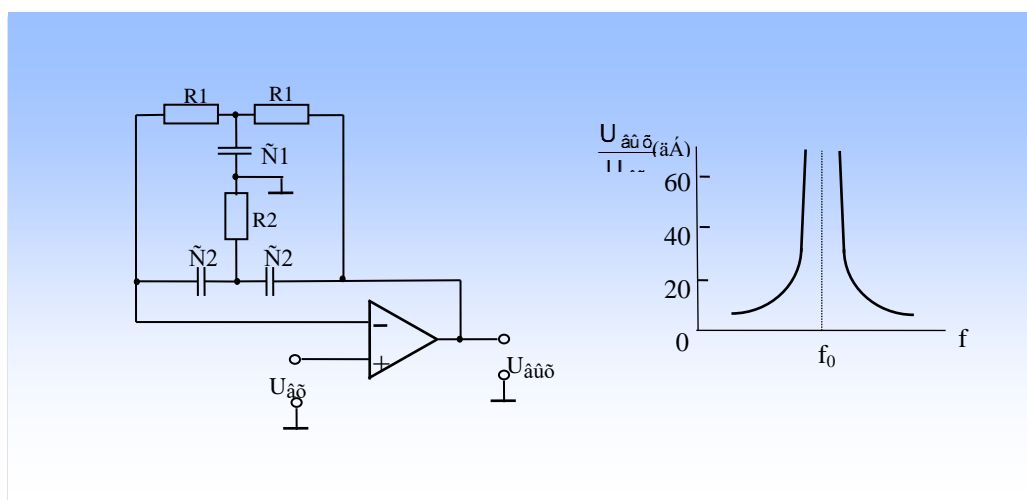


А.Б. Бушуев, Ю.В. Литвинов, Н.А. Николаев

Электронные устройства систем управления

Методические указания по выполнению
лабораторных работ-операционные усилители



Санкт-Петербург
2018

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

УНИВЕРСИТЕТ ИТМО

А.Б. Бушуев, Ю.В. Литвинов, Николаев Н.А.

Электронные устройства систем управления

**Методические указания по выполнению
лабораторных работ-операционные усилители**

Учебно-методическое пособие

РЕКОМЕНДОВАНО К ИСПОЛЬЗОВАНИЮ В УНИВЕРСИТЕТЕ ИТМО

по направлению подготовки (специальности) 15.04.06 "Мехатроника и робототехника", 27.04.04 Управление в технических системах в качестве учебно-методического пособия для реализации основных профессиональных образовательных программ высшего образования магистратуры

 **УНИВЕРСИТЕТ ИТМО**

**Санкт-Петербург
2018**

А.Б. Бушуев, Ю.В.Литвинов, Н.А. Николаев, Методические указания по выполнению лабораторных работ по курсу: Электронные устройства систем управления – СПб: Университет ИТМО, 2018. – 48 с.

Пособие предназначено для бакалавров Факультета Систем Управления и Роботехники Университета ИТМО, специализирующихся по направлениям подготовки 15.04.06 Мехатроника и робототехника 27.04.03 Системный анализ и управление и 27.04.04 Управление в технических системах.

В учебно-методическом пособии рассматриваются общие сведения о построение базовых узлов, которые могут входить в структуру электронных устройств, используемых в современных системах автоматического управления различными объектами. Приводятся примеры построения типовых модулей обработки, преобразования и фильтрации сигналов управления, демонстрирующие возможности их применения в системах управления и регулирования. Может быть полезно студентам при разработке систем управления различными объектами.



Университет ИТМО – ведущий вуз России в области информационных и фотонных технологий, один из немногих российских вузов, получивших в 2009 году статус национального исследовательского университета. С 2013 года Университет ИТМО – участник программы повышения конкурентоспособности российских университетов среди ведущих мировых научно-образовательных центров, известной как проект «5 в 100». Цель Университета ИТМО – становление исследовательского университета мирового уровня, предпринимательского по типу, ориентированного на интернационализацию всех направлений деятельности.

Введение

В учебно-методическом пособии рассматриваются общие сведения о построении базовых узлов, которые могут входить в структуру электронных устройств, используемых в современных системах автоматического управления различными объектами. Рассматриваются примеры моделирования таких узлов с использованием современного программного обеспечения на основе пакета «Multisim».

Основной целью данного учебно-методического пособия является закрепление теоретического материала по курсам «Электронные устройства систем управления» и «Электронные устройства мехатронных и робототехнических систем».

Учебно-методическое пособие включает в себя теоретическую часть по каждому разделу, электрические схемы моделируемых устройств и необходимые исходные данные для проведения исследований.

Для лучшего усвоения пройденного на лекциях материала, рекомендуется перед началом выполнения лабораторной работы ознакомиться с теоретическим материалом по соответствующей работе, на основании лекционного материала и дополнительной литературы.

Для подготовки к успешной защите в конце каждой лабораторной работы приводится список контрольных вопросов, которые могут быть использованы и при внешнем контроле знаний.

Структура отчета по всем лабораторным работам одинакова:

1. Схемы включения ОУ, исследованные при выполнении работы.
2. Таблицы результатов измерений.
3. Экспериментальные характеристики
4. Снятые осциллограммы.
5. Выводы.

Оглавление

1. Введение.....	4
2. Лабораторная работа №1. Операционный усилитель в основных схемах включения.....	6
3. Лабораторная работа №2. Операционный усилитель в специализированных схемах.....	18
4. Лабораторная работа №3. Активные фильтры, корректирующие цепи и генераторы колебаний на операционных усилителях.....	31
5. Литература.....	48

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №1

ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ В ОСНОВНЫХ СХЕМАХ ВКЛЮЧЕНИЯ

ЦЕЛЬ РАБОТЫ: изучение характеристик операционного усилителя (ОУ) в различных режимах работы, исследование ОУ в различных схемах включения.

При выполнении лабораторной работы исследуются следующие схемы на ОУ:

- инвертирующий усилитель (рис.1.1 а,б);
- не инвертирующий усилитель (рис.1.2а,б);
- усилитель с дифференциальным входом (рис. 1.3);
- инвертирующий и не инвертирующий сумматор (рис. 1.4);
- интегратор (рис.1.5);
- дифференциатор (рис.1.6).

КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ ИЗ ТЕОРИИ

Операционный усилитель (ОУ) - это усилитель постоянного тока с коэффициентом усиления не менее 1000 в широком диапазоне частот. Операционный усилитель с обратной связью (ОС) имеет передаточную функцию, которая определяется отношением комплексных сопротивлений элементов цепи ОС. При соответствующем выборе внешних элементов ОУ может использоваться для выполнения линейных операций сложения, вычитания, усреднения, интегрирования, дифференцирования сигналов, а также для получения различных функциональных зависимостей.

Основные свойства ОУ.

Методика синтеза различных устройств на операционных усилителях основана на модели идеального ОУ. Идеальный ОУ характеризуется следующими параметрами:

- бесконечно большим входным $R_{вх}$ и нулевым выходным $R_{вых}$ сопротивлениями;

- собственный коэффициент усиления k_0 при разомкнутой цепи отрицательной обратной связи (ООС) стремится к бесконечности в бесконечно широкой полосе частот (амплитуда выходного сигнала при этом должна оставаться постоянной на любой частоте);

- отсутствуют статические, шумовые и дрейфовые ошибки.

Из свойств идеального ОУ следуют два существенных правила- анализа схем включения ОУ:

1. Входы идеального ОУ не потребляют ток от источника сигнала (из-за бесконечно большого входного сопротивления).

2. Между входами идеального ОУ напряжение управления $U_{вх}$ в любой схеме включения равно "0" (из-за бесконечно большого коэффициента усиления $K_0 \rightarrow \infty$).

Интегральные ОУ не имеют подстроечных элементов, поэтому в число характеристик реальных ОУ входят смещения по напряжению и току, отражающие несимметричность начального режима ОУ, в виде эквивалентных источников напряжения и тока, приведенных к входной цепи ОУ. Несимметричность обусловлена несовершенством технологии изготовления. ОУ имеют специальные выводы балансировки, куда подается напряжение смещения. Балансировка нуля может выполняться по основным входам ОУ с помощью цепей внешней компенсации напряжения сдвига для инвертирующего (рис.1.1,а,б), неинвертирующего (рис.1.2а,б) и дифференциального (рис.1.3 а,б) усилителя.

Основные схемы включения ОУ. Операционные усилители имеют два входа - инвертирующий и неинвертирующий, один общий выход, выводы для подключения симметрирующих элементов (компенсация сдвига) и элементов коррекции (для устранения самовозбуждения ОУ). При отсутствии сигнала на входе потенциал на выходе равен нулю. Для осуществления математических операций в цепь ООС включают различные элементы. Отрицательную обратную связь получают путем подачи сигнала с выхода на инвертирующий вход ОУ. Существует несколько основных схем для выполнения математических операций.

Инвертирующее включение ОУ. Такое включение соответствует подаче напряжения $U_{вх}$ на инвертирующий вход (рис.1.1).

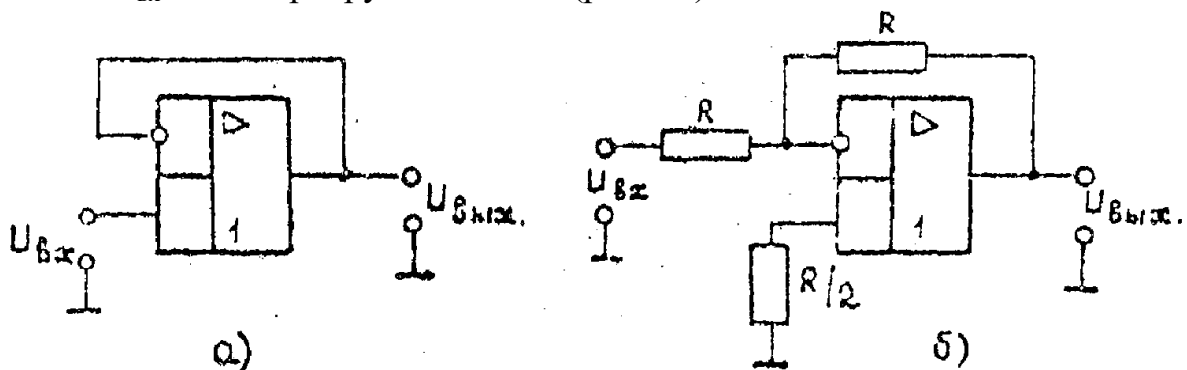


Рисунок 1.1 Инвертирующее включение ОУ

Если воспользоваться упомянутыми выше правилами анализа ОУ, то можно получить основные зависимости между характеристиками ОУ охваченного обратной связью:

Коэффициент передачи по напряжению равен:

$$K_{oc} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (1.1)$$

Входное и выходное сопротивления инвертирующего усилителя соответственно будут

$$R_{\text{вх}}^* = R_1; R_{\text{вых}}^* = \frac{R_{\text{вых}}}{1 + k_0}$$

где k_0 и $R_{\text{вых}}$ - коэффициент усиления и выходное сопротивление ОУ при разомкнутой цепи ООС соответственно.

При $R_2 = R_1 = R$ коэффициент передачи $K_{oc} = -1$, т.е. получается инвертирующий повторитель сигналов (рис.1.1,б).

Для уменьшения смещения нуля от входного тока обычно выбирают

$$R_3 = R_1 || R_2 = \frac{R_1 * R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.2)$$

Неинвертирующее включение ОУ. Такое включение соответствует подаче напряжения $U_{\text{вх}}$ на неинвертирующий вход (рис.1.2). Применяя упомянутые выше правила анализа ОУ, и считая его идеальным, получим коэффициент передачи по напряжению:

$$K_{oc} = \frac{R_2}{R_1} + 1 \quad (1.3)$$

Входное и выходное сопротивления - инвертирующего усилителя соответственно будут

$$R_{\text{вх}}^* = \frac{R_{\text{вх}} * k_0}{K_{oc}}; R_{\text{вых}}^* = \frac{R_{\text{вых}}}{1 + \frac{k_0}{K_{oc}}}$$

При $R_1 = R_2$ коэффициент $K_{oc} = 1$, т.е. получаем неинвертирующий повторитель сигнала (рис.1.2).

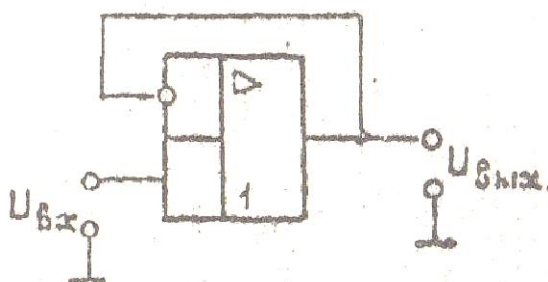


Рисунок 1.2 Неинвертирующий ОУ

Дифференциальное включение ОУ. Такое включение достигается путем сочетания инвертирующей и неинвертирующей схем включения ОУ (рис.1.3).

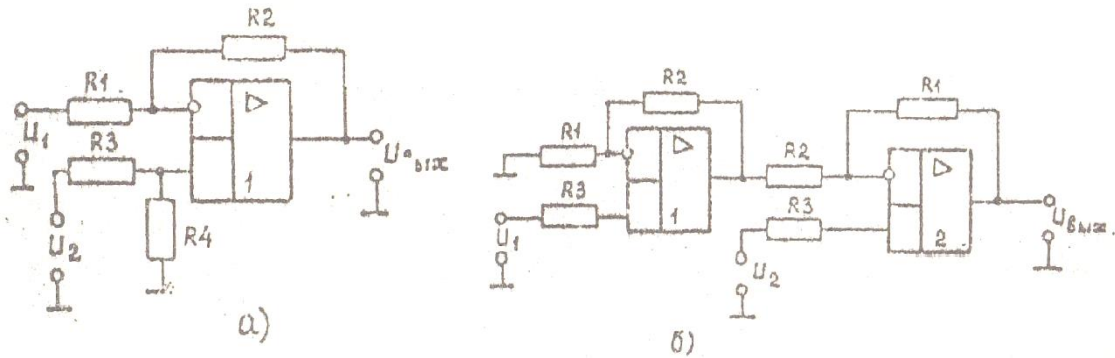


Рисунок 1.3. Дифференциальное включение ОУ;
 а) с низким входным сопротивлением;
 б) с высоким входным сопротивлением.

Если $R1=R3$ и $R2=R4$, выходное напряжение усилителя с дифференциальным входом будет равно:

$$U_{вых} = (U_2 - U_1) * \frac{R2}{R1} . \quad (1.4)$$

Недостатком схемы рис.1.3,а является низкое входное сопротивление. Входное сопротивление схемы рис.1.3,б велико для обоих сигналов. Выходное напряжение будет:

$$U_{вых} = (U_2 - U_1) * \left(1 + \frac{R2}{R1}\right). \quad (1.5)$$

При дифференциальном включении ОУ можно произвести операцию алгебраического сложения двух сигналов, если $R1=R2=R3=R4$.

ОУ в режиме масштабирования. Операционные усилители можно использовать для умножения сигналов на постоянный коэффициент (рис.1.1, 1.2). Это следует из того, что коэффициент передачи k_{oc} определяется выражениями (1.1) и (1.3). Изменяя сопротивления $R1, R2$, можно изменять коэффициент передачи в широких пределах.

Частотная коррекция. Частотная характеристика ОУ (зависимость коэффициента усиления от частоты сигнала) при высоких частотах имеет спад. Всегда существует такое значение частоты, при котором емкости полупроводниковых переходов и паразитные емкости в усилителе уже нельзя считать пренебрежимо малыми. Через эти емкости сигнал частично шунтируется на землю. При возрастании частоты увеличиваются потери сигнала, что приводит к уменьшению коэффициента усиления по напряжению. Введение отрицательной обратной связи увеличивает эффективную полосу пропускания усилителя.

Однако обратная связь не поднимает частотную характеристику ОУ, а его эффективная полоса пропускания увеличивается за счет того, что обратная связь ограничивает коэффициент усиления более низким значением, за пределы которого усилитель не выходит при работе на значительно более высоких частотах.

Усилитель, охваченный обратной связью, может самовозбуждаться, если сигнал, возвращаемый на вход, окажется больше входного сигнала, и, кроме того, сигнал обратной связи будет в фазе с входным сигналом (сдвиг фазы $\varphi=360^\circ$). Для уменьшения запаздывания по фазе в операционных усилителях с обратной связью используется частотная коррекция.

Задача корректирующей цепи состоит в том, чтобы обеспечить для скорректированного усилителя спад характеристики 20 дБ/дек при той частоте, на которой частотная характеристика коэффициента усиления с замкнутой обратной связью (κ_{oc}) пересекает частотную характеристику ОУ без обратной связи. Это гарантирует выполнение условия $\varphi < 180^\circ$ и устойчивую работу усилителя. Способы подключения корректирующих RC-цепей и величины их компонент указываются в справочниках [8].

Схемы суммирования. К ним относятся инвертирующий и неинвертирующий сумматоры (рис.1.4).

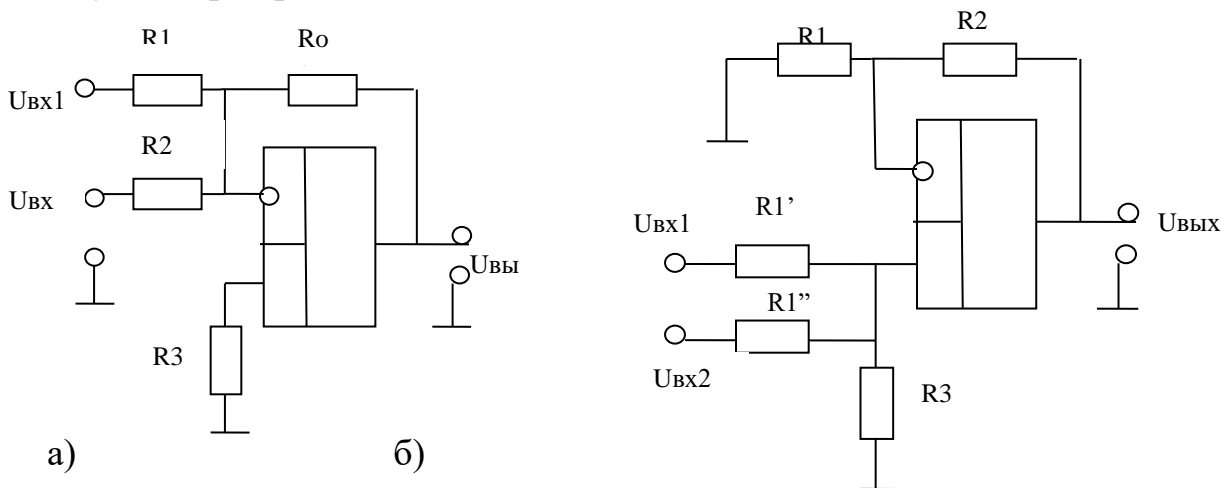


Рисунок 1.4 а) инвертирующий сумматор; б) неинвертирующий сумматор

Инвертирующий сумматор формирует алгебраическую сумму двух напряжений и меняет ее знак на обратный. Если отдельным входным напряжениям надо придать различные веса, то используется схема суммирования с масштабными коэффициентами, для которой

$$U_{вых} = -R_{oc} \left[\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} \right]. \quad (1.6)$$

Если $R_{oc} = R_1 - R_2 = R$, то $U_{вых} = -(U_1 + U_2)$. Для схемы усреднения $R_1=R_2$, $R_{oc} = \frac{R_1}{2}$, $U_{вых} = \frac{-(U_1+U_2)}{2}$.

Схема неинвертирующего сумматора с двумя входами приведена на рис. 1.4б. При суммировании с масштабными коэффициентами получим

$$U_{\text{вых}} = \left[\frac{R_{oc}}{R1} + 1 \right] * U_H; \quad U_H = R_{\text{экв}} * I_{\text{экв}};$$

$$\frac{1}{R_{\text{экв}}} = \frac{1}{R'_1} + \frac{1}{R'_2}; \quad I_{\text{экв}} = \frac{U1}{R'_1} + \frac{U2}{R'_2}, \quad (1.7)$$

Причем

$$\frac{R_{oc}}{R1} = \frac{R3}{R'_1} + \frac{R3}{R'_2}$$

Если $R'_1 = R'_2 = R$, то $U_H = \frac{(U1+U2)}{2}$.

Интегратор. Схема интегратора на ОУ приведена на рис 1.5,а, напряжение на выходе схемы представляет собой интеграл от напряжения входного сигнала $U_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_{\text{вх}} dt$, где RC - постоянная времени.

Для вычисления интеграла от изменяющегося напряжения надо выразить это напряжение как функцию времени. При подаче на вход интегратора постоянного сигнала на выходе получим линейно изменяющееся напряжение, полярность которого противоположна полярности входного сигнала.

Частотная характеристика интегратора имеет постоянный наклон -20 дБ/дек в диапазоне частот, в котором схема используется как интегратор.

Если интегратор используется для интегрирования изменяющихся напряжений, то для уменьшения его чувствительности к дрейфу напряжения сдвига и к заряду конденсатора током смещения следует параллельно конденсатору С включить корректирующее сопротивление R2 большой величины (рис.1.5,б).

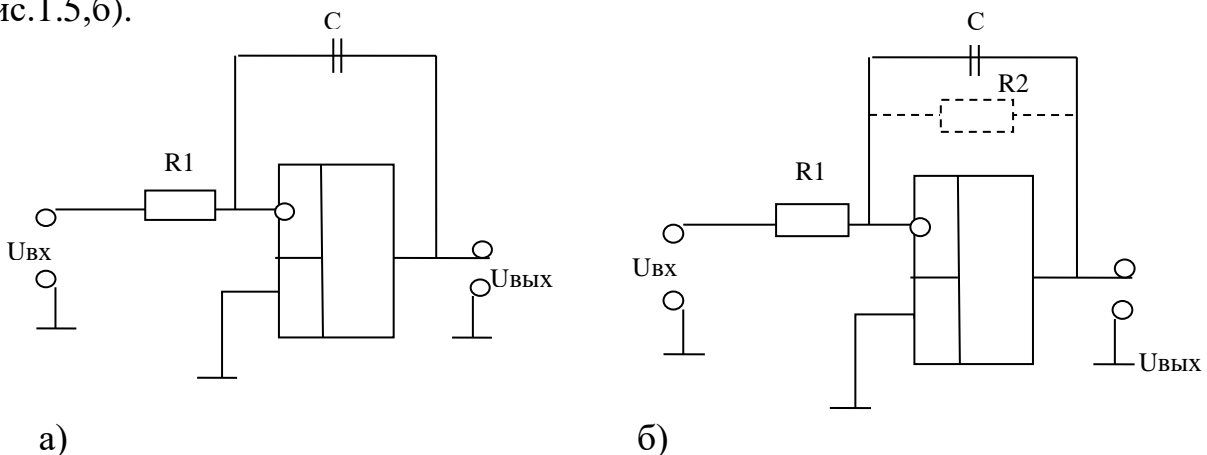


Рисунок 1.5. а) интегратор, б) интегратор с пониженной чувствительностью к дрейфу.

Влияние тока смещения можно уменьшить путем подключения между неинвертирующим входом и землей сопротивления $R3=R1||R2$.

Для получения высокой точности интегрирования нижняя (граничная) частота должна быть не более 0,1 наименьшей частоты интегрируемого сигнала; при наличии R2 эта граничная частота равна

$$f = \frac{1}{2\pi R_2 C} \quad (1.8)$$

Для установки нулевого сдвига интегратора, используемого без резистора обратной связи R2, конденсатор C следует зашунтировать сопротивлением, которое отключается после установки нуля (при переходе в рабочий режим).

Если интегратор используется для интегрирования медленно изменяющихся сигналов, то конденсатор интегратора следует периодически разряжать (сбрасывать), чтобы напряжение на нем, вызванное протеканием через конденсатор тока смещения, не могло привести к появлению чрезмерной ошибки.

Частотная характеристика стабилизированного по сдвигу интегратора (R2 включено, рис.1.5,б) представляет собой частотную характеристику фильтра низких частот с наклоном -20 дБ/дек и с коэффициентом усиления, большим единицы. Чтобы построить такой активный фильтр, надо задать R1 и R2, при которых желаемое значение $k_{QC} = R2/R1$, а C определить по формуле

$$C = \frac{1}{2nR2f} \quad (1.9)$$

Дифференциатор. Выходное напряжение дифференциатора (рис.1.6) пропорционально скорости изменения входного напряжения, т.е. $U_{\text{ВЫХ}} = -R2 * C \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt}$

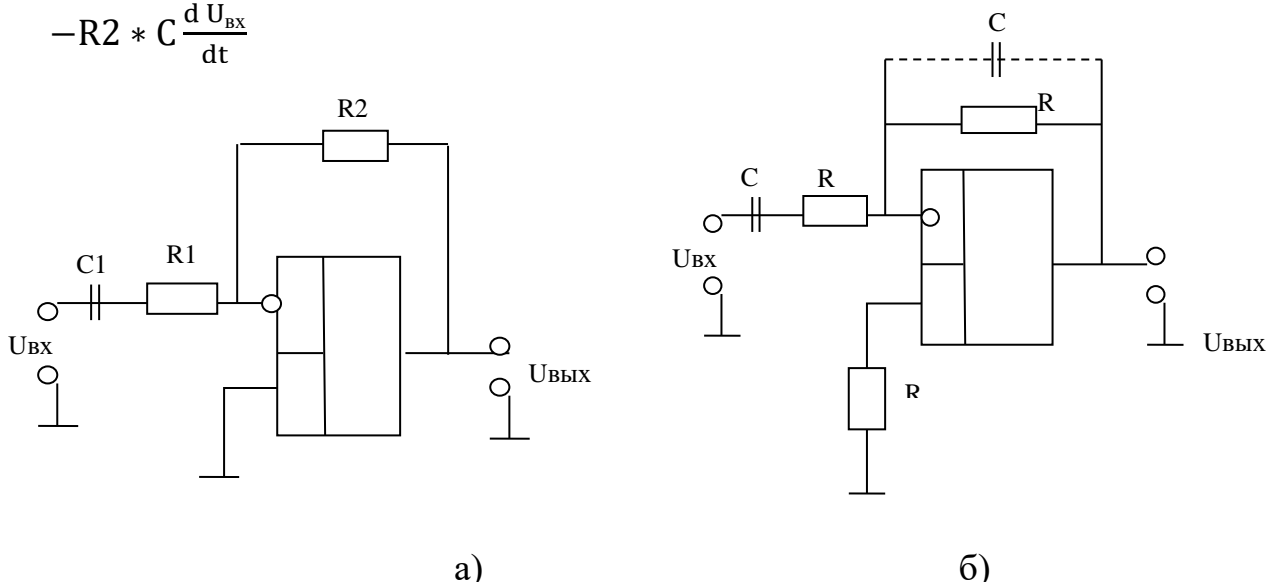


Рисунок 1.6. а) дифференциатор; б) дифференциатор с коррекцией высокочастотных шумов.

Коэффициент усиления дифференциатора растет с наклоном 20 дБ/дек в диапазоне частот, в котором схема используется как дифференциатор. Так как

большой коэффициент передачи достигается на высоких частотах, схема дифференциатора очень восприимчива к случайным шумам. Во избежание появления на выходе дифференциатора нежелательных высокочастотных шумов его следует корректировать. Для осуществления коррекции параллельно резистору R2 включается конденсатор C2 (рис.1.6,б). Для получения высокой точности C2 выбирают таким, чтобы частота $1/2\pi R_2 C_2$ приблизительно раз в десять (на порядок) превышала наибольшую частоту дифференцируемого сигнала.

Так как дифференциатор имеет емкостной вход, то во избежание перегрузки источника напряжения $U_{вх}$ последовательно с конденсатором C1 следует включать сопротивление R1.

Практическая схема дифференциатора приведена на рис.1.6,б Она может использоваться как полосовой фильтр пропускания. Характеристика имеет две частоты сопряжения. После частоты f_1 схема работает как усилитель с резистивной ОС, т.е. $k_{ос} = -R_2/R_1$. Конденсатор C2 и сопротивление R2 определяют другую частоту среза f2. Таким образом, рабочий диапазон дифференциатора находится в пределах от f1 до f2, где

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} ; \quad f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} . \quad (1.10)$$

ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1 Ознакомьтесь с описанием лабораторной работы и краткими сведениями из теории.

2 Исследование ОУ в режиме инвертирующего включения.

2.1.Соберите схему инвертирующего усилителя на ОУ1 (рис.1.1), предварительно определив по формулам (1.1) и (1.2) значения резисторов R1 и R3 в соответствии с номером варианта задания (табл.1.1).

Таблица 1.1

Номер варианта задания	ОУ1					ОУ2					ОУ1+ОУ2
	Инверт.		Неинв.		Диф	Инверт.		Неинвертир.		Диф	Диф.
	к ос	R2 кОм	к ос	R2 кОм	к ос	к ос	R2 кОм	к ос	R2 кОм	к ос	R1/R2
1	2	55	4,7	55	7	3,7	55	12	55	9	3
2	7	35	4	15	3	5	25	8	35	9	9
3	5	25	10	45	2	3	45	6	25	7	5
4	3	15	4	45	5	9	45	4,7	55	2	7
5	9	45	6	25	5	3	15	10	45	7	2
6	3	45	8	35	2	7	35	4	45	5	3
7	3,7	55	2	55	3	2	55	4,7	55	9	5

Снимите зависимость $U_{\text{вых}} = F(\pm U_{\text{вх}})$, 10 точек. Результаты измерений занесите в таблицу и постройте график зависимости. Определите коэффициент усиления на линейном участке.

2.2. Снимите частотную характеристику усилителя на ОУ при подаче на вход гармонического сигнала от внешнего генератора в диапазоне частот $f=20$ Гц - 200 кГц (через декаду). Амплитуда входного сигнала должна быть такой, чтобы выходной сигнал не искажался, т.е. был синусоидальным. Постройте частотную характеристику $K_{\text{ос}} = F(f)$.

2.3. Соберите схему инвертирующего усилителя на ОУ2 (рис.1.1): предварительно определив по формулам (1.1, 1.2) значения резисторов R1 и R3 в соответствии с номером варианта задания (табл.1.1). Снимите зависимость $U_{\text{вых}} = F(\pm u_{\text{вх}})$, 10 точек, постройте график и определите коэффициент усиления на линейном участке.

3. Исследование неинвертирующего усилителя.

3.1. Соберите схему неинвертирующего усилителя на ОУ1 (рис.1.2): предварительно определив по формулам (1.2, 1.3) значения резисторов R1 и R3 в соответствии с номером варианта, задания (табл. I.I).

Снимите зависимость $U_{\text{вых}}=F(\pm U_{\text{вх}})$, 10 точек, постройте график и определите коэффициент усиления на линейном участке.

3.2. Соберите схему неинвертирующего усилителя на ОУ2 (рис. 1.2), предварительно определив по формулам (1.2 и 1.3) значения резисторов R1 и R3 в соответствии с номером варианта задания (табл.I.I).

3.3 Снимите частотную характеристику неинвертирующего усилителя на ОУ2 при подаче на вход гармонического сигнала от внешнего генератора в диапазоне частот $f= 20$ Гц - 200 кГц (через декаду). Амплитуда входного сигнала должна быть такой, **чтобы выходной сигнал не искажался**. Постройте частотную характеристику $k_{\text{ос}} = F(f)$.

4. Исследование дифференциального усилителя.

4.1. Соберите схему усилителя с дифференциальным входом на ОУ (рис.1.4) для заданного значения $K_{\text{ос}}$ (табл.I.I). Измерьте значения $U_{\text{вых}}$ при различных комбинациях $U1, U2$ (порядка 6-8 пар значений $U1, U2$ различной полярности). Сравните экспериментальные данные с рассчитанными по формуле (1.4).

5. Исследование ОУ в режиме суммирования постоянных сигналов.

5.1.Соберите схему инвертирующего сумматора на ОУ1 (рис. 1.4,а) в соответствии с номером варианта задания (табл.1.2). Измерьте значения $U_{\text{вых}}$ при различных комбинациях $U1$ и $U2$ (порядка 6-8 пар значений $U1$ и $U2$ различной

полярности), сравните экспериментальные данные с рассчитанными по формуле (1.6). Повторите исследование сумматора при $R_{oc} = R1 = R2 = R$.

5.2. Соберите схему неинвертирующего сумматора на 0У1 (рис.1.3,б) в соответствии с номером варианта задания (табл.1,2). Измерьте значения $U_{вых}$ при различных комбинациях $U1$ и $U2$ (порядка 6-8 пар значений $U1$ и $U2$ различной полярности), сравните экспериментальные данные с рассчитанными по формуле (1.7).

Повторите исследование сумматора при $R'1 = R'2 = R$.

Таблица 1.2

Номер варианта задания	Инвертир. сумматор				Неинвертир.		сумматор		R КОМ
	R _{oc} кОм	R1 кОм	R2 кОм	R кОм	R _{oc} кОм	R1 кОм	R'1 кОм	R'2 КОМ	
1	55	25	5	15	55	5	15	25	55
2	45	5	15	25	55	25	15	45	45
3	35	55	5	45	55	15	5	15	35
4	55	15	5	5	45	15	5	25	5
5	35	45	25	15	45	5	15	25	15
6	5	15	35	55	35	5	55	15	25
7	15	5	55	35	25	5	55	35	15

6. Исследование интегратора.

6.1. Соберите схему интегратора на 0У1 (рис.1.5), значения R и C определяются из табл.1.5 в соответствии с номером варианта задания.

Снимите частотную характеристику интегратора при подаче на вход гармонического сигнала не искажающего выходной сигнал. Определить частоту среза.

6.2. Вычислите граничную частоту по формуле (1.8). Снимите амплитудно-частотную характеристику, меня частоту входного сигнала (10 точек через декаду).

6.3. Проверьте экспериментально вид выходного сигнала для следующих входных сигналов:

- синусоидальный сигнал частотой 100 Гц и 1 кГц и амплитудой до 2 В;
- прямоугольный сигнал частотой 100 Гц и 1 кГц и амплитудой до 2 В.

Осциллограммы сохранить.

6.4. Подберите $R2$ и C по формуле (1.9) так, чтобы интегратор действовал как активный фильтр низких частот с заданными значениями K_{oc} и f (табл. 1.5). Снимите частотную характеристику этого фильтра и определите коэффициент усиления на низких частотах и частоту среза.

Таблица 1.5

Номер варианта задания	R кОм	C пФ	K_{oc}	f Гц
1	5	10^4	2	29
2	5	10^5	7	450
3	15	10^4	3	35
4	15	10^5	3,7	290
5	25	10^4	2,4	26
6	5	10^5	9	350
7	25	10^4	3,2	20

Таблица 1.6

Номер варианта задания	R2 кОм	R1 кОм	R2 КОМ
1	55	5	55
2	45	15	45
3	35	15	55
4	110	.5	51
5	100	15	90
6	90	35	110
7	90	5	70
Для всех вариантов	C1 пФ 10^5	C1 пФ 10^5	C2 пФ 10^4

7. Исследование дифференциатора.

7.1. Соберите схему дифференциатора на 0У (рис.1.6), значения R2 и C1 определяются из табл.1.6 в соответствии с номером варианта задания. Снимите частотную характеристику дифференциатора при подаче на вход гармонического сигнала, не искажающего форму выходного сигнала. Подайте на вход прямоугольный сигнал частотой от 10 Гц до 100 Гц, зарисуйте сигнал на выходе дифференциатора.

7.2. Постройте на основе дифференциатора (рис.1.6) полосовой фильтр с заданными значениями R1, R2, C1 и C2 (табл.1.6). Определите значения частот f1 f2 по формуле (1.10). Сравните расчет с экспериментом, сняв и построив частотную характеристику полосового фильтра.

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

- 1 Схемы включения ОУ, исследованные при выполнении работы
- 2 Таблицы результатов измерений. по п.2,3,4,5,6,7
- 3 Экспериментальные характеристики $U_{вых} = F(\pm U_{вх})$ и $K_{oc} = F(f)$. по п.2,3,6,7.
- 4 Снятые осциллограммы .
- 5 Вывод.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какой усилитель называется операционным?
2. Каковы параметры идеального ОУ?
3. Чем вызвана несимметричность начального режима ОУ?

4. Дайте определение напряжения сдвига.
5. Что такое инвертирующее включение ОУ? Как определяется $K_{ос}$?
6. Что такое коэффициент обратной связи?
7. Чем определяется входное сопротивление ОУ?
8. Что такое дифференциальное включение ОУ?
9. Каким образом осуществляется алгебраическое суммирование сигналов?
10. Как осуществляется умножение величин на постоянный положительный коэффициент?
11. Как осуществляется умножение величин на постоянный отрицательный коэффициент?
12. Каковы причины появления частотной зависимости коэффициента усиления ОУ?
13. Как уменьшить влияние $U_{сдв}$ и $I_{см}$ в схеме интегратора?
14. Объясните назначение стабилизирующей коррекции в дифференциаторе.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 2

ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ В СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫХ СХЕМАХ

ЦЕЛЬ РАБОТЫ: Исследование характеристик специализированных устройств, построенных на операционных усилителях.

Лабораторная работа включает исследование:

- ограничителей выходных сигналов ОУ по амплитуде (рис.2.1а, б);
- нуль-компаратора (рис.2.2);
- одноходового компаратора для сравнения разнополярных сигналов (рис.2,3);
- двухходового компаратора для сравнения однополярных сигналов (рис.2,4);
- триггеров Шмитта на интегральном компараторе без гистерезиса (рис.2,5) и с гистерезисом (рис.2.6);
- прецизионного Триггера Шмитта (рис.2.7);
- двухпорогового компаратора разнополярных сигналов с гистерезисом и без гистерезиса (рис.2.8);

При исследовании специализированных схем на ОУ снимаются зависимости $U_{вых} = F(U_{вх})$, строятся выходные характеристики, осциллографируются выходные напряжения при подаче на вход синусоидальных сигналов.

КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ ИЗ ТЕОРИИ

Схемы ограничения применяются для ограничения напряжения на выходе ОУ на некотором уровне, меньшем, чем максимально возможное выходное напряжение усилителя. Идеальная схема ограничения не должна оказывать никакого влияния на выходное напряжение до тех пор, пока последнее не достигнет заданного уровня ограничения, после чего схема ограничения должна остановить дальнейшее повышение выходного напряжения. Ограничение используется для того, чтобы предотвратить насыщение ОУ, т.е. состояние» в котором напряжение на выходе достигает максимального значения, обеспечиваемого данным усилителем.

В схеме на рис.2.1,а выходное напряжение ограничивается стабилитронами VD1 и VD2 на уровне $\pm(U_{ст} + U_{пр})$ В, где $U_{ст}$ - напряжение стабилизации стабилитрона; $U_{пр}$ - падение напряжения на стабилитроне, смещенном в прямом направлении.

Если вместо одного из стабилитронов поставить диод (рис.2.1,б), получим односторонний ограничитель; если оставить только один стабилитрон (рис.2-1.в), получим ограничение $U_{вых}$ на различных уровнях: $U_{ст}$ и $U_{пр}$.

Для четкого ограничения необходимо выбирать $R_{QC} = R4+R5$ значительно большим внутреннего сопротивления стабилитрона и диода в проводящем состоя-

нии, но в то же время пренебрежимо малым по сравнению с сопротивлением стабилитрона в закрытом состоянии.

Для уменьшения утечки в прецизионных схемах используется ограничитель на маломощных диодах VD1 - VD4 с малыми токами утечки (рис.2.2). Диоды включены встречно, и ток через них не идет до тех пор, пока не будет превышено напряжение ограничения, равное сумме напряжения стабилитрона VD5 и падений напряжения на двух диодах в прямом направлении. Если это напряжение превышает диоды начинают проводить ток, подключая к схеме стабилитрон и снижая коэффициент усиления. Если $U_{\text{вых}}$ превышает положительный уровень ограничения, то проводят ток диоды VD1 и VD3, если же $U_{\text{вых}}$ переходит отрицательную границу, то ток идет через VD2 и VD4. Величина сопротивлений $R1 = R2 = R$ выбирается по формуле

$$R = \frac{+E_n - U_{cm}/2}{I_{cm}}$$

Ток стабилитрона I_{cm} должен быть меньше, чем выходной ток ОУ.

Компараторы представляют собой ОУ специального назначения, используемые для сравнения по уровню двух входных напряжений и скачкообразного изменения выходного напряжения в случае, когда сравниваемые напряжения не равны между собой. Любой ОУ может быть использован в качестве компаратора, однако специально спроектированные компараторы удобнее для применения. Компаратор должен иметь низкое напряжение сдвига, малый дрейф напряжения сдвига, устойчиво работать без самовозбуждения и иметь малое значение тока смещения.

Компараторы являются составной частью устройств автоматического контроля, аналого-цифрового преобразования, стабилизации источников питания (в качестве усилителей ошибки), сдвига уровней логических сигналов и других устройств.

В схемах компараторов используются ОУ с разомкнутой обратной связью. На рис.2.6, а приведена простейшая схема нуля-компаратора. Если, например, напряжение насыщения ОУ составляет ± 10 В и $K = 10^4$, то $U_{\text{порог}} = 10/10^4 = 1$ мВ. Подавая на вход схемы синусоидальный сигнал $U_{\text{вх}} > 20$ мВ, на выходе получил практически прямоугольное переменное напряжение.

Схема на рис.2.3,а предназначена для сравнения разно-полярных напряжений. Входной сигнал $U_{\text{вх}}$ и опорное напряжение $U_{\text{оп}}$ подаются на инвертирующий вход. При $|U_{\text{вх}}| < U_{\text{порог}}$ $U_{\text{вых}} = -U_{\text{вых.мах}}$, при $|U_{\text{вх}}| > U_{\text{порог}}$ $U_{\text{вых}} = +U_{\text{вых.мах}}$. В момент равенства $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{порог}}$ ОУ находится в неустойчивом линейном режиме. Переключение компаратора происходит с некоторой задержкой, которая определяется временем перезаряда паразитных емкостей ОУ. Схема имеет низкое входное сопротивление» но позволяет сравнивать большие

сигналы без появления смещения выходного напряжения от синфазной доставляющей.

Сравнение сигналов одинаковой полярности позволяет выполнить схема на рис.2.4 и 2.7, Сигналы $U_{вх}$ и $U_{оп}$ при этом не должны превышать допустимого для данного ОУ синфазного напряжений.

Рассмотренные схемы (рис.2.3, 2.4, 2.6, 2.7) имеют следующий недостаток: если $U_{вх}$ меняется медленно и находится вблизи $U_{оп}$, то шумы, содержащиеся в $U_{вх}$, могут вызвать ложные изменения в выходном напряжении. Для исключения влияния помех в передаточную характеристику компаратора вводят некоторый гистерезис (рис,2.5,б: 2.8,б). Ширина петли гистерезиса ΔU берется несколько больше ожидаемой амплитуды помехи. Гистерезис образуется за счет введения положительной обратной связи (резистор $R2$). Напряжения срабатывания $U_{ср}$, отпускания $U_{отп}$, и величина гистерезиса ΔU определяются, по формулам

$$U_{ср} = U_{отп} * \frac{R2}{R1 + R2} + U_{вых.макс}^+ \frac{R1}{R1 + R2} ; \quad (2.1)$$

$$U_{отп} = U_{отп} * \frac{R2}{R1 + R2} + U_{вых.макс}^- \frac{R1}{R1 + R2} ; \quad (2.2)$$

$$\Delta U = U_{ср} - U_{отп} = (U_{вых.макс}^+ - U_{вых.макс}^-) \frac{R1}{R1 + R2} ; \quad (2.3)$$

Для уменьшения влияния входного тока компаратора следует выбирать $R1 \ll R2$

$$R3 = \frac{R1 * R2}{R1 + R2} .$$

Для преобразования аналоговых сигналов в цифровые применяют интегральные компараторы, являющиеся специализированными ОУ. Обычные ОУ имеют большой размах выходного напряжения, что неприемлемо для управления логическими микросхемами. Выходное напряжение интегрального компаратора может находиться только на стандартных уровнях: логический 0 (-0,5 - +1,4 В) или логическая 1 (3 - 5 В). За счет сокращения амплитудного диапазона быстроедействие компаратора выше быстрогодействия стандартного ОУ, время отклика составляет около 50 нс.

На рис.2.12 показана схема включения интегрального компаратора К554СА3, а на рис.2.6, 2.7, 2.8 схемы его использования.

На рис.2.9 приведена схема прецизионного триггера Шмитта, в которой напряжения срабатывания $U_{ср}$ и отпускания $U_{отп}$ имеют одну и ту же полярность, Изменение выходного напряжения отпирает и запирает транзистор VT1, за счет чего устанавливаются напряжения срабатывания и отпускания. Работа схемы протекает следующим образом: если $U_{вх}$ имеет положительное значение, меньшее $U_{ср}$, транзистор VT1 заперт, т.к. выходное напряжение схемы отрицательно; $R3$ при этом не шунтируется транзистором и

$$U_{cp} = U_{on} * \frac{R2 + R3}{R1 + R2 + R3} \quad (2.5)$$

Диод VD9 удерживает напряжение между эмиттером и базой VT1 разным -0,7 В. Выходное напряжение схемы равно 0,3 В. Когда $U_{вх} > U_{cp}$, выходное напряжение компаратора изменяется до $+ U_{вых макс}$. Переключающийся транзистор VT1 открывается, шунтирует резистор R3 и тем самым снижает напряжение на неинвертирующем входе компаратора до значения $U_{отп}$, которое составляет

$$U_{omn} = U_{on} * \frac{R2}{R1 + R2} + U_{кз нас VT1}, \quad (2.6)$$

где $U_{кз нас VT1} = 0,07$ В при $I_{к.}=10$ мА. Выходное напряжение не будет изменяться, пока $U_{вх} > U_{отп}$.

Двухпороговый компаратор разнополярных сигналов с гистерезисом и без гистерезиса может быть построен по схеме, приведенной на рис.2.10. Напряжения срабатывания и отпускания составляют соответственно

$$U_{cp} = U_{on} * \frac{R2 + R3}{R1 + R2 + R3}, \quad U_{omn} = U_{on} * \frac{R3}{R1 + R2 + R3}. \quad (2.7)$$

Компаратор выдает выходной сигнал только тогда, когда входной, сигнал имеет значение: в промежутке между напряжениями срабатывания и отпускания, т.е. имеем следующие условия работы компаратора: $U_{вх} > U_{cp}$, $U_{вх} < U_{отп}$, - высокий уровень выходного сигнала; $U_{cp} > U_{вх} > U_{отп}$ низкий уровень выходного сигнала.

Диоды VD10, VD11 образуют схему ИЛИ по отношению к выходам интегральных компараторов А4 и А6. Таким образом, если у одной из двух микросхем выходное напряжение имеет высокое значение, то и выходной сигнал схемы тоже высок. Двухпороговый компаратор может быть использован для проверки верхней и нижней границ изменения напряжения электронных приборов.

Широтно-импульсный модулятор преобразует постоянный или медленно изменяющийся входной сигнал в последовательность импульсов, ширина которых зависит от амплитуды входного сигнала. В схеме, приведенной на рис.2.11, сигнал несущей частоты, имеющий форму меандра, подается на вход операционного усилителя 3, включенного по схеме интегратора. На выходе интегратора получают треугольные импульсы. Благодаря наличию резисторов (R4+R5), эти импульсы симметричны относительно потенциала общей точки схемы.

Треугольные выходные импульсы интегратора подаются на инвертирующий вход интегрального компаратора 5, на неинвертирующий вход подается входной сигнал. Компаратор переключается, когда амплитуда входного сигнала

ла становится равной амплитуде треугольных импульсов. При нулевом входном сигнале скважность импульсов на выходе компаратора равна 0,5. При положительном входном сигнале, равном амплитуде треугольного импульса, скважность выходных импульсов около 1, а при отрицательном сигнале - скважность около нуля.

ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. Исследование схем ограничения выходного напряжения на операционном усилителе ОУЗ.

1.1. Соберите схему ограничителя (рис.2.1,а) в соответствии с номером

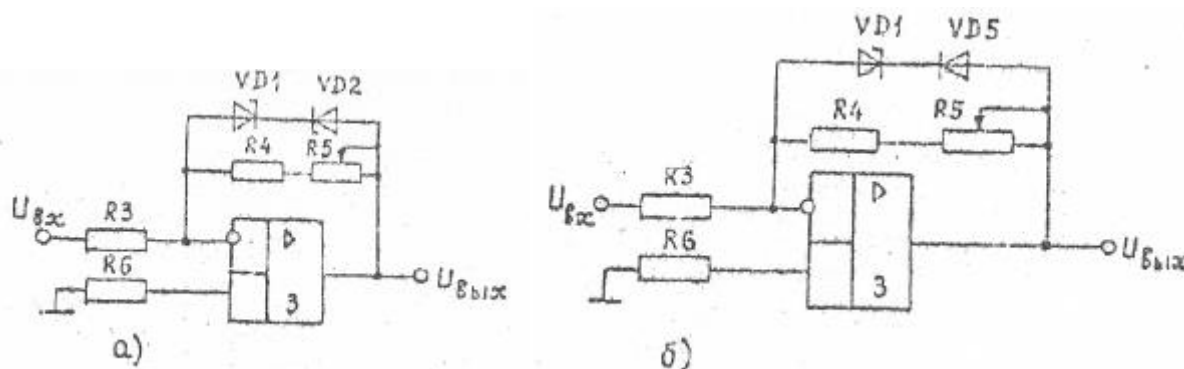


Рисунок 2.1. Ограничители выходного напряжения.
а) ограничитель 1; б) ограничитель 2.

варианта задания (табл.2.1) и установите заданный коэффициент передачи:

$$K_{oc} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{R4 + R5}{R3}$$

Снимите зависимость (10 точек) $U_{вых} = F(\pm U_{вх})$.

Подайте на вход ограничителя 1 от внешнего генератора синусоидальный сигнал частотой до 1 кГц и амплитудой, превышающей напряжение ограничения исследуемой схемы. Снимите осциллограмму $U_{вых}$.

1.2. Соберите схему ограничителя 2 (рис.2.1,б) в соответствии с вариантом (табл.2.1) и проведите ее исследование по методике п.1.1.

Выставьте заданный $K_{oc} = U_{вых}/U_{вх}$. Снимите зависимость $U_{вых} = F(\pm U_{вх})$ - 10 точек.. Подайте на вход схемы синусоидальный сигнал частотой до 1 кГц и амплитудой, превышающей напряжение ограничения исследуемой схемы. Сохраните осциллограмму $U_{вых}$. Отметьте изменения в осциллограмме $U_{вых}$ при изменении полярности стабилитрона, включенного в диагональ диодного мост, а так же при замене стабилитрона VD1 на стабилитрон VD3.

Таблица 2.1

№ варианта	Схема цепи ОС		Элементы		Кос
	п.1.1	п.1.2	п.1.1	п.1.2	
1			VD1, VD2	VD10	2
2			VD11, VD1	VD3	2.5
3			VD3, VD4	VD10	3
4			VD3, VD11	VD1	3.5
5			VD1, VD2	VD4	4
6			VD2, VD11	VD10	4.5
7			VD3, VD4	VD10	5

2. Исследование нуля-компаратора.

2.1. Соберите схему нуля-компаратора (рис.2.2) на 0Y1 (virtual).

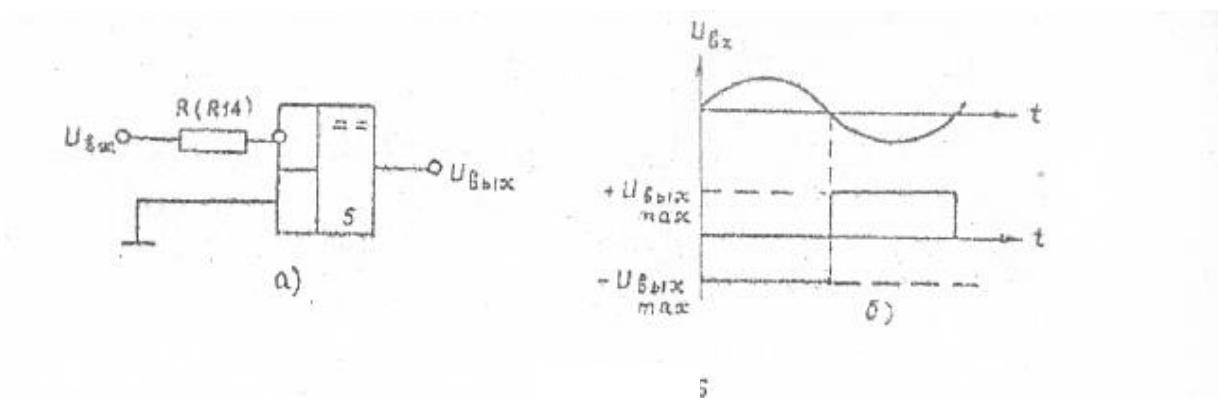


Рисунок 2.2 а) Схема нуля-компаратора;
б) диаграмма напряжений компаратора

Подайте на вход схемы синусоидальный сигнал, определите $U_{вх \text{ мин}}$, при котором на выходе наблюдается прямоугольное напряжение. Определите, амплитуду напряжения $U_{вых}$.

3. Исследование одноходового компаратора.

Таблица 2.2

Номер варианта	0У1			0У2		
	R1,кОМ	R2,кОМ	Uоп, В	R1,кОМ	R2,кОМ	Uсп,В
1	15	4,99	+1	20	10	-3,5
	54,9	35,2	-4	5,1	20	+8,0
2	44,8	15	-2	10	5,1	+2
	25,2	54,9	+6	5,1	20	-8
3	54,9	4,99	-0,5	20	5,1	+1,5
	4,99	15	+7	10	20	-6
4	35,2	25,2	+2	30	10	-1.5
	25,2	54,9	-8	5,1	20	+7
5	4,99	15	-6	40	20	+3
	35,2	4,9	+1	20	5,1	-1.5
6	25,2	15	+5	5.1	10	-6
	4.99	35,2	-8	20	5.1	+1
7	15	54,9	+8	10	30	-7
	44,8	25.2	-3	20	5.1	+1

3.1. Соберите схему одноходового компаратора (рис. 2.2) на 0У1 с заданными значениями R1,R2 и Uоп (две строчки параметров для каждого варианта в табл.2.2).

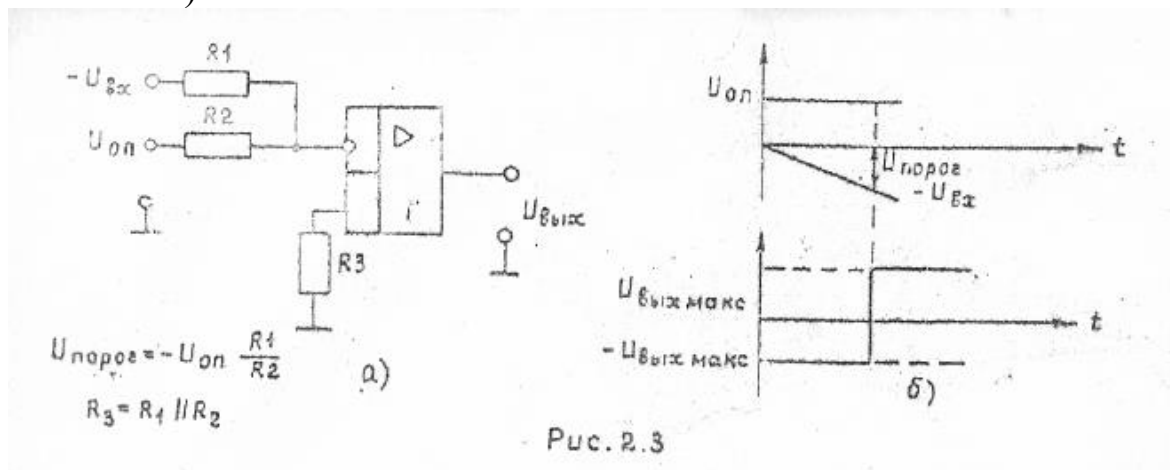


Рисунок 2.3 Одноходовой компаратор.

а) Схема одноходового компаратора; б) диаграмма напряжений компаратора.

Для каждого набора параметров рассчитайте Uпор, при котором схема изменяет свое состояние. Проверьте расчеты экспериментально. Постройте зависимость $U_{вых} = F(\pm U_{вх})$ -10 точек.

3.2. Соберите схему одноходового компаратора (рис. 2.2) на ОУ2 с заданными значениями $R1$, $R2$ и $U_{оп}$ (две строчки параметров для каждого варианта в табл.2.2). Подайте на вход схемы синусоидальный сигнал частотой до 1 кГц и амплитудой не более 10 В; Сохраните осциллограммы $U_{вых}$ для каждого набора параметров (табл.2.2). Проведите исследование схемы по методике п.3.1.

4. Исследование двухходового компаратора.

4.1. Соберите схему двухходового компаратора без гистерезиса на операционном усилителе ОУ1 (рис. 2.4) и исследуйте ее работу при двух значениях опорного напряжения, заданного в табл.2.3 в соответствии с номером варианта задания. Постройте выходную характеристику компаратора $U_{вых} = F(\pm U_{вх})$ при заданных значениях $U_{оп}$.

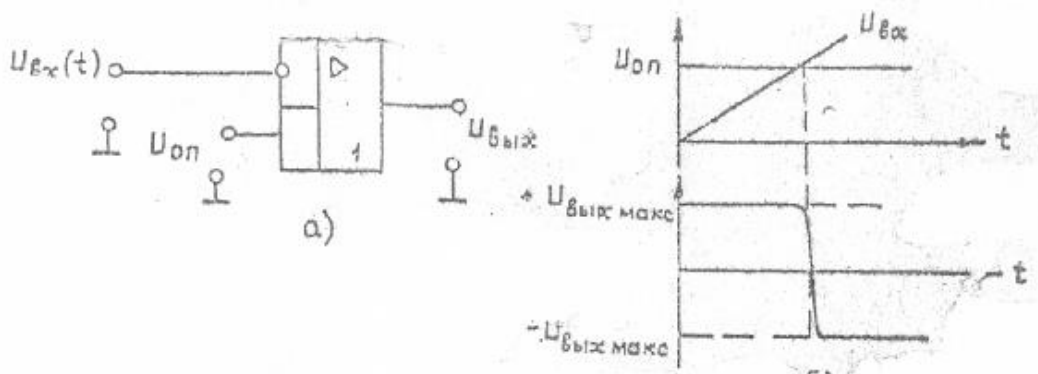


Рисунок 2.4 Двухходовой компаратор.
а) схема; б) диаграммы напряжений.

Таблица 2.3

Номер варианта задания	$U_{оп}, В$			
	ОУ1		ОУ2	
1	+7	-3	+2	-5
2	-1	+4	-7	+2.5
3	-6	+1.5	+5	-8
4	+4.5	-3	-2	+6.5
5	-6	-2.5	+1	-7
6	-4	+5.5	-6	+1.5
7	+3	-6.5	-4	+5

4.2. Соберите схему двухходового компаратора без гистерезиса (рис.2.5) и исследуйте ее работу при двух значениях опорного напряжения, заданного в табл.2.3 в соответствии с номером варианта задания. Постройте выходную характеристику компаратора $U_{вых} = F(\pm U_{вх})$ при заданных значениях $U_{оп}$.

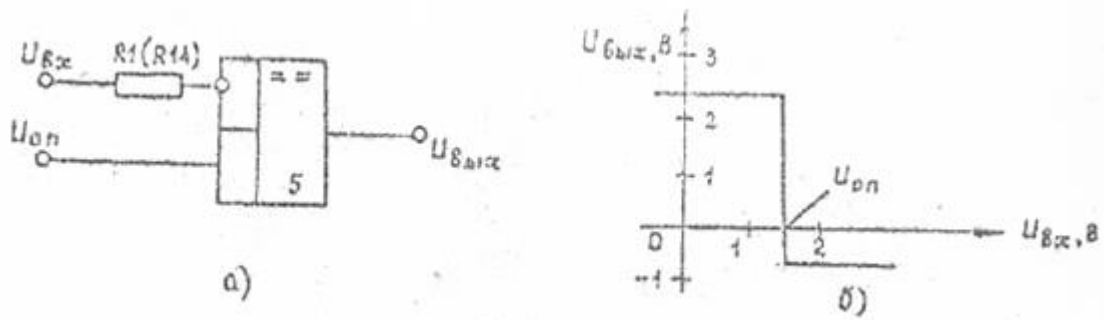


Рисунок 2.5 Схема двухвходового компаратора без гистерезиса

4.3. Соберите схему двухвходового компаратора с гистерезисом на операционном усилителе 0У1 (рис.2.6). Для заданных значений $R1$, $R2$ и $U_{оп}$ (табл 2.4) по формулам (2.1, 2.2, 2.3) рассчитайте значение сопротивления $R3$, напряжения срабатывания и отпускания для каждого из трех значений $U_{оп}$; проверьте расчеты экспериментально. Постройте выходную характеристику компаратора $U_{вых} = F(\pm U_{вх})$ при заданных значениях $U_{оп}$.

Подайте на вход схемы синусоидальный сигнал частотой до 1 кГц и амплитудой не более 10 В; снимите осциллограммы $U_{вых}$ при заданных значениях $U_{оп}$.

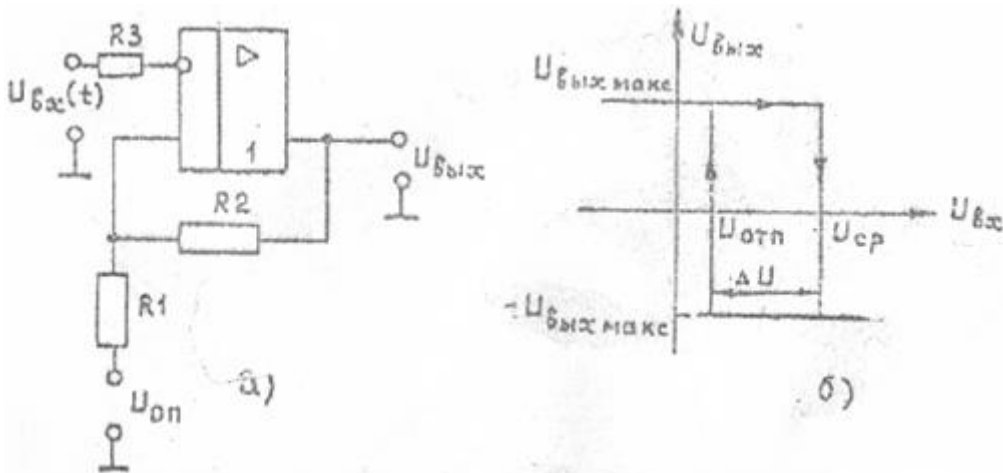


Рисунок 2.5 Схема двухвходового компаратора с гистерезисом

$$U_{CP} = U_{оп} \frac{R2}{R1 + R2} + U_{ВЫХ, макс}^+ \frac{R1}{R1 + R2} ; \quad (2.1)$$

$$U_{ОП} = U_{оп} \frac{R2}{R1 + R2} + U_{ВЫХ, макс}^- \frac{R1}{R1 + R2} ; \quad (2.2)$$

$$\Delta U = U_{CP} - U_{ОП} \approx \frac{R1}{R1 + R2} (U_{ВЫХ, макс}^+ - U_{ВЫХ, макс}^-) . \quad (2.3)$$

Для уменьшения влияния входного тока компаратора резистор R3 следует выбирать как:

$$R3 = \frac{R1 * R2}{R1 + R2} \quad (2.4)$$

4.4. Соберите схему двухвходового компаратора с гистерезисом ОУ2 (рис.2.6) и исследуйте ее работу по методике п.7.3 при заданных значениях R1, R2 и Uоп (табл.2.4).

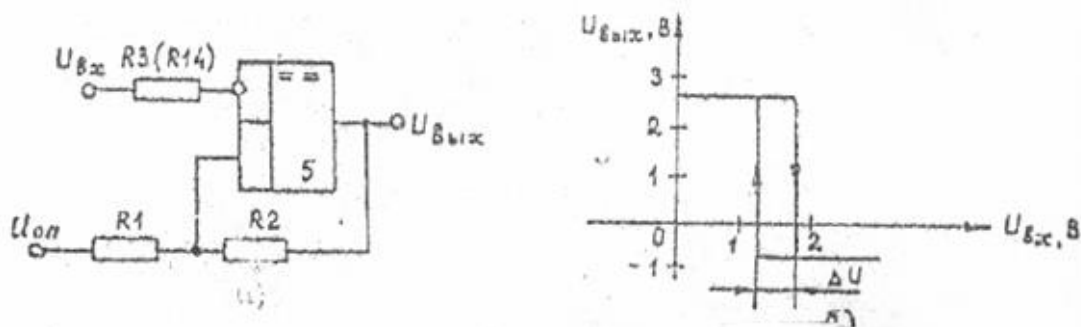


Рисунок 2.6 Схема двухвходового компаратора с гистерезисом

4.5 Соберите схему триггера Шмитта с однополярным выходом (рис.2.7) на любом из компараторов (ОУ1 или ОУ2);

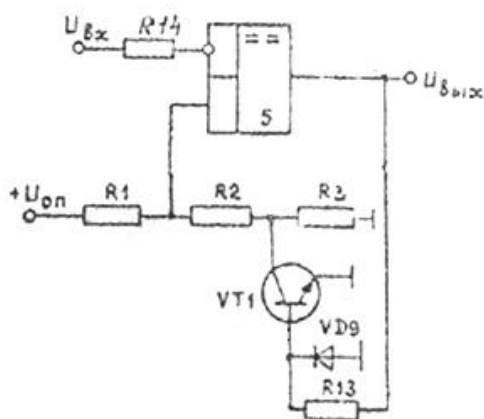


Рисунок 2.7 Триггер Шмитта

для заданных значений Uоп, R1, R2, R3 (табл.2.5) по формулам (2.5, 2.6) рассчитайте значения напряжений Uср и Uотп. Проверьте расчеты экспериментально, постройте выходную характеристику схемы $U_{вых} = F(\pm U_{вх})$.

$$U_{CP} = U_{отп} \frac{R2 + R3}{R1 + R2 + R3} ; \quad (2.5)$$

$$U_{отп} = U_{оп} \frac{R2}{R1 + R2} + U_{ке} \quad (2.6)$$

4.6. Соберите схему двухпорогового компаратора разнополярных сигналов с гистерезисом и без гистерезиса (рис.2.8), для заданных значений. $U_{оп}$, $R1$, $R2$, $R3$ (табл.2.4)

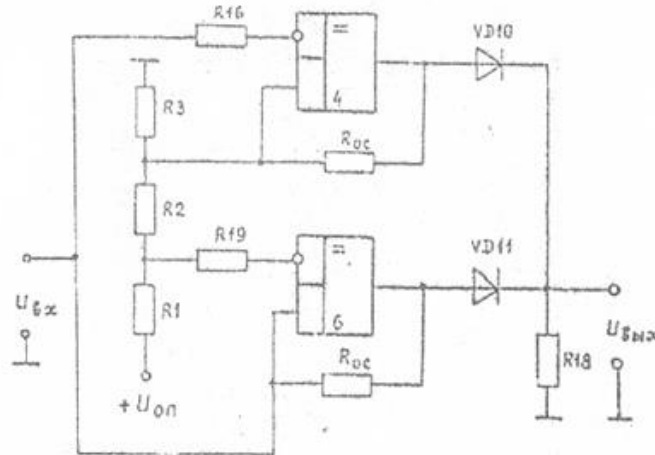


Рисунок 2.8 Двухпороговый компаратор

Таблица 2.4

Номер ОУ1	ОУ1			ОУ2		
	$U_{оп}$, В	$R1$ кОм	$R2$ кОм	$U_{оп}$, В	$R1$ кОм	$R2$ кОм
1	0; 2; -5	25	55	0; -2; +5	10	20
2	0; -1; +3	55	45	0; -7; +4	5	20
3	0; -2; +5	15	45	0; -2; +1	20	20
4	0; +4; -3	25	55	0; -2; +5	5.1	10
5	0; +7; -3	5	45	0; +3; -6	10	40
6	0; +2; -6	15	45	0; -1; +4	20	40
7	0; +1; -3	55	35	0; -1; +2	5.1	5.1

По формулам (2.7) рассчитайте напряжение срабатывания и отпускания схемы:

$$U_{сп} = U_{оп} \frac{R2 + R3}{R1 + R2 + R3} ; \quad U_{отп} = U_{оп} \frac{R3}{R1 + R2 + R3} \quad (2.7)$$

Таблица 2.5

Номер варианта задания	U _{оп} , В	R1 кОм	R2 кОм	R3 кОм
1	+1	20	5.1	20
	-5	5.1	5.1	20
2	+3	5.1	10	20
	-1	10	5.1	40
3	-3	5.1	20	10
	+5	10	5.1	40
4	+2	10	10	20
	-4	20	10	20
5	+4	20	10	20
	-2	10	20	10
6	-5	5.1	5.1	20
	+1	20	5.1	40
7	-4	20	5.1	10
	+5	10	5.1	10

Проверьте расчеты экспериментом при $R_{oc} = \infty$. Снимите и постройте выходную характеристику схемы $U_{вых} = F(\pm U_{вх})$ при $R_{oc} = \infty$ и при заданном значении R_{oc} (табл 2.6).

Подайте на вход схемы от внешнего генератора синусоидальный сигнал частотой до 1 кГц; и наблюдайте осциллограммы $U_{вых}$ при изменении амплитуды $U_{вх}$.

Таблица 2.6

Номер варианта задания	U _{оп}	R1=R3 кОм	R2 кОм	R _{oc} , кОм
1	3	10	20	5,1
2	6	5.1	20	5,1
3	4	10	20	10
4	7	5.1	10	10
5	6	10	20	5,1
6	8	10	5,1	5,1
7	8	5,1	20	10

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

1. Принципиальные электрические схемы исследуемых устройств на операционных усилителях и интегральных компараторах.
2. Таблицы расчетных значений и результатов измерений по пп.1,2,3,4.
3. Экспериментальные характеристики $U_{вых} = F(\pm U_{вх})$ по пп.1,4.
4. Осциллограммы, снятые в пп.1, 3, 4, 5.
5. Выводы.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. С какой целью применяются схемы с ограничителями.
2. Укажите основное назначение компаратора.
3. Объясните цель введения гистерезиса в компаратор.
4. Объясните работу одноходового компаратора.
5. Объясните работу двухходового компаратора.
6. Объясните работу схемы триггера Шмитта с управляющим транзистором.
7. Объясните работу двухпорогового компаратора разнополярных сигналов.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 3

АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ, КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ЦЕПИ И ГЕНЕРАТОРЫ КОЛЕБАНИЙ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

ЦЕЛЬ РАБОТЫ: Исследование схем активных фильтров, корректирующих цепей с заданной передаточной функцией, генераторов колебаний различной формы на операционных усилителях.

В лабораторной работе исследуются:

- активные фильтры нижних частот первого и второго порядков (рис 3.1, 3.3);
- активные фильтры верхних частот первого и второго порядков (рис 3.4);
- полосовые фильтры с RC-цепями, с двойным T-образным мостом, на основе моста Вина (рис 3.5; 3.6а,б,в; 3.7);
- генераторы сигналов прямоугольной (3.8), синусоидальной (рис.3.9) и пилообразной (рис.3.10, 3.11) формы.

КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ ИЗ ТЕОРИИ

Активные фильтры - это безиндуктивные частотные фильтры, в которых в качестве элемента схемы использован активный элемент (усилитель).

Фильтром называют четырехполюсник, предназначенный для выделения из состава, подведенного к его входу сложного электрического колебания частотных составляющих, расположенных в заданной области, и для подавления частотных составляющих, расположенных во всех других областях частот.

Область частот, где фильтр усиливает или мало ослабляет сигнал, называют полосой пропускания, а область частот, где ослабление входного электрического колебания велико - полосой подавления. Фильтры классифицируются в зависимости от взаимного расположения полосы пропускания и полосы подавления (рис. 3.1).

Фильтр нижних частот (ФНЧ) пропускает на выход все частоты, начиная от нулевой (постоянный ток), и до некоторой заданной частоты f_C , и ослабляет все частоты, превышающие f_C ; частотная характеристика такого фильтра показана на рис.3.1,а.

Диапазон частот от нуля до f_C называется полосой пропускания, а диапазон частот, превышающий f_B , - полосой подавления (или заграждения). Интервал частот между f_C и f_B называется переходным участком, а скорость, с которой на этом участке изменяется величина ослабления, является важной характеристикой фильтра. Частота f_C - это та частота, при которой напряжение на выходе фильтра падает до уровня 0,707 от напряжения в полосе пропускания $U_{П}$ (т.е. падает на 3 дБ); частота f_B - это частота, при которой выходное напряжение на 3 дБ выше, чем выходное напряжение в полосе подавления.

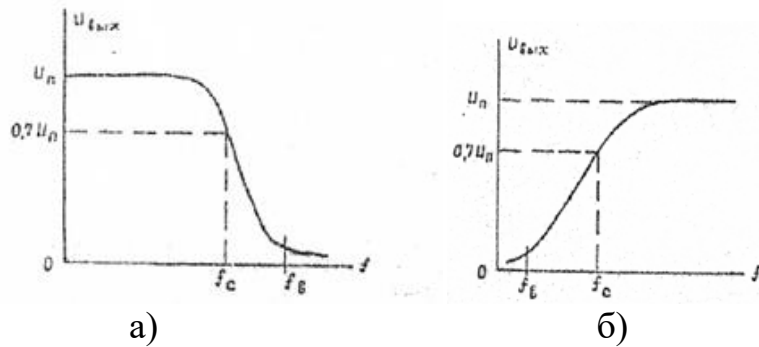


Рисунок 3.1 а) фильтр нижних частот; б) фильтр верхних частот

Фильтр верхних частот (ФВЧ) ослабляет все частоты, начиная от нулевой и до частоты f_c , и пропускает все частоты, начиная с f_c и до верхнего частотного предела схемы. Частотная характеристика ФВЧ показана на рис.3.2,б

Полосовой фильтр (ПФ) пропускает, как показано на рис.3.2,в, все частоты в диапазоне от нижней частоты f_1 до верхней f_2 .

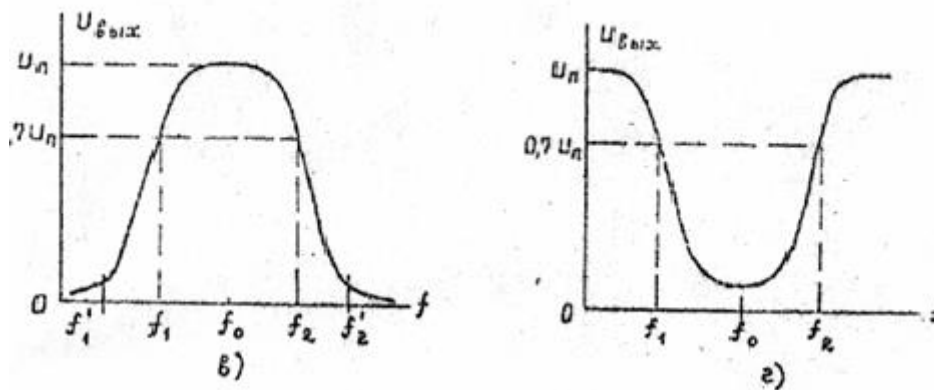


Рисунок 3.2 в) полосовой фильтр; г) режекторный (заграждающий) фильтр

Все частоты ниже f_1 и выше f_2 ослабляются. Диапазоны частот от f_1 до f_1 и от f_2 до f_2 являются переходными участками. Геометрическое среднее частот f_1 и f_2 называют средней (центральной) частотой f_0 , т.е. $f_0 = \sqrt{f_1 * f_2}$.

Полоса пропускания $B = f_2 - f_1$; добротность Q связывает среднюю частоту полосы пропускания и ее ширину на уровне 3. дБ:

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{\sqrt{f_1 f_2}}{f_2 - f_1} \quad (3.1)$$

Режекторный (заграждающий) полосовой фильтр (РФ) ослабляет частоты от f_1 до f_2 , а все остальные частоты пропускает (рис.3.2,г). Заграждающий полосовой фильтр с узкой полосой ослабляемых частот называют фильтром-пробкой.

Схемы активных фильтров нижних частот первого и второго порядков приведены соответственно на рис.3.3а и 3.3б.

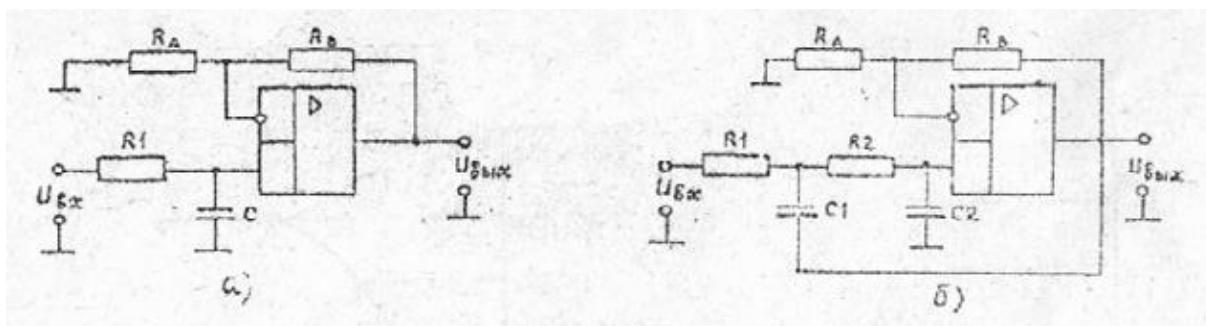


Рисунок 3.3 Схемы активных фильтров нижних частот:
а) первого порядка; б) второго порядка.

Схемы моделирования перечисленных фильтров приведены в разделе «Порядок выполнения лабораторной работы».

В этих схемах каждая из RC-цепей вносит в наклон частотной характеристики на переходном участке 20 дБ/дек. Схемы, содержащие по две RC-цепи (R_1C_1 и R_2C_2), имеют второй порядок. Сопротивления R_A и R_B определяют коэффициент усиления в полосе пропускания K_{Π} по формуле:

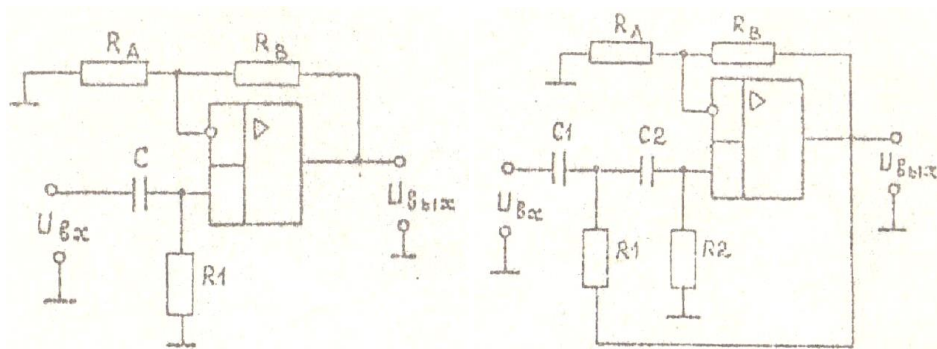
$$K_{\Pi} = \frac{R_B}{R_A} + 1 \quad (3.2)$$

Характеристика фильтров второго порядка вблизи границы полосы пропускания формируется за счет обратной связи, которая осуществляется через конденсатор C_1 в случае фильтра нижних частот или через сопротивление R_1 в случае фильтра верхних частот. Если $R_1=R_2=R$ и $C_1=C_2=C$, то:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.3)$$

Схемы активных фильтров верхних частот первого и второго порядков приведены соответственно на рис.3.4а и 3.4б.

Схемы моделирования перечисленных фильтров приведены в разделе «Порядок выполнения лабораторной работы».



а) б)

Рисунок 3.4 Схемы активных фильтров верхних частот
а) первого порядка; б) второго порядка.

Схема полосового фильтра с положительной обратной связью (R5) приведена на рис.3.5,а. Цепь R1 и C1 формирует часть характеристики, соответствующих фильтру нижних частот, а цепь R2 и C2 - часть характеристики, с соответствующую фильтру верхних частот. Коэффициент усиления в полосе пропускания $K_{П} = R_4 / R_3 + 1$. Если $C1=C2=C$, $R1=R5=R$, $R2=2R$, то резонансная частота:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.4)$$

Схема полосового фильтра с параллельной обратной связью показана на рис.3.5,б.

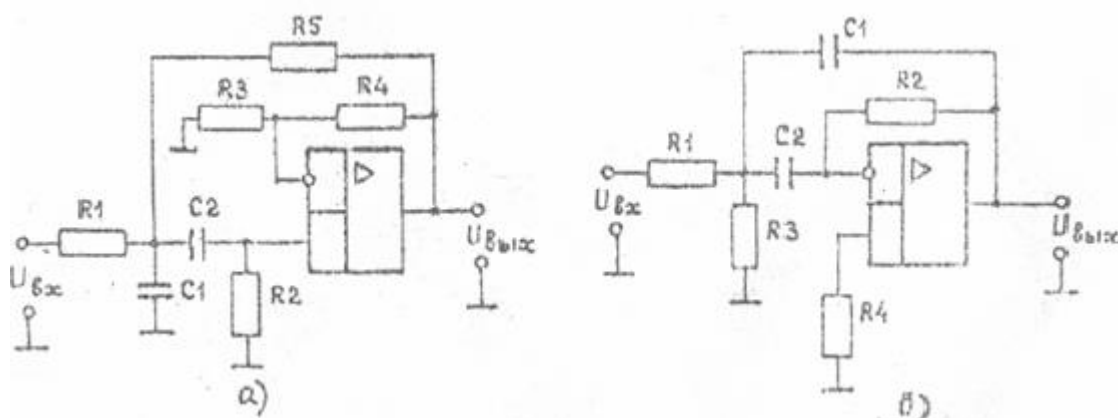


Рисунок 3.5 а) схема полосового фильтра с положительной обратной связью; б) схема полосового фильтра с параллельной обратной связью.

Схемы моделирования перечисленных фильтров приведены в разделе «Порядок выполнения лабораторной работы».

Обратная связь в этой схеме осуществляется одновременно через включенные параллельно R2 и C2 (отсюда и название схемы). Часть характеристики, соответствующая фильтру нижних частот, формируется с помощью цепи R1 и C1, а часть, соответствующая фильтру верхних частот, - с помощью цепи R2 и C2. Такая обратная связь обеспечивает положение максимума характеристики вблизи

частоты $f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$. Сопротивление R_3 служит для увеличения $R_{ВХ}$ и обеспечивает возможность задавать коэффициент усиления в полосе пропускания. Схема остается работоспособной, если исключить сопротивление R_3 , однако при этом ее добротность будет зависеть от коэффициента усиления в полосе пропускания $K_{П}$.

Характеристики фильтра при $R_4=R_2$ и $C_1=C_2=C$ определяются следующими соотношениями:

При $R_3=\infty$
$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}, \quad (3.5, а)$$

а при $R_3 \neq \infty$
$$f_2 - f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C K_{П}}, \quad K_{П} = 2Q^2. \quad (3.5, б)$$

Резонансную частоту f_0 можно варьировать, изменяя величину сопротивления R_3 , что не приведет к изменению коэффициента передачи на резонансной частоте и полосы пропускания фильтра.

Узкополосные усилители и режекторные фильтры можно построить на основе ОУ и частотно-избирательных RC-цепей.

На рис.3.6а) изображена схема двойного Т-образного моста, который имеет частотную характеристику, “непрозрачную” на единственной частоте.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.6)$$

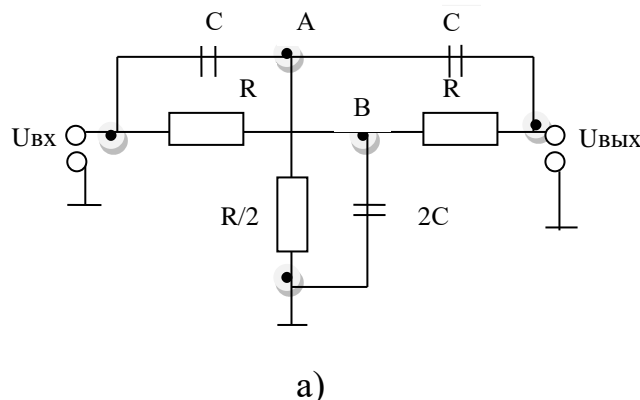


Рисунок 3.6а) Двойной Т-образный мост.

Частотная характеристика этого моста имеет малую добротность $Q_M = 0,25$. Чем выше точность, с которой подобраны элементы моста по соотношениям $C - C_2$ и $R - R/2$, тем ближе к полной непрозрачности глубина режекции на частоте f_0 . Если входное напряжение имеет нулевую или очень низкую частоту, то $U_{ВЫХ}=U_{ВХ}$ так как постоянный потенциал передается через резисторы R ; на очень высокой частоте сигнал проходит через конденсаторы. На некото-

рой средней частоте f_0 ответвление входного тока через цепи $C - R/2$ и $R - C/2$ таково, что на диагонали моста АБ напряжение равно нулю, поэтому $U_{\text{ВЫХ}}=0$.

На базе двойного Т-образного моста строят загораживающие (режекторные) и избирательные фильтры (рис.3.6); Добротность схемы зависит от точности согласования номиналов элементов, а также от уровня сигнала обратной связи, подаваемого в точку В.

Если включить схему двойного Т-образного моста в цепь обратной связи ОУ (рис.3.6,в), то на частоте f_0 RC-цепь будет иметь весьма большое сопротивление, а коэффициент передачи ОУ будет наибольший и равным $K_{\text{П}} = R_2/R_1$. Добротность избирательного усилителя будет зависеть от коэффициента передачи ОУ к добротности RC - цепи: $Q \approx Q_{\text{М}} K_{\text{У}}$.

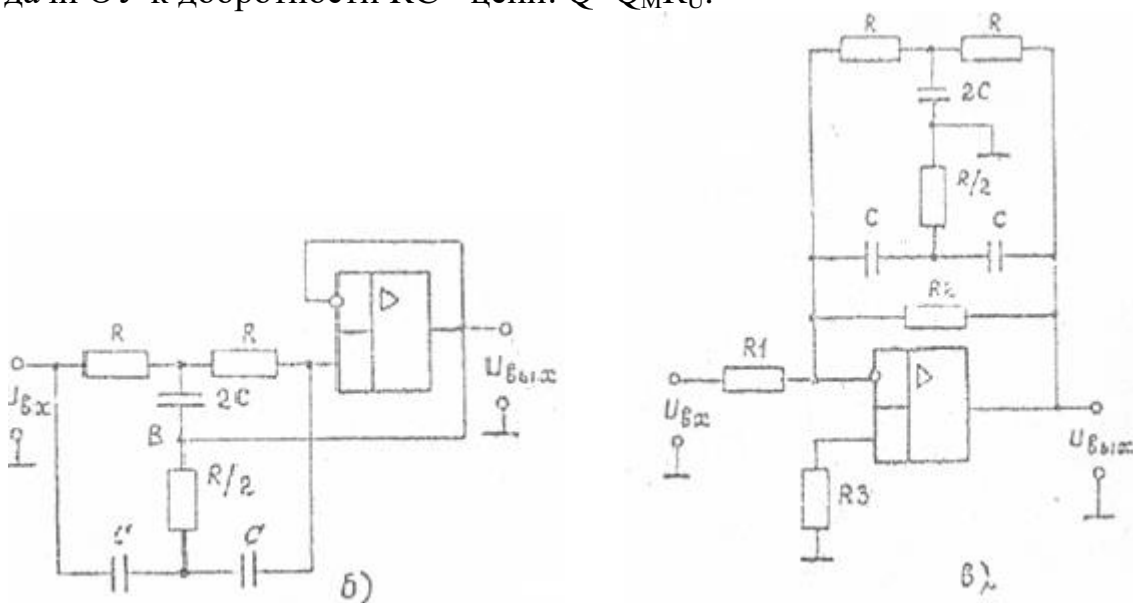


Рисунок 3.6 б) загораживающий (режекторный) фильтр; в) избирательный фильтр.

Мост Вина (рис.3.7), широко используемый в фильтрах и генераторах, состоит из реактивной (левая по схеме) и активной ветвей. Эта схема - квазирезонансная. Напряжение нулевой и очень низкой частоты через последовательный конденсатор C_1 на выход не проходит ($U_{\text{ВЫХ}}=0$), а ток очень высокой частоты замыкается через параллельный конденсатор C_2 ($U_{\text{ВЫХ}}=0$).

Максимальный коэффициент передачи реактивной части моста $U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}}=1/3$ наблюдается на частоте $f = 1/2\pi RC$, если $R_1=R_2= R$ и $C_1= C_2=C$. Номиналы реактивной части моста Вина могут быть разными, тогда частота резонанса:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (3.7)$$

На рис.3.7,б приведена схема узкополосного избирательного усилителя с мостом Вина в цепи обратной связи ОУ.

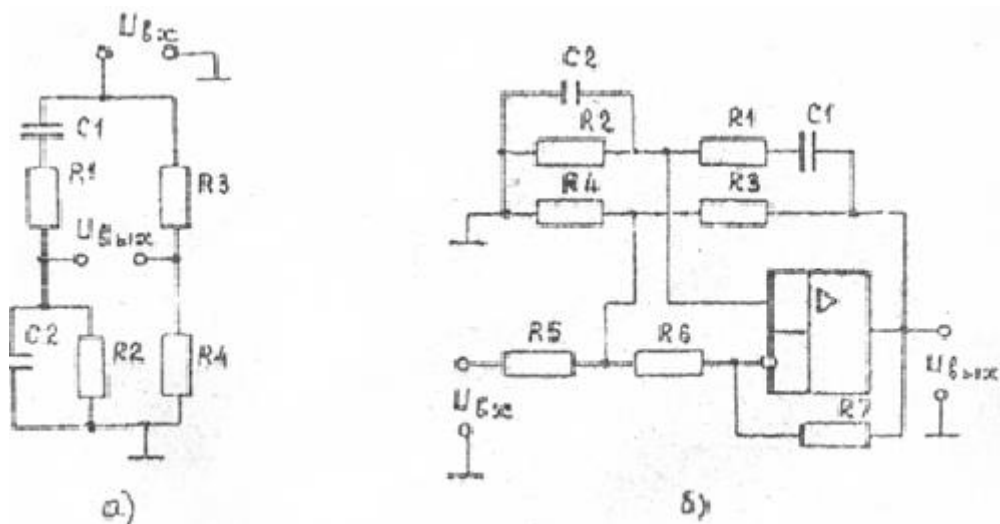


Рисунок 3.7 а) Мост Вина; б) схема включения моста Вина.

Генераторами называются электронные схемы, формирующие периодическое напряжение требуемой формы.

Низкочастотные генераторы гармонических сигналов строят на основе RC-цепей и ОУ. На практике широкое распространение получили генераторы синусоидальных колебаний на основе моста Вина (рис.3.8).

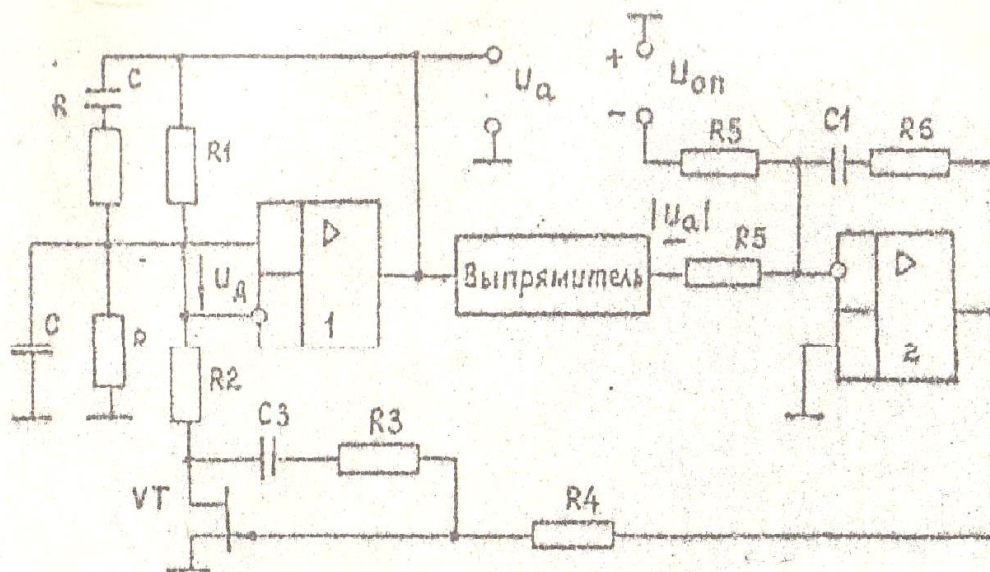


Рисунок 3.8 Генератор синусоидальных колебаний на основе моста Вина.

Для получения гармонического колебания необходимо выполнить условия устойчивости генерации: произведение коэффициентов передачи RC-цепи и усиления ОУ должно быть точно равно единице, а сдвиг фаз по петле положительной ОС должен быть близок к нулю или кратен полному числу периодов колебания частоты ω_0 . Так как коэффициент передачи моста Вина на частоте "резонанса" составляет $1/3$ при нулевом сдвиге фаз, то коэффициент усиления

схемы включения ОУ должен быть равен 3. Для ускорения запуска схемы необходимо, чтобы в начальный момент коэффициент усиления ОУ был больше 3. Если после установления режима окажется $K_u > 3$, то сигнал будет ограничиваться, (иметь трапецеидальную форму), если $K_u < 3$, колебания будут затухать. Для точной фиксации равенства $K_u=3$ используются различные нелинейные элементы, например, лампа накаливания, схема автоматической регулировки усиления на полевом приборе.

Для обеспечения $K_u=3$ выбирают $R_2=R_1/(2+\varepsilon)$, где ε - положительное число, значительно меньшее единицы. Однако невозможно подобрать величины сопротивлений R_1 и R_2 с такой точностью, чтобы обеспечить стабильность амплитуды сигнала, поэтому эти величины необходимо автоматически регулировать в зависимости от амплитуды выходного сигнала. Для этого в схеме на рис.3.11 используется полевой транзистор VT. Сопротивление канала $R_{СИ}$ полевого транзистора для достаточно малых величин $U_{СИ}$ зависит только от величины управляющего напряжения $U_{ЗИ}$ (затвор-исток). Часть напряжения с инвертирующего входа ОУ1 подается на резистор R_2 . Последовательное соединение сопротивлений $R_{СИ}$ (сток-исток) и R_2 должно дать величину сопротивления, равную $R_1/(2+\varepsilon)$. Минимальное значение, которое может принять сопротивление канала $R_{СИ}$, равно $R_{СИ\text{ откp}}$. Следовательно, величина R_2 должна выбираться меньшей, чем $1/2R_1 - R_{СИ\text{ откp}}$. При подаче напряжения на схему вначале $V_3=0$ и $R_{СИ}= R_{СИ\text{ откp}}$. При выполнении условия выбора величины R_2 сопротивление последовательной цепи R_2 и $R_{СИ}$ будет меньше чем $1/2$ от R_1 . При этом на резонансной частоте выходное напряжение моста Вина U_d будет иметь достаточно большую величину, возникнет генерация, и амплитуда колебаний начнет возрастать. Если выходное напряжение генератора выпрямить и подать на VT, то потенциал затвора транзистора становится отрицательным, и величина $R_{СИ}$ увеличивается. Амплитуда выходного сигнала будет нарастать, пока не будет выполнено условие

$$R_{СИ} + R_2 = \frac{R_1}{2 + \varepsilon}$$

Коэффициент нелинейных искажений выходного напряжения генератора в значительной степени зависит от линейности выходных характеристик полевого транзистора. Она может быть значительно повышена, если часть напряжения сток-исток VT суммировать с напряжением на затворе. Для этого в схеме служат резисторы R_3 и R_4 . Конденсатор C_3 предназначен для того, чтобы через инвертирующий вход ОУ1 не протекала постоянная составляющая тока, которая может привести к смещению нуля выходного напряжения. Обычно выбирают, $R_3 \approx R_4$.

Если в качестве резисторов R применить переменные резисторы, то резонансную частоту схемы можно плавно изменять. Частота генерации моста Вина определяется по формуле 3.7.

Установившаяся амплитуда выходного напряжения зависит от параметров полевого транзистора VT. Стабильность амплитуды не может быть высокой, так

как для того, чтобы получить требуемое изменение сопротивления канала полевого транзистора VT, необходимо наличие определенного изменения амплитуды выходного напряжения. Этот недостаток устраняют введением промежуточного каскада усиления управляющего напряжения полевого транзистора (рис.3.11).

С выхода выпрямительной схемы абсолютная величина выходного переменного напряжения генератора поступает на схему модифицированного пропорционально-интегрирующего регулятора, выполненного на 0У2. Регулятор устанавливает напряжение на затворе полевого транзистора VT таким, чтобы среднее значение входного напряжения на усилителе 0У2 равнялось нулю. При этом среднее значение выходного напряжения $|U_a|$ равняется опорному напряжению $U_{оп}$. Постоянная времени ПИ-регулятора должна быть достаточно велика по сравнению с периодом колебаний, так как в противном случае коэффициент усиления его будет изменяться в течение периода отдельного колебания, что приведет к заметным искажениям выходного сигнала.

Схема, приведенная на рис.3.9, представляет собой простой генератор сигналов прямоугольной формы.

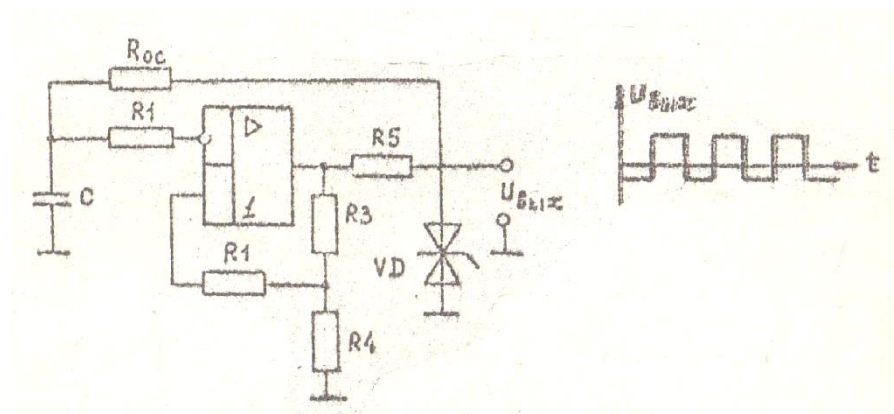


Рисунок 3.9 Генератор сигналов прямоугольной формы

Стабилитроны VD, включенные по последовательно-встречной схеме, стабилизируют амплитуду выходного напряжения, ограничивая её величинами $+U_{ст}$ и $-U_{ст}$. Эти пределы ограничения не обязательно должны быть симметричными, хотя обычно они таковы. Параметры резистора R_{0c} и конденсатора C, вместе с усилителем, действующим в качестве компаратора, обеспечивают временные соотношения в схеме. Положительная обратная связь реализуется с помощью делителя напряжения R3 и R4, подключаемого к неинвертирующему входу усилителя. Коэффициент обратной связи равен:

$$\beta = \frac{R4}{R3+R4} \quad \text{при } R1 \gg R3 \text{ и } R4 \quad (3.15)$$

Входные резисторы R1 используются для того, чтобы гарантировать высокое полное входное сопротивление усилителей, снабженных защитой входа при больших дифференциальных сигналах.

Для рассмотрения работы схемы предположим, что полярность выходного сигнала переключается с отрицательной на положительную. Конденсатор С, имеющий отрицательный заряд, начинает заряжаться положительно. Когда напряжение конденсатора достигнет напряжения на неинвертирующем входе ОУ, которое должно быть равно $+U_{\text{ВЫХ}}\beta = +U_{\text{СТ}}\beta$, выход схемы переключается, его напряжение становится отрицательным и цикл повторяется. Период колебаний такого генератора для симметричных сигналов прямоугольной формы составляет:

$$T = 2R_{OC}C \ln \frac{1+\beta}{1-\beta}.$$

Если $\beta=0,473$, тогда

$$T = 2R_{OC}C \text{ и } f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2R_{OC}C} \quad (3.16)$$

Максимальная частота ограничивается скоростью нарастания выходного напряжения ОУ. Стабильность частоты зависит в первую очередь от стабильности параметров стабилитронов и конденсатора. Резистор R5 служит для ограничения тока, протекающего через стабилитроны.

Сигнал треугольной формы можно получить однократным интегрированием сигнала прямоугольной формы. Это наиболее простой способ получения сигналов треугольной формы. В схеме генератора, приведенного на рис.3.10, используется этот подход.

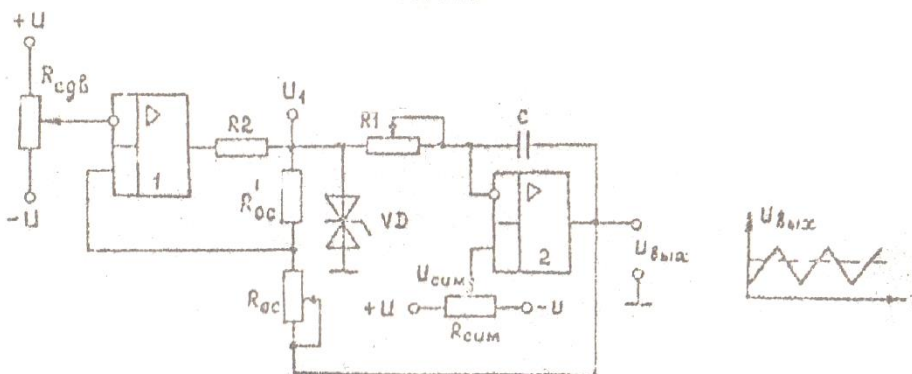


Рисунок 3.10 Генератор сигналов треугольной формы

ОУ2 представляет собой интегратор, неинвертирующий вход которого присоединен к симметрирующему потенциометру Rсум. Элементы интегратора R1 и С обеспечивают требуемые временные соотношения. За счет установки R1 из-

меняется частота колебаний схемы. Так как напряжение на R1 равно $\pm U_{СТ}$ и напряжение в суммирующей точке ОУ2 остается равным $U_{СИМ}$ (благодаря обратной связи), то ток, протекающий через R1, будет постоянным. Постоянный ток заряда конденсатора С определяет линейность формы выходного напряжения. Сигнал с выхода ОУ2 через потенциометр R_{OC} подается обратно на неинвертирующий вход ОУ1, который представляет собой компаратор. R_{OC} устанавливает коэффициент обратной связи контура и тем самым определяет амплитуду сигнала треугольной формы. Потенциометр $R_{СДВ}$ подключенный к инвертирующему входу ОУ1, устанавливает сдвиг выходного сигнала путем задания опорного напряжения компаратора. Симметрия формы выходного сигнала достигается установкой $R_{СИМ}$.

Рассмотри один цикл работы генератора. Предположим, что выход ОУ1 (на рис.3.13 обозначен U_1) положителен и равен $+U_{СТ}$. Конденсатор интегратора С начнет линейно заряжаться через сопротивление R1. Напряжение обратной связи, приложенное к неинвертирующему входу компаратора ОУ1 с выхода ОУ2, составляет:

$$(U_{СТ} - U_{ВЫХ})(1 - K) + U_{ВЫХ}; \quad \text{где } K=R_{OC}/(R_{OC} + R'_{OC}).$$

Когда это напряжение под действием изменяющегося благодаря заряду конденсатора С отрицательного выходного напряжения станет равным $U_{СДВ}$, выход ОУ изменит свою полярность с $+U_{СТ}$ до $-U_{СТ}$. Теперь конденсатор С будет заряжаться в противоположном направлении, вызывая появление на выходе линейно изменяющегося положительного сигнала.

Когда напряжение, подаваемое на неинвертирующий вход ОУ1, сравняется с $U_{СДВ}$, выходное напряжение ОУ1 переключится с $-U_{СТ}$ до $+U_{СТ}$. Это вызовет изменение знака наклона линейного сигнала на выходе с положительного на отрицательный. Напряжение прямоугольной формы получается на выходе ОУ1, а треугольной формы - на выходе ОУ2. Почти каждый параметр напряжения треугольной формы регулируется. Максимальная частота выходного сигнала ограничивается скоростью нарастания напряжения на выходе ОУ2 или способностью ОУ1 отдавать ток и определяется тем из этих факторов, который в наибольшей степени ограничивает частоту.

Генератор напряжения линейной пилообразной формы можно выполнить по схеме рис.3.11.

Эта схема отличается от генератора напряжения треугольной формы тем, что в ней не требуется управления симметрией, поскольку предполагается, что выходной сигнал должен быть асимметричным. Конденсатор С разряжается через R2 недостаточно быстро (вследствие ограничения выходного тока ОУ1), поэтому в схеме использован дополнительный транзистор VT на выходе ОУ1 для приведения схемы в исходное состояние.

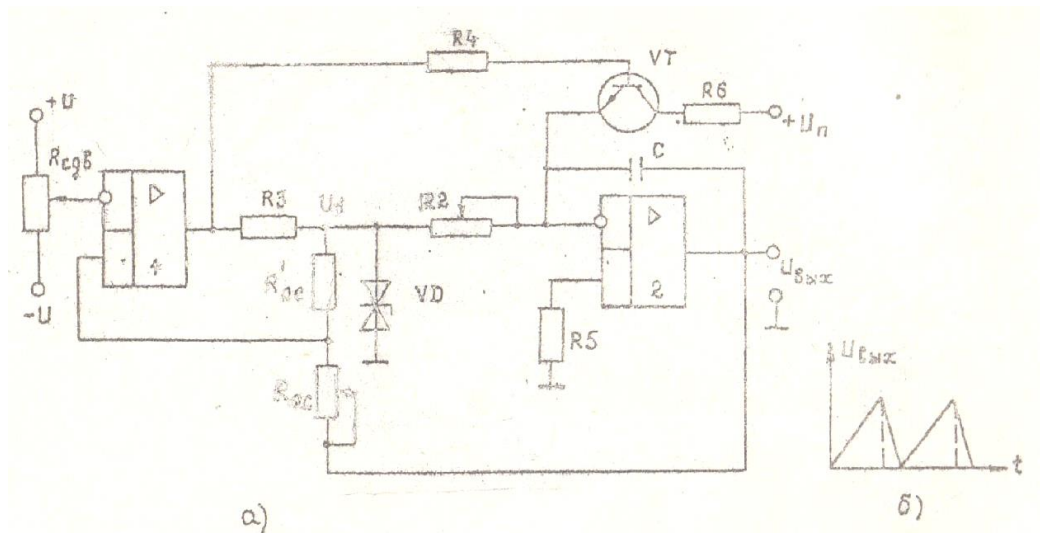


Рисунок 3.11 Генератор напряжения линейной пилообразной формы.

ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. Ознакомьтесь с описанием лабораторной работы, краткими сведениями из теории и элементным составом.

2. Исследование схем активных фильтров.

2.1. Соберите схему фильтра нижних частот первого порядка на ОУ1 (Рис. 3.12):

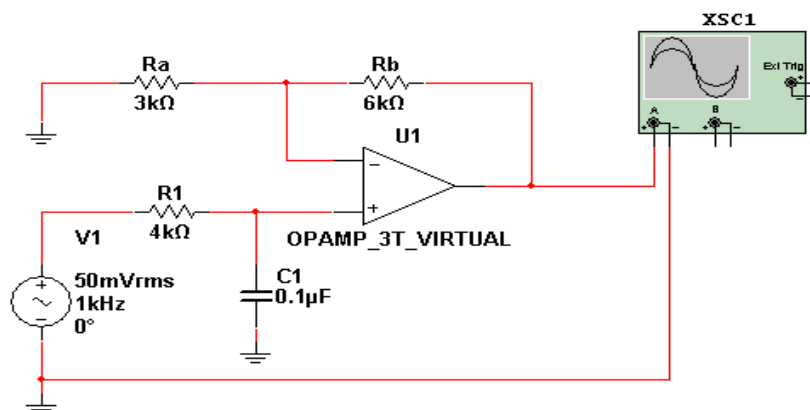


Рисунок 3.12. Схема моделирования фильтра низких частот первого порядка.

Таблица 3.1

Номер варианта задания	ФНЧ				ФВЧ			
	1 порядок		2 порядок		1 порядок		2 порядок	
	R1, кОм	C, мкФ	R1=R2, кОм	C1=C2, мкФ	R1, кОм	C, мкФ	R1=R2, кОм	C1=C2, мкФ
1	4	0,01	4	0,01	4	0,01	4	0,01
1	8	0,01	8	0,01	8	0,01	8	0,01
1	4	0,1	4	0,1	4	0,1	4	0,1
4	8	0,1	8	0,1	8	0,1	8	0,1

и схему фильтра нижних частот второго порядка (Рис. 3.13) в соответствии с номером варианта задания (табл.3.1).

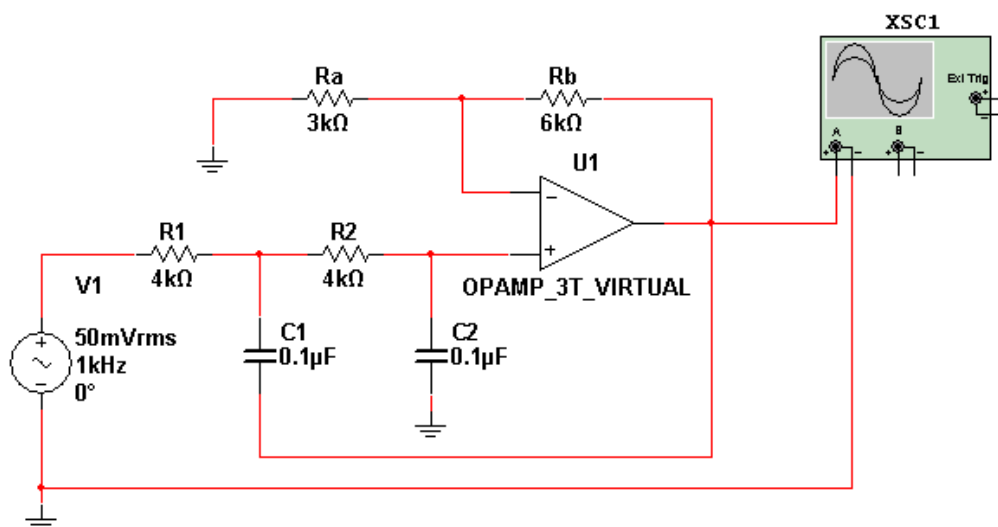


Рисунок 3.13. Схема моделирования фильтра низких частот второго порядка.

Снимите частотную характеристику фильтра при подаче на вход гармонического сигнала от внешнего генератора в диапазоне частот 10 Гц - 100 кГц и амплитудой, не искажающей выходной сигнал. Сравните экспериментальное значение f_c с вычисленным по формуле (3.3).

2.2. Соберите схему фильтра нижних частот второго порядка на ОУ1 (Рис. 3.13) в соответствии с номером варианта задания (табл.3.1) и проведите его исследование по методике п.2.1.

2.3. Соберите схему фильтра верхних частот первого порядка на ОУ2 (Рис. 3.14) в соответствии с номером варианта задания (табл.3.1) и проведите его исследование по методике п.2.1

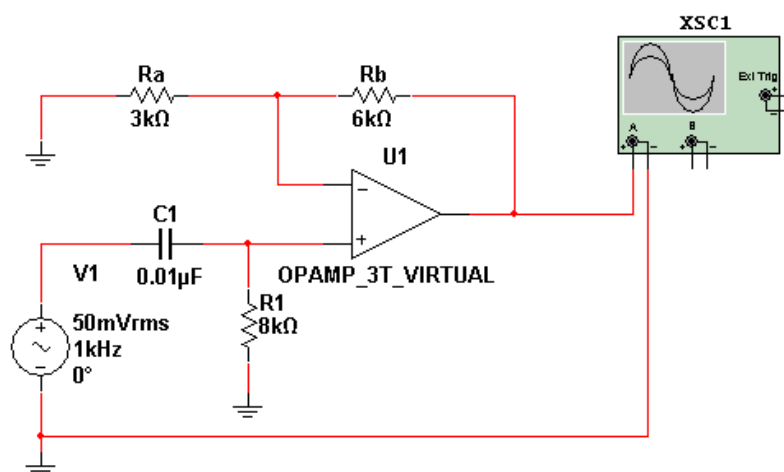


Рисунок 3.14. Схема моделирования фильтра верхних частот первого порядка.

2.4. Соберите схему фильтра верхних частот второго порядка на ОУ2 (Рис. 3.15) в соответствии с номером варианта задания (табл.3.1) и проведите его исследование по методике п.2.1.

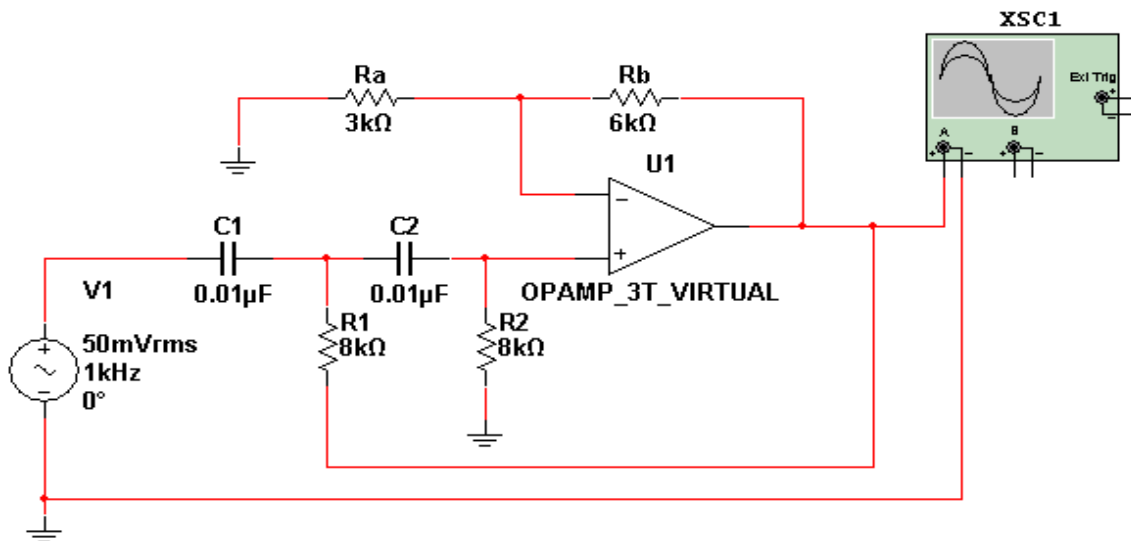


Рисунок 3.15. Схема моделирования фильтра верхних частот второго порядка.

2.5. Соберите схему полосового фильтра с положительной обратной связью (Рис. 3.16) на ОУ1 или ОУ2 в соответствии с номером варианта задания (табл.3.2). Снимите частотные характеристики фильтра для двух значений $R5$ (∞ , $R5=R$) при подаче на вход гармонического сигнала в диапазоне частот 10 Гц - 100 кГц и амплитудой, не искажающей выходной сигнал. Определите $f_1, f_2, f_0, \Delta f$ (рис.3.1,в), сравните со значениями, вычисленными по формуле (3.4).

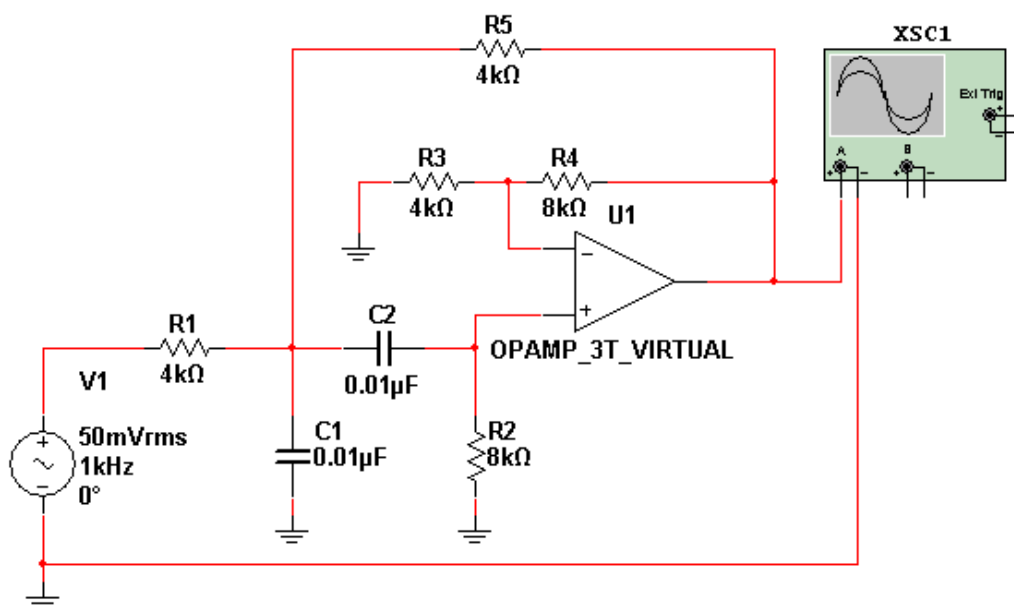


Рисунок 3.16. Схема моделирования полосового фильтра с положительной обратной связью.

2.6. Соберите схему полосового фильтра с параллельной обратной связью (Рис. 3.17) на ОУ в соответствии с номером варианта задания (табл.3.3), Снимите частотную характеристику фильтра для двух значений R_3 (∞ , $R_3=R_1$) при подаче на вход гармонического сигнала в диапазоне частот 10 Гц - 100 кГц и амплитудой, не искажающей выходной сигнал. Определите $f_1, f_2, f_0, \Delta f$ (рис.3.1,в), сравните со значениями, вычисленными по формулам (3.5).

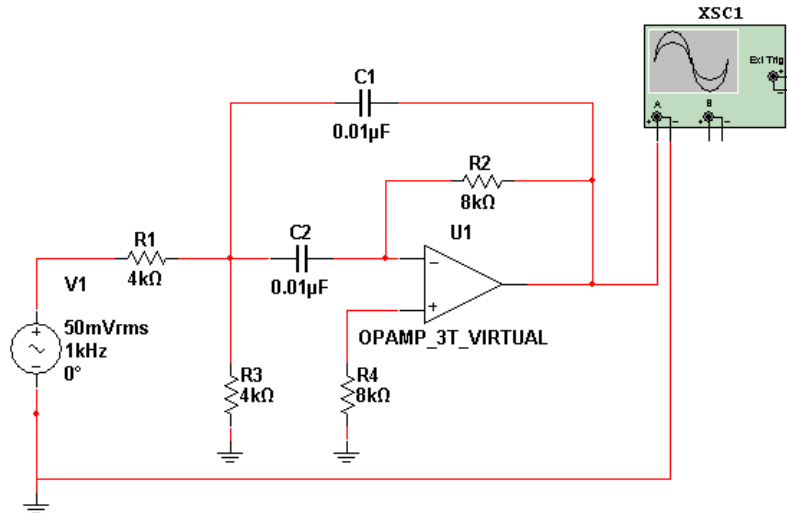


Рисунок 3.17. Схема моделирования полосового фильтра с параллельной обратной связью.

Таблица 3.2

Номер варианта задания	$R_1=R_5=R$, кОм	$C_1=C_2=C$, мкФ	$R_2=2R$, кОм
1	4	0,1	8
2	8	0,1	16
3	4	0,01	8
4	8	0,01	16
5	4	0,2	8
6	8	0,2	16

Таблица 3.3

Номер варианта задания	R_1 , кОм	R_2 , кОм	$C_1=C_2=C$, мкФ
1	10	20	0,01
2	4	10	0,01
3	4	8	0,01
4	8	16	0,01
5	4	10	0,1
6	4	8	0,1
7	8	16	0,1

2.7. Снимите частотную характеристику двойного Т-образного моста (рис.3.5,а) при заданном наборе его элементов (табл.3.4). Амплитуда входного гармонического сигнала при этом должна быть такой, чтобы выходной сигнал не искажался. Сравните экспериментальное значение f_0 с рассчитанным по формуле (3.6).

Таблица 3.4

Номер варианта задания	Элементы Т-образного моста
1	$R_{13}=R_{14}=4 \text{ кОм}$, $R_{17}=2 \text{ кОм}$, $C_{10}=C_{11}=0,1 \text{ мкФ}$, $C_9=0,01 \text{ мкФ}$
2	$R_{15}=R_{13}/2$, $R_{16}=R_{14}/2$, $R_{18}=R_{17}$, $C_{10}=C_{11}=C_9=0,01 \text{ мкФ}$

Включите схему двойного Т-образного моста в цепь обратной связи ОУЗ (рис.3.5,в и рис.3.18), снимите частотную характеристику полученного избирательного усилителя (рис.3.1,в), подавая на вход синусоидальное напряжение (10-12 точек).

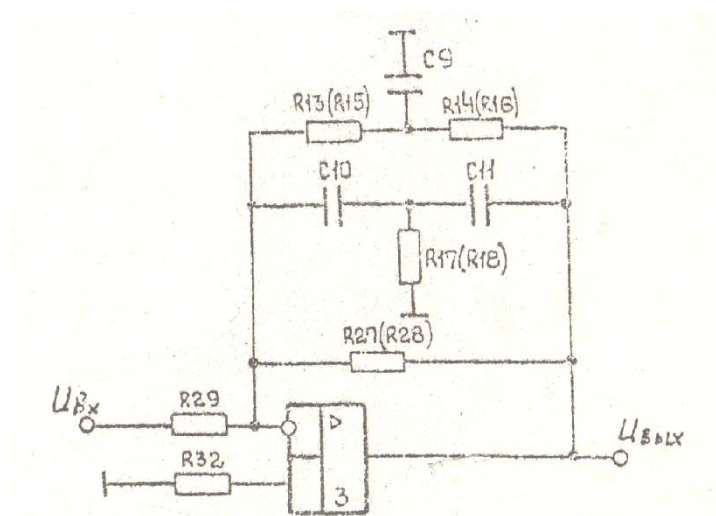


Рисунок 3.18 Двойной Т-образный мост в цепи ОС ОУ.

Соберите схему заграждающего (режекторного) фильтра с двойным Т-образным мостом, подключив его к неинвертирующему входу ОУЗ (рис.3.5,б); снимите частотную характеристику, (рис.3.1,г).

2.8. Снимите частотную характеристику моста Вина (рис.3.6,а) при заданном наборе его элементов (табл.3.5). Сравните экспериментальное значение f_0 с рассчитанным по формуле (3.7).

Включите мост Вина в цепь обратной связи ОУЗ (рис.3.6,б), используя обозначения рис.3.19. Снимите частотную характеристику полученного узкополосного избирательного усилителя (рис.3.1.в).

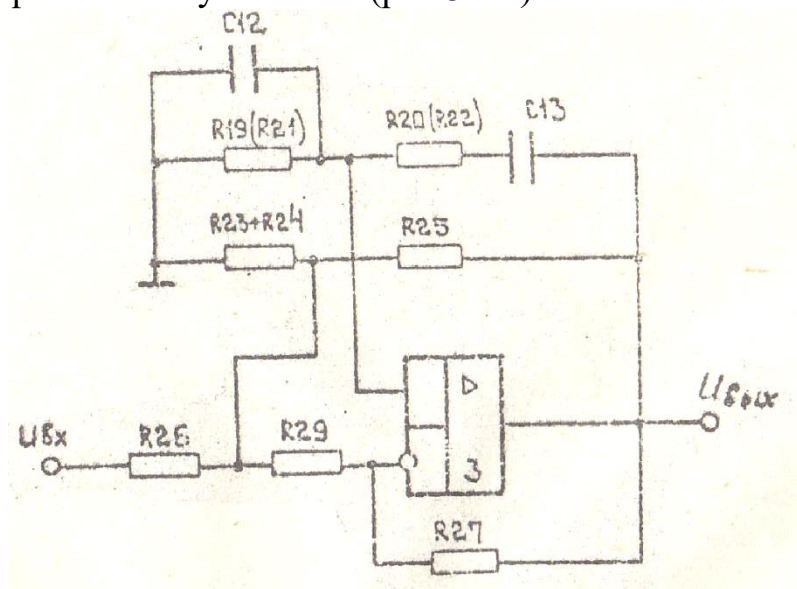


Рисунок 3.19 Мост Вина в цепи ОС ОУЗ.

Таблица 3.5

Номер варианта задания	Элементы моста Вина
1	R19=2 кОм, R20=3 кОм, R23=1 кОм, R24=2 кОм, R25=3 кОм, R26=1 кОм, R27=10 кОм, R29=5кОм, C12=0,1 мкФ, C13=0,01 мкФ
2	R21=3 кОм, R22=1 кОм, R23, R24, R25, C12, C13-по варианту 1

2.9 Соберите схему генератора прямоугольных импульсов (рис. 3.9)

Снимите зависимость длительности импульсов от емкости конденсатора С (5 значений: 0,001; 0,01; 0,1; 1; 10 мкф).

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

1. Принципиальные электрические схемы исследуемых устройств.
2. Расчетные значения и таблицы результатов измерений по пп.2-9.
3. Экспериментальные характеристики $U_{\text{ВЫХ}} = F(f)$ по п.3.
5. Осциллограммы, снятые в пп.1-3
6. Вывод.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Начертите по памяти частотные характеристики фильтров нижних и верхних частот и полосового фильтра. Обозначьте на этих рисунках полосу пропускания, полосу заграждения (подавления) и переходный участок.

2. Укажите связь между порядком активного фильтра и наклоном характеристики на переходном участке.

3. Каково назначение корректирующих звеньев?

4. Какой фазовый сдвиг, вносит интегратор?

5. Какой фазовый сдвиг вносит дифференциатор?

6. Каково назначение полевого транзистора в генераторе с мостом Вина?

7. Для чего предназначены конденсатор С3, резисторы R 3, R 4 в схеме генератора с мостом Вина?

8. Укажите причину, по которой необходима автоматическая стабилизация амплитуды генератора с мостом Вина,

9. Назовите основную функцию ОУ в генераторе сигналов прямоугольной формы, схема которого приведена на рис.3.12.

Литература

1. Литвинов Ю.В., Бойков В.И., Бушуев А.Б., Николаев Н.А. Электронные устройства систем управления. управления – СПб: Университет ИТМО, 2015. –128 с.
2. Электроника - курс лекций. Прянишников В.А. Учебное пособие , 1998, http://madelectronics.ru/article/radiolyubitelyam/news_2009-01-18-07-51-06-178.html

Дополнительная литература:

1. Захаров В.К., Лыпарь Ю.И. Электронные устройства автомати- и телемеханики: Учебник для вузов. - 3-е изд.. перераб. и доп. -Л.: Энергоавтомиздат. Ленинград. Отд-ние, 1984.
2. Титце У.. Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. - М. :Мир., 1982.
3. Фолкенберри Л. Применение операционных усилителей и линейных ИС: Пер. с англ. - М.:Мир, 1985.
4. Функциональные устройства на микросхемах /В.З.Найдеров, А.И.Голованов, З.Ф.Юсупов и др.; Под ред. З.З.Найдерова. -М.:Радио и связь, 1985.
5. Шило В.Л. Функциональные аналоговые интегральные микросхемы мы. - М.:Радио и связь, 1982.
6. Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы: Справочник /С.В.Якубовский, Л.И.Ниссельсон, В.И Кулешова и др.; Под ред. С.В-Якубовского. - М.:Радио и связь, 1989.