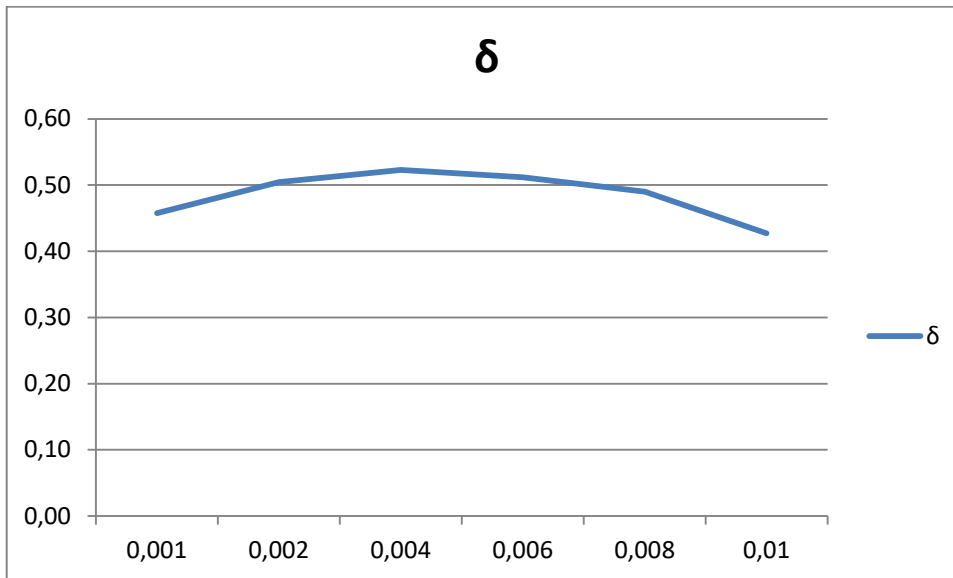


Рисунок 6 – График зависимости коэффициента пульсации от постоянной времени управляемого устройства

На рисунке 7 приведён график зависимости коэффициента пульсации от постоянной времени задерживающего элемента.

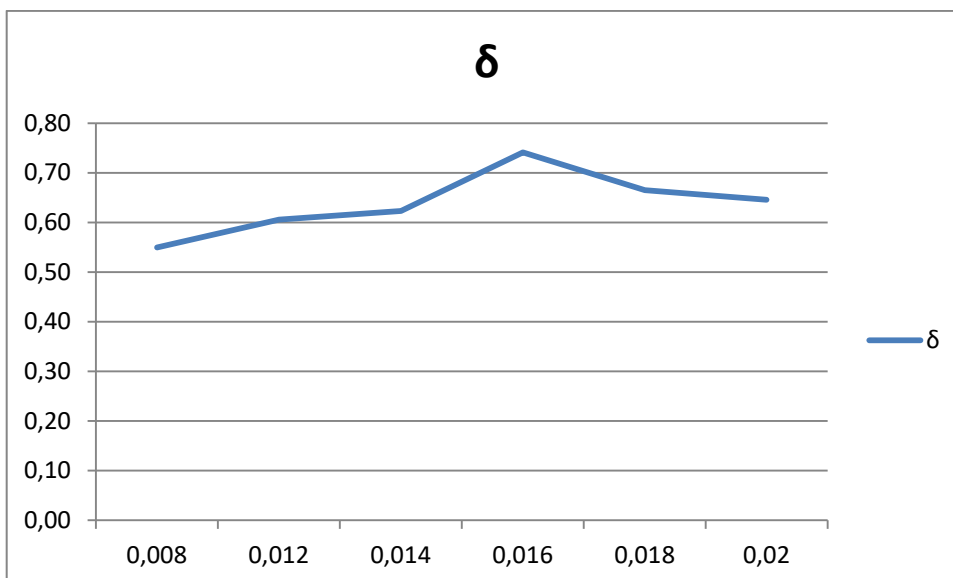


Рисунок 7 - график зависимости коэффициента пульсации от постоянной времени задерживающего элемента

На рисунке 8 приведён график зависимости коэффициента пульсации от постоянной времени корректирующего звена.

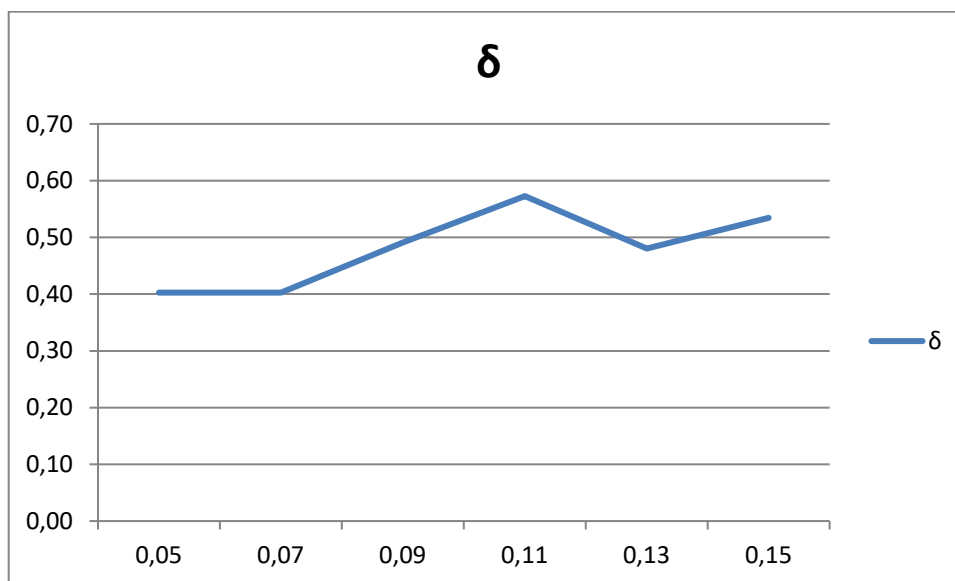


Рисунок 8 – График зависимости коэффициента пульсации от постоянной времени корректирующего устройства.

3. Варианты заданий для самостоятельного выполнения

Варианты заданий для самостоятельного выполнения приведены в таблице 2. В соответствии с параметрами САУ соответствующими Вашему варианту рассчитать номиналы элементов, произвести анализ САУ, оформить и сдать на проверку отчёт по проделанной работе.

Таблица 2 - Варианты заданий для самостоятельного выполнения

Вариант	Параметры					
	U _{зн} , В	τ , С	K _и	T _{yo} , С	T _{кy} , С	K _{кy}
1	3	0.005	0.05	0.025	0.01	2
2	6	0.01	0.01	0.005	0.01	0.5
3	4	0.005	0.01	0.025	0.02	2
4	6	0.001	0.01	0.01	0.01	1
5	5	0.005	0.015	0.025	0.03	2
6	6	0.002	0.01	0.015	0.01	1.5

7	6	0.005	0.02	0.025	0.5	2
8	6	0.03	0.01	0.02	0.01	2
9	7	0.005	0.025	0.025	0.01	2
10	6	0.004	0.01	0.025	0.01	2.5
11	8	0.005	0.02	0.025	0.015	2
12	6	0.005	0.01	0.03	0.01	2
13	9	0.005	0.015	0.025	0.02	2
14	6	0.006	0.01	0.025	0.01	1.5
15	10	0.005	0.03	0.025	0.025	2
16	6	0.007	0.01	0.02	0.01	3
17	9	0.005	0.05	0.025	0.03	2
18	6	0.008	0.01	0.015	0.01	0.5
19	8	0.005	0.01	0.025	0.025	2
20	6	0.009	0.01	0.01	0.01	1
21	7	0.005	0.015	0.025	0.02	2
22	6	0.001	0.01	0.005	0.01	1.5
23	6	0.005	0.02	0.025	0.015	2
24	6	0.009	0.01	0.03	0.01	2
25	5	0.005	0.025	0.025	0.02	2
26	6	0.008	0.01	0.02	0.01	2.5
27	4	0.005	0.02	0.025	0.005	2
28	6	0.007	0.01	0.03	0.01	2
29	3	0.005	0.01	0.025	0.02	2
30	6	0.006	0.01	0.01	0.01	1

Практическое занятие № 6

Исследование импульсных САУ

Цель: Получить первичные навыки исследования импульсной системы автоматического управления (САУ), изучить методику определения ее статических и динамических характеристик. Проанализировать влияние отдельных параметров системы на характеристики автоколебательного движения, а также исследовать некоторые особенности стабилизации нелинейной САУ.

Учебные вопросы

1. Теоретическое обоснование
 - 1.1 Коэффициент перерегулирования
 - 1.2 Коэффициент затухания амплитуд
 - 1.3 Передаточная функция САУ
2. Методика и порядок выполнения работы
 - 2.1 Измерения входных и выходных сигналов
 - 2.2 Построение графиков параметров САУ
 - 2.3 Расчёт времени на завершение переходного процесса
3. Варианты заданий для самостоятельного выполнения

1. Теоретическое обоснование

1.1 Краткие теоретические сведения

Импульсные САУ (в дальнейшем ИСАУ) – это САУ, вырабатывающие не непрерывный выходной сигнал, а квантованный по уровню и разрывный во времени. Достигается это путём включения в САУ реле, разрывающего свои контакты с определённой периодичностью. В данной лабораторной работе будет исследована ИСАУ состоящая из трёх звеньев:

1. Суммирующий усилитель - представляет собой обычный операционный усилитель, снабженный набором сопротивлений и конденсаторов различных номиналов, а также различными переключателями, с помощью которых осуществляется настройка усилителя и обеспечивается реализация необходимой передаточной функции.

2. Импульсный элемент – устройство разрывающее и замыкающее свои контакты с определённой периодичностью. Период характеризуется настройками реле и таймером, который периодически подаёт на вход реле сигнал. По этому сигналу замыкаются контакты реле. Упрощенная схема импульсного элемента состоит из генератора импульсов, период повторения которых T может изменяться. Указанные импульсы длительностью $\tau \ll T$ подаются на обмотку поляризованного реле, которое срабатывает и замыкает нормально разомкнутый контакт на время действия импульса τ . Т.о. если подать на вход этого блока непрерывный сигнал $f(t)$, то импульсный элемент преобразует его в последовательность кратковременных импульсов с периодом повторения T . Этот элемент можно охарактеризовать величиной γ - отражающей скважность импульсов.

$$\gamma = \tau / T.$$

Исследованию подлежит электронная модель линейной ИСАУ. Ее структурная электрическая схема приведена на рисунке 1.1.

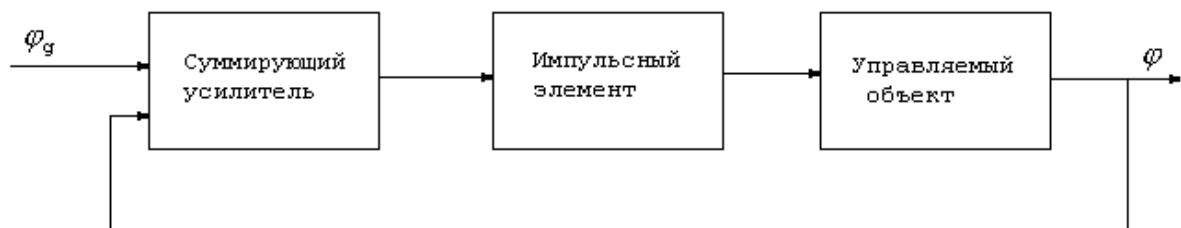


Рисунок 1.1 - Структурная электрическая схема ИСАУ

Функциональная электрическая схема исследуемой нелинейной ИСАУ представлена на рисунке 1.2.

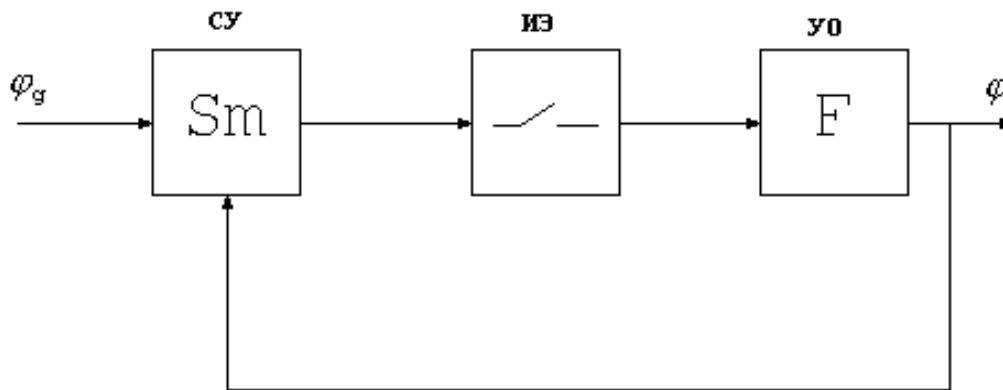


Рисунок 1.2 - Функциональная электрическая схема импульсной ИСАУ

2. Методика и порядок выполнения работы

Соберём схему изображённую на рисунке 2.1.

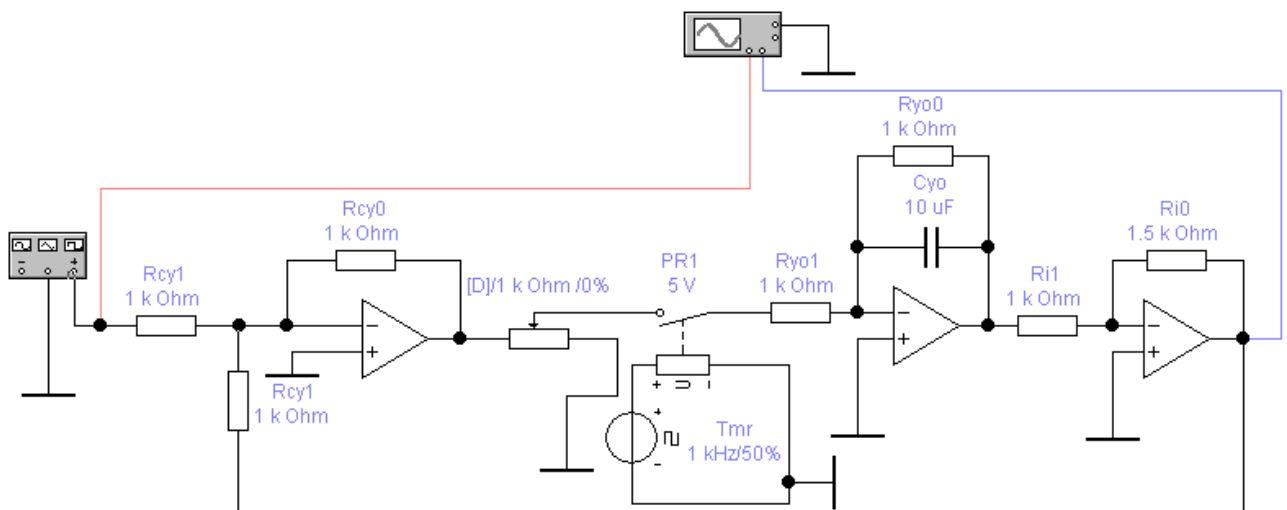


Рисунок 2.1 – Схема исследования импульсной САУ

На рисунке 2.1 изображена САУ состоящая из трёх звеньев. Первое из них – суммирующий усилитель, второе – импульсный элемент: он обеспечивает импульсное поступление сигнала на управляемое устройство.

Суммирующий усилитель собирает в одном месте входной и корректирующий сигналы.

В дальнейшем будут использоваться следующие обозначения:

- K_1 – коэффициент усиления входного сигнала на сумматоре;

- $K_{ос}$ – коэффициент усиления сигнала поступившего по цепи обратной связи на сумматор;
- t – время на которое замыкаются контакты на реле;
- T – период входного сигнала;
- γ - скважность (отношение времени замыкания контактов к периоду сигнала);
- K_2 – коэффициент передачи на управляемом устройстве;
- K_3 – коэффициент передачи на инверторе;
- $T_{ос}$ – постоянная времени;

Для примера исследования зададимся следующими параметрами САУ:

$K_1 = 1$; $K_{ос} = 1$; $K_2 = 1$; $K_3 = 1,5$; $T = 0,5$ с; $t = 0,0005$ с; $T_{ос} = 10^{-2}$.

Исходя из этого, номиналы элементов размещённых на схеме будут следующие:

$R_{cy0} = 1$ кОм; $R_{cy1} = 1$ кОм; $R_{cy2} = 1$ кОм; Частота на таймере $T_{mr} = 1$ кГц

Настройки реостата приведены на рисунке 2.2.

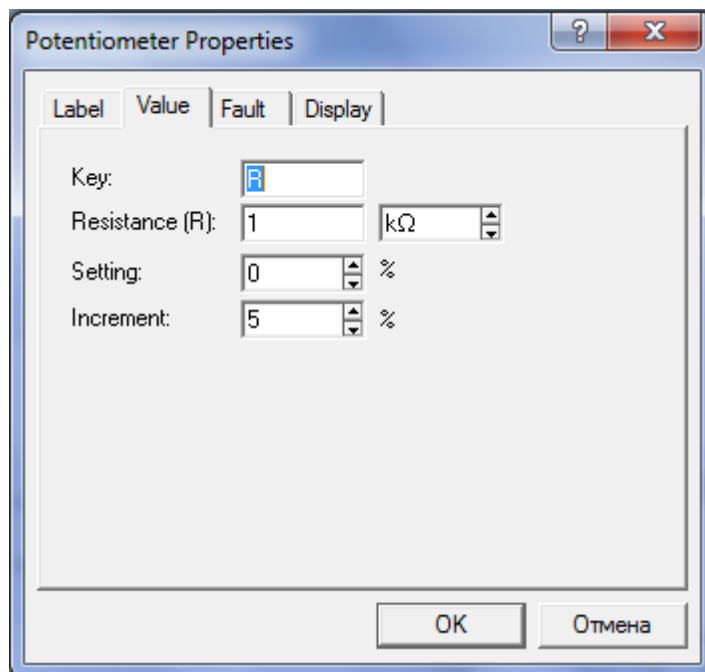


Рисунок 2.2 – Настройки реостата [R]

Настройки реле приведены на рисунке 2.3.

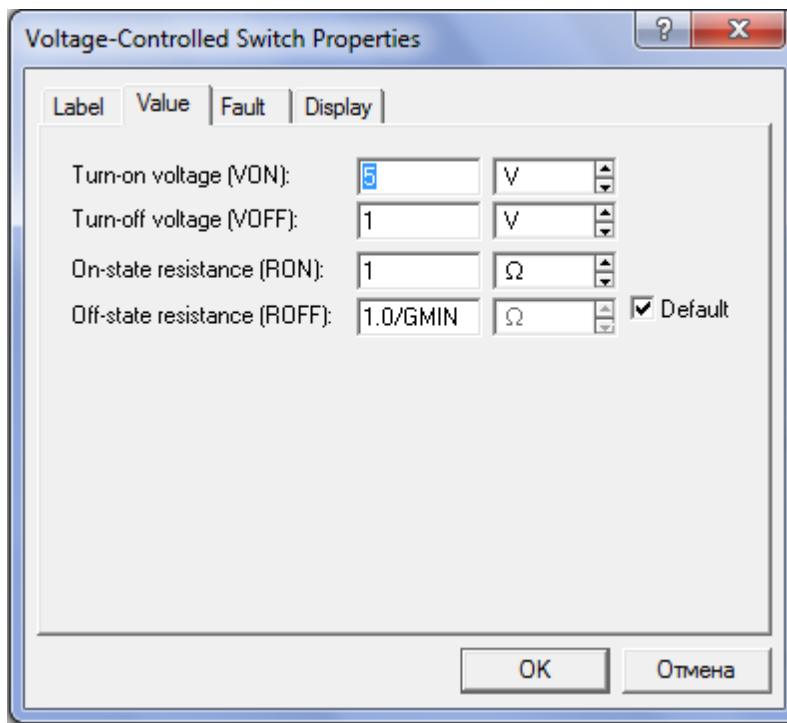


Рисунок 2.3 – Настройки реле импульсного элемента

$R_{y0} = 1 \text{ кОм}$; $R_{y1} = 1 \text{ кОм}$; $C_{y0} = 10 \text{ мкФ}$; $R_{i0} = 1 \text{ кОм}$; $R_{i1} = 1 \text{ кОм}$.

Теперь запустим схему на выполнение и откроем окно осциллографа. На экране мы увидим графики, изображённые на рисунке 2.4.

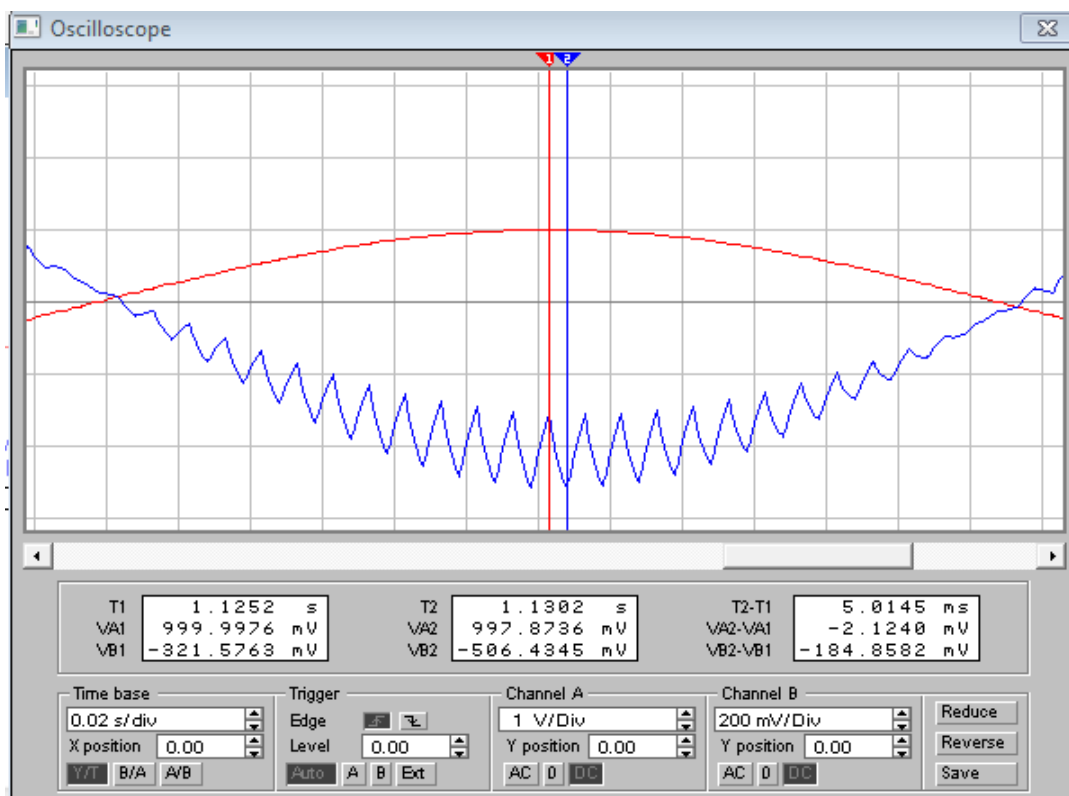


Рисунок 2.4 – Осциллограмма снятая с САУ

На рисунке 2.4 видны две осциллограммы: красная – снятая с генератора сигнала и с синяя – снятая с выхода САУ. На синем графике отчётливо видна пульсация, обозначим её как некую функцию δ . Теперь посмотрим как на неё влияют следующие параметры:

Частота сигнала выдаваемого генератором, частота замыкания контактов и время удержания контактов в замкнутом состоянии и постоянная времени устройства управления. Измерять будем разность между двумя гребнями в пределах одного периода.

Для примера возьмём рисунок 2.4. на нём визирные линейки установлены на тех гребнях, которые будем исследовать. На линейке А амплитуда составляет -351,57 мВ, на линейке В амплитуда равна -506,43 мВ. Теперь найдём среднее арифметическое значение между этими значениями и найдём относительную погрешность первого гребня относительно центральной точки.

$$A1 = -351,57 \text{ мВ}; A2 = -506,43$$

$$A0 = \frac{A1 + A2}{2} = \frac{(-351,57) + (-506,43)}{2} = \frac{-858}{2} = -429$$

Теперь найдём относительную погрешность A1 относительно A0:

$$\delta = \frac{A1 - A0}{A0} = \frac{-351,57 + 429}{-429} = -0,18$$

Таким образом, погрешность составляет 18%.

Теперь составим таблицу следующего вида:

fс	v реле	t реле	Tyo	A1	A2	A0	δ
----	--------	--------	-----	----	----	----	----------

Заполнять будем результатами измерений, а последнее поле рассчитывать по формуле вычисления относительной погрешности.

Показания будем снимать по следующей схеме:

1. Зафиксируем все параметры на начальных значениях, а частоту сигнала будем изменять по схеме: 1, 10, 100 Гц.

2. Зафиксируем частоту сигнала на 100 Гц, а частоту таймера будем изменять по схеме: 1, 10, 100, 1000, 10000 Гц.

3. Зафиксируем частоту сигнала на 100 Гц, частоту таймера поставим равной 3000 Гц, а время замыкания контактов будем изменять по схеме: 1, 10, 25, 50, 75, 90% от периода таймера.

3. Зафиксируем частоту сигнала на 10 Гц, частоту таймера 250 Гц, период замыкания контактов 50%, а постоянную времени будем изменять по схеме: 10^{-3} , 10^{-2} , 10^{-1} , $5 \cdot 10^{-1}$, 1. Для этого будем изменять ёмкость конденсатора по следующему принципу: 10^{-6} , 10^{-5} , 10^{-4} , $5 \cdot 10^{-4}$, 10^{-3} .

Результаты исследования САУ приведены в таблице 1.

Таблица 1 - Результаты исследования импульсной САУ

f_c	v	t	T_{yo}	A1	A2	A0	δ
1,00E+00	100	0,5	1,00E-01	-3,23E-01	-5,07E-01	-0,41497	-0,22204
1,00E+01	100	0,5	1,00E-01	-2,66E-01	-4,82E-01	-0,3737	-0,28847
100	100	0,5	1,00E-01	3,53E-01	1,81E-01	0,267135	0,321092
100	1	0,5	1,00E-01	0,00E+00	0,00E+00	0	0
100	10	0,5	1,00E-01	-	-	-	-
100	100	0,5	1,00E-01	3,53E-01	1,81E-01	0,267135	0,321092
100	1000	0,5	1,00E-01	-7,72E-02	-1,15E-01	-0,09613	-0,19657
100	10000	0,5	1,00E-01	0,00E+00	0,00E+00	0	0
100	3000	0,01	1,00E-01	-1,37E+00	-1,51E+00	-1,4365	-0,04908
100	3000	0,1	1,00E-01	-2,80E-02	-3,10E-02	-0,0295	-0,05152
100	3000	0,25	1,00E-01	-3,19E-02	-4,18E-02	-0,03684	-0,13518
100	3000	0,5	1,00E-01	-5,91E-02	-7,91E-02	-0,06907	-0,14449
100	3000	0,75	1,00E-01	-7,43E-02	-1,04E-01	-0,08917	-0,16694
100	3000	0,9	1,00E-01	-5,22E-02	-9,13E-02	-0,07171	-0,27249
100	3000	1	1,00E-01	0,00E+00	0,00E+00	0	0
100	250	0,5	1,00E-03	-1,18E-01	-5,97E-01	-0,35766	-0,66969
100	250	0,5	1,00E-02	-3,04E-01	-4,11E-01	-0,35797	-0,14947
100	250	0,5	1,00E-01	-1,22E-01	-1,41E-01	-0,13146	-0,0701
100	250	0,5	0,5	-2,85E-02	-3,36E-02	-0,03101	-0,08223
100	250	0,5	1,00E+00	-1,07E-02	-1,30E-02	-0,01183	-0,09806

В таблице 1 приведена зависимость коэффициента пульсации от разных

параметров САУ. В столбце δ число «0» означает, что выход гладкий, без пульсации, а символ «-» означает неустойчивый выход. Такая точка обнаруживается при $\nu = 10$ Гц, а $f_c = 100$ Гц. Причина в том, что частота таймера меньше частоты сигнала и его невозможно точно дискретизировать. Критерий Найквиста гласит, что для однозначной трактовки результатов дискретизации, её частота должна как минимум в двое превышать частоту сигнала.

На рисунке 2.5 приведён график зависимости коэффициента пульсации от частоты сигнала.

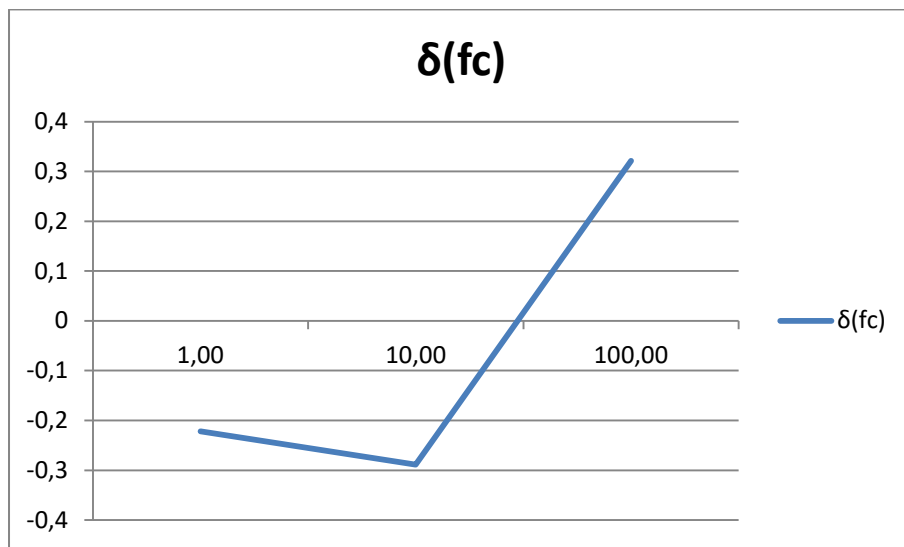


Рисунок 2.5 – График зависимости коэффициента пульсации от частоты сигнала

На рисунке 2.6 приведён график зависимости коэффициента пульсации от частоты таймера.

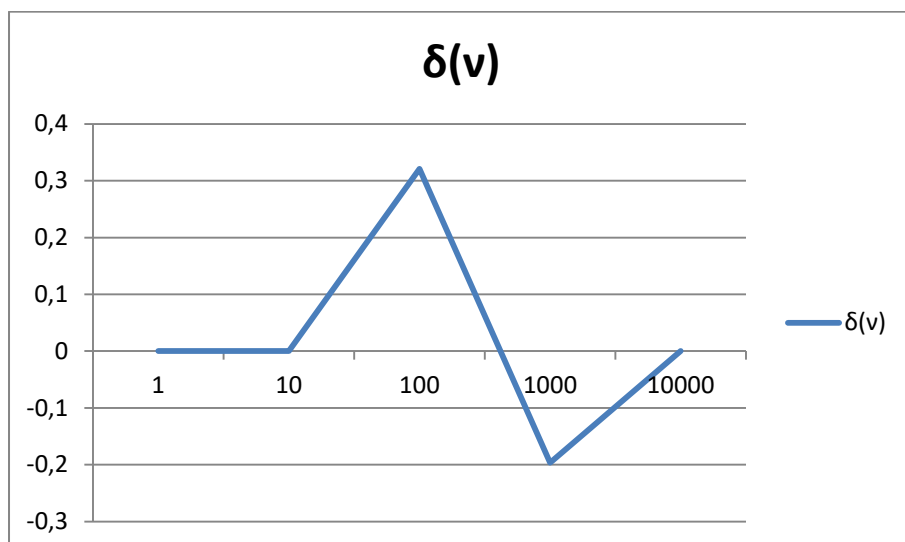


Рисунок 2.6 – График зависимости коэффициента пульсации от частоты таймера

На рисунке 2.7 приведён график зависимости коэффициента пульсации от времени замыкания контактов реле.

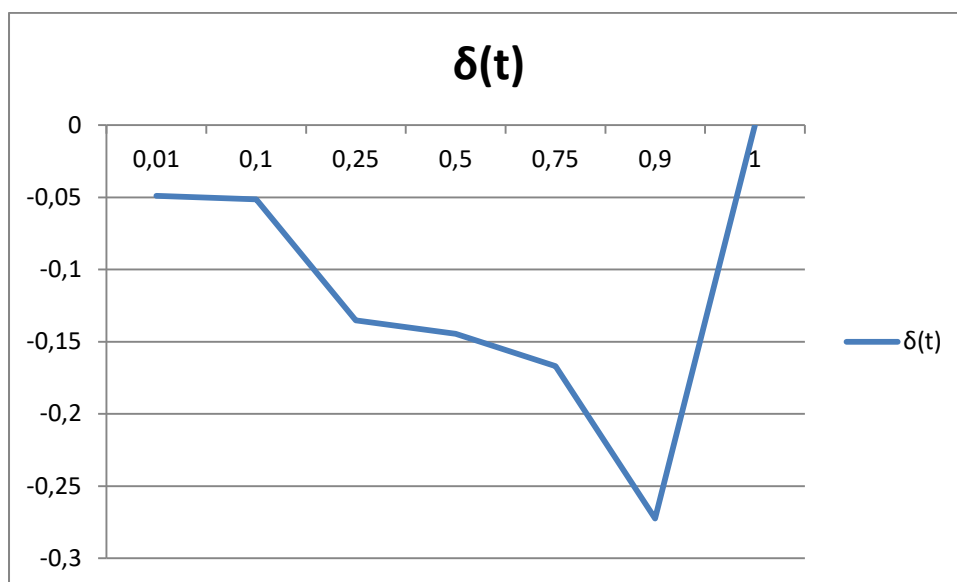


Рисунок 2.7 – График зависимости коэффициента пульсации от времени замыкания контактов реле

На рисунке 2.8 приведён график зависимости коэффициента пульсации от постоянной времени управляемого устройства.

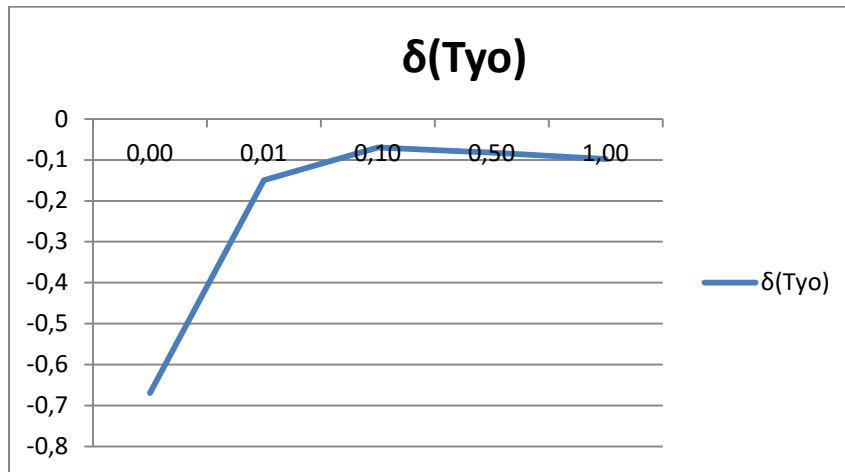


Рисунок 2.8 – График зависимости коэффициента пульсации от постоянной времени управляемого устройства

Теперь приведём 2 осциллограммы полученных в процессе исследования влияния на выход САУ промежутка замыкания контактов реле. Пусть это будет осциллограмма при $t=10\%$ от периода часов и $t=50\%$. Эти осциллограммы приведены на рисунках 2.9 и 2.10 соответственно.

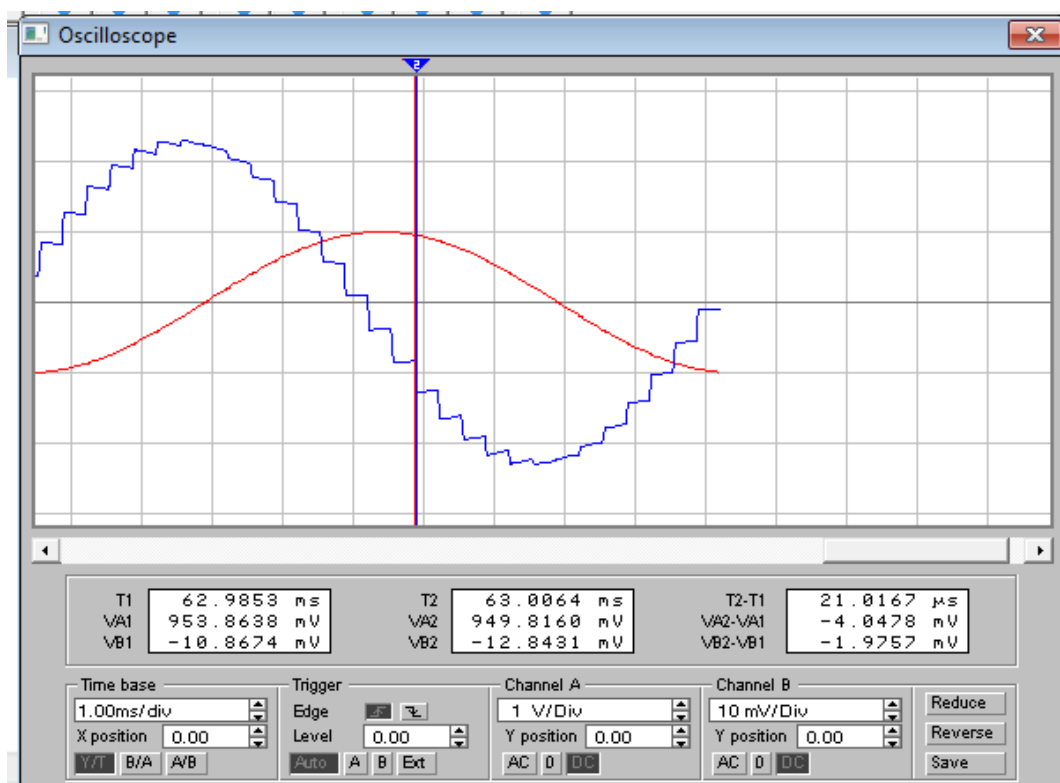


Рисунок 2.9 – Осциллограмма снятая с САУ при времени замыкания контактов реле равном 10% от периода таймера

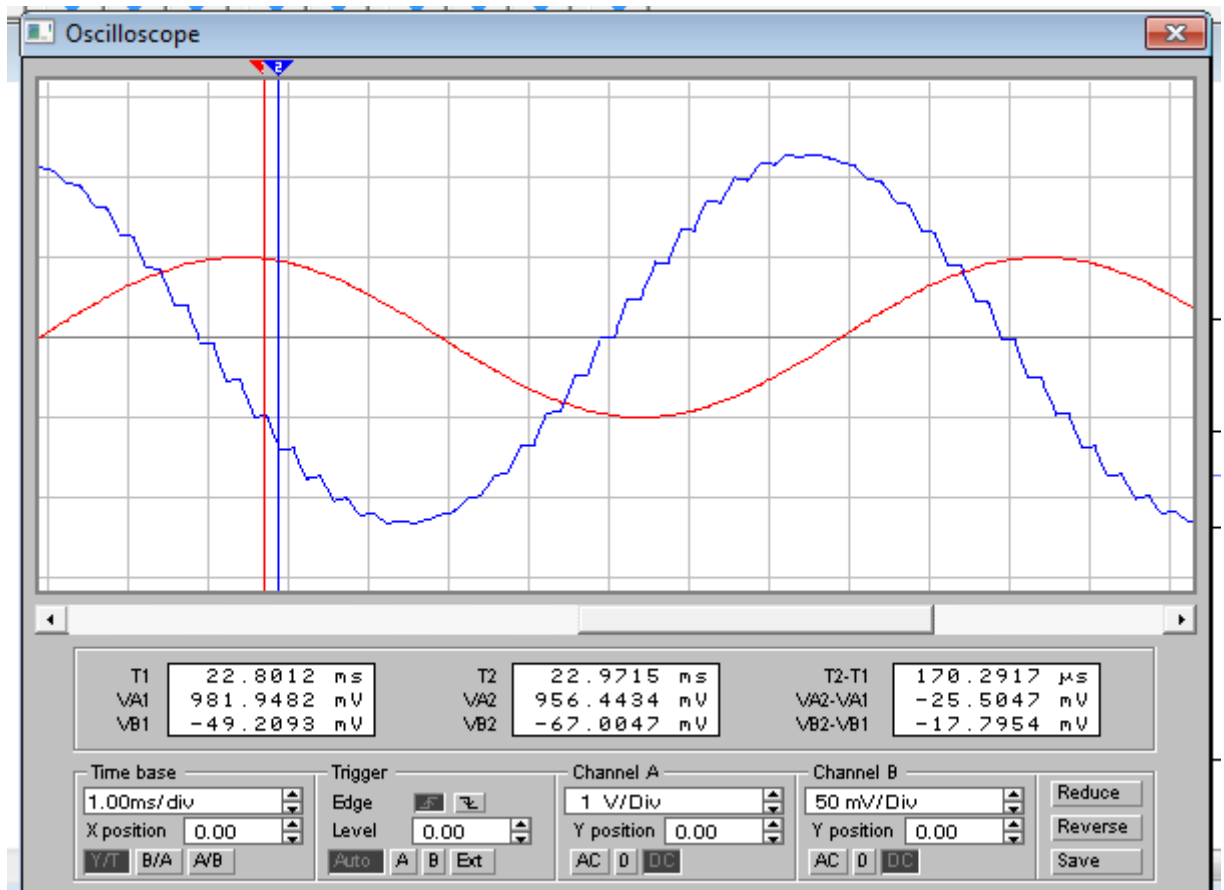


Рисунок 2.10 – Осциллограмма снятая с САУ при времени замыкания контактов реле равном 50% от периода таймера

Как видно из рисунков 2.9 и 2.10 промежутки замыкания не влияют на амплитуду и количество импульсов, но он влияет на угол наклона срезов этих самых импульсов. Это видно из времени между двумя пиками: при $t=10\%$ периода таймера, временной интервал между двумя пиками составляет 21 мкс, а при $t=50\%$ периода, он уже равен 170,29 мкс. И угол наклона при малом значении $t=10\%$ больше, чем при $t=50\%$.

3. Варианты заданий для самостоятельного выполнения

Частота сигнала рассчитывается по формуле:

$$f_c = \frac{N * 1000}{2}$$

Частота таймера в импульсном элементе рассчитывается по формуле:

$$\nu = \frac{7}{3} * f_c$$

Время в течение которого замкнуты контакты реле рассчитывается по формуле:

$$t = (20 * N) \pmod{50}$$

Где:

N – порядковый номер студента по журналу

$\pmod$ – операция взятия остатка от деления

Коэффициент передачи сигнала на сумматоре равен -1, коэффициент передачи сигнала в цепи обратной связи также равен -1, амплитуда напряжения на генераторе сигнала равна 1 В.

Коэффициент передачи на управляемом устройстве: -1, постоянная времени 10^{-2} . Коэффициент передачи на инверторе равен -1,5.

СПИСОК РЕКОМЕНДОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

а) основная литература:

1. Егоров А.И. Основы теории управления. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2011. – 504 с. <http://www.knigafund.ru>
2. [Коробко В.И. Теория управления: учебное пособие](#). ЮНИТИ-ДАНА, 2012. – 383 с. <http://www.knigafund.ru>

б) дополнительная литература:

1. [Батулин В.К. Общая теория управления: учебное пособие](#): ЮНИТИ-ДАНА, 2012. <http://www.knigafund.ru>
2. Меньков А.В., Острейковский В.А. Теоретические основы автоматизированного управления: Учебник для вузов: ОНИКС, 2005. 639 с. – www.knigafund.ru
3. Гончарова Н.Е. Теория управления: Конспект лекций: Приор-издат, 2006. 221 с. – www.knigafund.ru.

в) программное обеспечение и Интернет-ресурсы:

1. Конфигурация ПО не ниже рекомендованной для ОС «Windows XP», поддерживающей работу сети, с применением электронной среды SamSim, MS Word, Рисование, Paint или Visio.
2. Ресурсы сайта www.INTUIT.ru. (Интернет-Университет Информационных Технологий), в разделе [ПОМОЩЬ](#), можно найти ответы на наиболее часто встречающиеся вопросы.