

*Р. Н. Морозов
Н. В. Тартакова*

электроника
и
схемотехника

Аурелик

Учебное пособие

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
ЛУГАНСКОЙ НАРОДНОЙ РЕСПУБЛИКИ
ГОСУДАРСТВЕННОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ДОНБАССКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ»

Р. Н. Погорелов, Н. В. Гонтовая

ЭЛЕКТРОНИКА И СХЕМОТЕХНИКА

Учебное пособие

Рекомендовано Ученым советом ГОУ ВО ЛНР «ДонГТИ»

Алчевск, 2021

УДК 621.38
ББК 32.85/32.844
П46

Рецензенты:

В. Д. Шаповалов — канд. техн. наук, доцент кафедры автоматизации и компьютерно-интегрированных технологий ГОУ ВПО ЛНР «Луганский национальный университет им. В. Даля»;

Е. Е. Бизянов — канд. техн. наук, д-р экон. наук, проф. кафедры специализированных компьютерных систем ГОУ ВО ЛНР «ДонГТИ»;

С. В. Гонтовой — канд. техн. наук, зав. кафедрой специализированных компьютерных систем ГОУ ВО ЛНР «ДонГТИ».

*Рекомендовано Ученым советом ГОУ ВО ЛНР «ДонГТИ»
(Протокол № 8 от 26.03.2021)*

Погорелов Р. Н.

П46 Электроника и схемотехника : учебное пособие /
Р. Н. Погорелов, Н. В. Гонтовая. — Алчевск : ГОУ ВО ЛНР
«ДонГТИ», 2021. — 133 с.

Учебное пособие позволяет приобрести практические навыки проектирования и расчета электронных схем, научиться анализировать физические процессы, протекающие в электронных цепях непрерывного действия. Пособие построено в виде практикума, содержащего теоретические сведения по каждой теме, примеры решения задач, задания, список рекомендованной литературы.

Предназначено для студентов . 2 курса направления подготовки 09.03.01 «Информатика и вычислительная техника».

**УДК 621.38
ББК 32.85/32.844**

© Р. Н. Погорелов,
Н. В. Гонтовая, 2021
© ГОУ ВО ЛНР «ДонГТИ», 2021
© Н. В. Чернышова, художественное
оформление обложки, 2021

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
1 КЛАССИФИКАЦИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ.....	5
2 ЦЕПИ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА	12
3 УСИЛИТЕЛИ.....	46
4 СХЕМЫ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ.....	104
ПРИЛОЖЕНИЕ А	130
ПРИЛОЖЕНИЕ Б	131
ПРИЛОЖЕНИЕ В.....	132
СПИСОК РЕКОМЕНДОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ	133

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время невозможно найти какую-либо отрасль промышленности, в которой не использовались бы электронные приборы или электронные устройства автоматики, измерительной и вычислительной техники.

Значительные изменения во многих отраслях науки и техники обусловлены развитием электроники.

Электроника — отрасль науки и техники, изучающая:

- физические явления в электровакуумных, ионных и полупроводниковых приборах;
- электрические характеристики и параметры этих приборов;
- свойства устройств и систем, основанных на работе электронных приборов.

Электроника является одним из направлений технической электроники, которая связана с применением электронных приборов и устройств в различных отраслях промышленности и быта.

В пособии изложена методика выполнения практических работ по расчету параметров полупроводниковых приборов, физических процессов, протекающих в электронных цепях непрерывного действия. Дается краткий теоретический материал, необходимый для выполнения практических работ.

При подготовке к практической работе необходимо повторить соответствующий теоретический материал, внимательно ознакомиться примерами решения задач.

В начале каждого занятия преподаватель проводит сплошной или выборочный опрос студентов, в результате которого им дается разрешение на выполнение работы. Для получения разрешения на выполнение работы студент должен иметь домашнюю подготовку, знать теоретический материал, относящийся к данной работе, иметь четкое представление о содержании и порядке выполнения практической работы.

Содержание пособия для выполнения практических работ соответствует программе дисциплины «Электротехника, электроника и схемотехника (электроника)» для студентов 2 курса направления подготовки 09.03.01 «Информатика и вычислительная техника».

Материал пособия может быть полностью или частично использован преподавателем для организации практических работ в соответствии с отведенным объемом часов.

1 КЛАССИФИКАЦИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

1.1 Этапы и направления развития электроники

Зарождение электроники было положено в конце XIX – начале XX века. К этому времени электрическая энергия стала проникать во все сферы человеческой деятельности. В 1872 г. русский электротехник А. Н. Лодыгин создал первую электрическую лампу накаливания. Открытие американским ученым Т. А. Эдисоном явление термоионной эмиссии в 1883 г. и исследование фотоэлектронной эмиссии в 1888 г. профессором Московского университета А. Г. Столетовым послужили началом изучения электронных явлений, которые вскоре были использованы и в технике. На становление и дальнейшее развитие электроники решающее влияние оказало изобретение А. С. Поповым в 1889 г. радио. В 1895 г. он построил первый в мире радиоприемник.

Следующим толчком послужило изобретение в 1904 г. английским ученым Дж. Я. Флемингом вакуумного диода (ламповый детектор). Через три года после этого американский ученый Ли Форест ввел в лампу Флеминга управляющий электрод — сетку и создал триод, обладающий способностью генерировать и усиливать электрические сигналы. В России первую электронную лампу изготовил в 1914 г. Н. Д. Папалекси.

Бурное развитие электроники в нашей стране началось после Великой Октябрьской социалистической революции. В 1922 г. В СССР была построена самая мощная в мире, для того времени радиостанция «им. Коминтерна» (400 кВт).

В 30–40^е годы в устройствах стали широко применять электронные лампы. Однако их громоздкость и недолговечность заставили специалистов искать другие принципы построения электронных приборов. Ими оказались полупроводниковые приборы.

Начало развитию полупроводниковой электроники в нашей стране было положено еще в 20^х годах инженером О. В. Лосевым, который занимался исследованиями кристаллических диодов.

Большой вклад в изучение полупроводниковых материалов с целью их использования в электронике внесли теоретические работы советских физиков, возглавляемых академиком А. Ф. Иоффе.

Крупным событием в развитии полупроводниковой техники было открытие в конце 1948 г. американскими учеными У. Браттейном, Дж. Бардином и У. Шокли транзисторного эффекта. Первые промышленные образцы транзисторов появились в 1949–1950 гг.

Применение полупроводниковых приборов практически вытеснило вакуумные лампы. Однако непрерывное усложнение электронной аппаратуры, повышение требований к надежности экономичности и массогабаритным показателям привело к появлению интегральной микроэлектроники.

Начало микроэлектроники было положено в Англии во второй половине 40^х годов, а первые интегральные схемы были созданы в США в 1958 г. Это событие способствовало бурному прогрессу в развитии информационной электроники и микроминиатюризации электронных средств. Эти тенденции получили еще большее развитие с появлением больших (БИС), а затем и сверхбольших (СБИС) интегральных схем, которые позволили разработать и внедрить во все сферы деятельности человека микроЭВМ.

В настоящее время СБИС, наряду с БИС, ИС и отдельными типами дискретных полупроводниковых приборов, стали основной элементной базой современных электронных средств. Этот этап развития электронных устройств характеризуется не только резким уменьшением габаритов, массы и энергопотребления, но и резким повышением их надежности, в том числе и за счет сведения к минимуму ручного труда при изготовлении электронных устройств.

В последние годы прогресс в области обработки и передачи информации связан, в основном, с применением вычислительной техники. Сегодня трудно назвать отрасль промышленности и быта где бы не использовалась вычислительная техника. Компьютеры стали одним из массовых радиоэлектронных устройств. С их помощью решаются сложные задачи по обработке звуковых, телевизионных, цифровых и других сигналов. В состав современных компьютеров входят разнообразные схемы усилительной, преобразовательной, радиоприемной, и цифровой техники.

Электроника как отрасль техники развивается исключительно быстрыми темпами. Непрерывное совершенствование полупроводнико-

вой базы, а вместе с ней и технических средств электроники приводит к тому, что информация о конкретных видах электронных приборов и схем (за исключением базовых) оказывается малоустойчивой. Поэтому попытка рассмотреть все виды схем, применяющихся в современной электронной аппаратуре или имеющих перспективы в будущем, будет заведомо безуспешной. Для этого имеются соответствующие стандарты, служебные и производственные инструкции, справочники. Гораздо важнее понять и осмыслить идеи, заложенные в основу работы электронных приборов и устройств, динамику и логику их развития, принципиальные особенности и возможности их практического применения.

1.2 Классификация и области применения электронных устройств

Электронные устройства, по способу формирования и передачи сигналов управления подразделяются на два класса: дискретные (прерывистые) и аналоговые (непрерывные).

Дискретные электронные устройства предназначены для приема, преобразования и передачи электрических сигналов, полученных путем квантования (Квантованием называется процесс замены непрерывного сигнала его значениями в отдельных точках) по времени и/или уровню исходной аналоговой функции $X(t)$. Поэтому действующие в них сигналы пропорциональны конечному числу выбранных по определенному закону значений реальной физической величины, отображаемой в виде различных параметров импульсов (Электрическим импульсом называют кратковременное отклонение напряжения $u(t)$ или тока $i(t)$ от некоторого установившегося значения U_0 и I_0 , соответственно) или перепадов напряжения или тока. Поскольку обычно интересуются не только конкретными значениями $X(t)$, но и ее изменением, для передачи информации используют последовательности импульсов или перепадов. Основные параметры импульсных последовательностей, используемых в дискретных электронных устройствах для отображения информации показаны на рисунке 1.1, а, б:

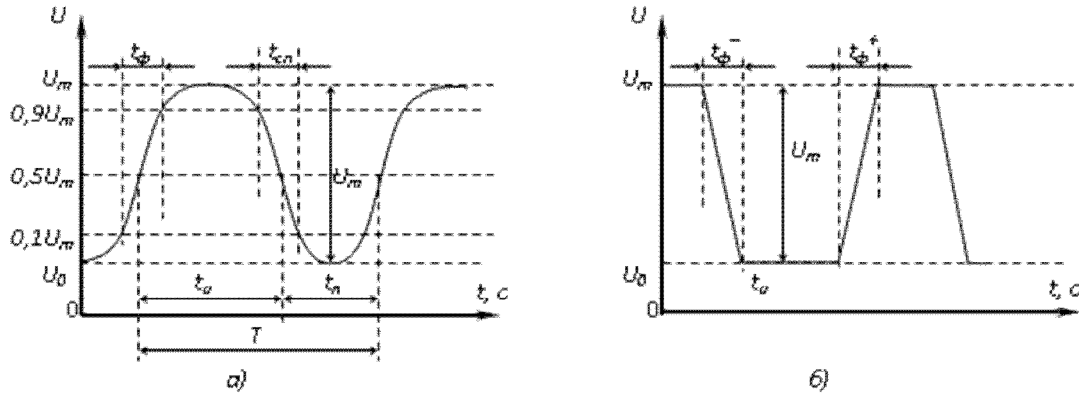


Рисунок 1.1 — Основные параметры импульсов (а) и перепадов (б) напряжения.

U_m — амплитуда импульса или перепада: наибольшее отклонение напряжения от исходного, установившегося значения U_0 ;

t_{ϕ} , t_{cn} — длительности фронта и спада импульса — временной интервал между моментами, в которые мгновенное напряжение U удовлетворяет условию $0,1U_m < U < 0,9U_m$;

для перепадов аналогичные параметры называют положительной t_{ϕ}^+ и отрицательной t_{ϕ}^- — длительностью фронта;

t_u — длительность импульса — временной интервал между моментами на соседних интервалах t_{ϕ} и t_{cn} , для которых $U = 0,5U_m$;

T — период следования импульсов — временной интервал между моментами на соседних интервалах t_{ϕ} или t_{cn} ;

$t_i = T - t_{\phi}$ — длительность паузы между импульсами;

$K_3 = t_n / T$ — коэффициент заполнения импульсов;

$\gamma = T / t_u$ — скважность импульсов.

Величина $f = 1 / T$ называется частотой следования импульсов.

Отметим, что периодически повторяющиеся перепады напряжения с производными dU / dt различных знаков (положительные $dU / dt > 0$ и отрицательные $dU / dt < 0$ перепады) образуют импульсы прямоугольной формы. В частном случае, когда положительные и отрицательные перепады следуют через равные промежутки времени, напряжение прямоугольной формы называют меандром.

В дискретных электронных устройствах, хотя каждому значению реальной физической величины и ставится в соответствие вполне опре-

деленный параметр импульсного сигнала, но так как информация о ее изменении может быть получена только при сравнении двух импульсов, получение такой информации растягивается во времени. Следовательно, строго говоря, для получения полной информации о конечном во времени физическом процессе необходимо бесконечное число импульсов, т. е. временные масштабы протекания физического процесса и его отображения при помощи импульсов не совпадают. Поэтому в дискретных электронных устройствах используется только часть информации о реальной физической величине, т. е. процесс представления информации сопряжен с частичной ее потерей.

К достоинствам дискретных электронных устройств следует отнести следующее:

1. В дискретных устройствах импульсная P_{II} и средняя P_{CP} мощности связаны соотношением:

$$P_{II} = \gamma \cdot P_{CP} \quad (1.1)$$

Как видно, при большой скважности можно получить существенное превышение мощности в импульсе над средним ее значением. Это (по сравнению с аналоговыми устройствами) способствует улучшению массогабаритных показателей отдельных элементов дискретных электронных устройств.

2. В дискретных электронных устройствах усилительные приборы (транзисторы) используют в режиме ключа (включено или выключено), при котором мощность, рассеиваемая в них, минимальна. Это повышает коэффициент использования усилительного прибора.

3. Свойства дискретных устройств в меньшей степени зависят от нестабильности параметров используемых элементов. Это объясняется как меньшим тепловыделением, что, снижая перегрев, сужает реальный диапазон рабочих температур, так и работой полупроводниковых приборов в режиме ключа.

4. Помехоустойчивость дискретных электронных устройств выше, чем у аналоговых электронных устройств, так как при передаче импульсов сокращается время, в течение которого помеха может повлиять на передаваемый сигнал.

Аналоговые электронные устройства предназначены для приема, преобразования, усиления и передачи электрического сигнала, изменяющегося во времени по закону непрерывной (аналоговой) функции. В аналоговом электронном устройстве каждому конкретному значению реальной физической величины на входе датчика соответствует однозначное, вполне определенное значение выбранного электрического параметра постоянного или переменного тока. Это может быть напряжение или ток на участке электрической цепи, его частота, фаза и т. п. Очевидно, что как сама физическая величина, так и ее электрический эквивалент, принимая бесконечное число значений, могут быть определены в любой произвольный момент времени и изменяются в одном и том же масштабе времени. Важно подчеркнуть, что электрический эквивалент несет в себе полную информацию о реальном процессе, хотя в общем случае моменты, когда реальная величина принимает некоторое значение и когда появляется ее электрический эквивалент, могут не совпадать, т. е. между этими моментами может существовать некоторая задержка t_3 .

Достоинствами аналоговых электронных устройств являются теоретически максимально достижимые точность и быстродействие; простота устройства.

Недостатками аналоговых электронных устройств являются низкая помехоустойчивость и нестабильность параметров, обусловленные сильной зависимостью свойств устройства от внешних дестабилизирующих воздействий, например температуры, времени (старение элементов), действия внешних полей и т. п.; большие искажения при передаче на значительные расстояния; трудность долговременного хранения результата; низкая энергетическая эффективность.

Условно аналоговые устройства можно подразделить на три больших класса:

1. Усилители.
2. Генераторы.
3. Функциональные преобразователи.

Усилители осуществляют преобразование (усиление) по уровню электрического сигнала (тока, напряжения). Усилители являются наиболее широко распространенной разновидностью аналоговых

устройств. Они используются в бытовой и профессиональной аудио- и видеоаппаратуре, в радиосвязи и радиовещании, в промышленности, в медицине, науке и других отраслях жизнедеятельности человека.

Генераторы служат для получения непрерывных во времени сигналов различной формы (синусоидальной, прямоугольной, треугольной и проч.).

Функциональные преобразователи предназначены для выполнения математических операций под электрическими сигналами (сложение, вычитание, деление, интегрирование и т. д.), а также для взаимного преобразования электрических (напряжения в ток, тока в сопротивление и др.) и физических (светового потока в напряжение, перемещения в ток и т. п.) величин.

2 ЦЕПИ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

2.1 Синусоидальные токи и напряжения в электрических цепях

Мгновенное значение синусоидальной гармонической функции определяется выражением

$$i(t) = I_m \sin(\omega t + \psi) \quad (2.1)$$

Здесь I_m — амплитудное значение или амплитуда синусоидальной величины показывает максимальное значение функции за период. Аргумент $(\omega t + \psi)$ — фаза синусоидальной величины, измеряемая в радианах или градусах; ω называют угловой (круговой) частотой, она отображает скорость изменения аргумента. Угловая частота измеряется в рад/с. Значение фазы при $t = 0$, равное ψ , называют начальной фазой.

Наименьший промежуток времени, в течение которого совершается полное колебание функции, называется периодом T . Угловая частота и период связаны друг с другом соотношением

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad (2.2)$$

Циклическая частота, показывающая число периодов колебания в единицу времени, связана с периодом и угловой частотой соотношением

$$f = \frac{1}{T}; \quad \omega = 2\pi f. \quad (2.3)$$

Циклическая частота измеряется в герцах (Гц).

Начальная фаза отсчитывается от нулевого значения синусоиды (на нарастающем участке) до начала координат, так что положительное значение начальной фазы отвечает смещению функции влево, отрицательное — вправо.

На рисунке 2.1 изображены две синусоиды одинаковой частоты, имеющие начальные фазы ψ_1 и ψ_2 .

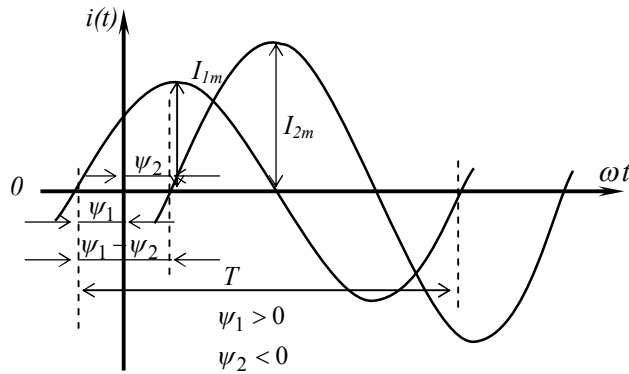


Рисунок 2.1 — Синусоидальный сигнал

Разность начальных фаз двух синусоид одинаковой частоты называют фазовым сдвигом и обозначают символом φ : $\varphi = \psi_1 - \psi_2$.

О величине периодических величин (тока, напряжения, мощности) судят по их средним, либо действующим значениям.

Среднее значение синусоидальной величины за половину периода

$$I_{cp} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} I_m \sin(\omega t) dt = \frac{2I_m}{\pi} \approx 0,637I_m. \quad (2.4)$$

Действующее значение переменного тока (напряжения) определяется по формуле

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i(t)]^2 dt}. \quad (2.5)$$

Действующее значение синусоидального тока

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [I_m \sin(\omega t)]^2 dt} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}. \quad (2.6)$$

Действующее значение переменного тока численно равно значению такого постоянного тока, который за время, равное периоду синусоидального тока, выделяет такое же количество теплоты, что и синусоидальный ток.

Мгновенная мощность, потребляемая элементом, определяется выражением $p = u \cdot i$.

Среднее значение мощности за полный период называют активной (средней) мощностью P . Если напряжение и ток в цепи являются синусоидальными функциями, а фазовый сдвиг между ними равен φ , то активная мощность $P = IU \cos \varphi$.

Резистивный элемент. Предположим, что ток резистивного элемента изменяется по синусоидальному закону

$$i(t) = I_m \sin(\omega t + \psi). \quad (2.7)$$

В соответствии с законом Ома напряжение

$$u(t) = R \cdot i(t) = R \cdot I_m \sin(\omega t + \psi). \quad (2.8)$$

Амплитуды гармонических колебаний напряжения и тока в резистивном элементе связаны зависимостью

$$U_{mR} = R \cdot I_m. \quad (2.9)$$

Начальные фазы этих колебаний совпадают. Угол сдвига фаз между током и напряжением резистивного элемента равен нулю, поэтому активная мощность определяется выражением

$$P = I \cdot U_R = \frac{U^2}{R} = I^2 R. \quad (2.10)$$

Индуктивный элемент. Если ток индуктивного элемента изменяется по синусоидальному закону $i(t) = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$, то напряжение

$$u(t) = \omega L I_m \cos(\omega t + \psi_i) = \omega L I_m \sin\left(\omega t + \psi_i + \frac{\pi}{2}\right). \quad (2.11)$$

Следовательно, между амплитудами гармонических колебаний напряжения и тока в индуктивном элементе существует зависимость $U_m = \omega L I_m$. Величину $X_L = \omega L = 2\pi fL$ называют индуктивным сопротивлением. Из выражения (2.11) следует, что напряжение индуктивного элемента опережает по фазе ток на 90° .

Емкостный элемент. Если ток в цепи с емкостным элементом $i(t) = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$, то напряжение

$$u(t) = \frac{1}{\omega C} I_m \cos(\omega t + \psi_i) = \frac{1}{\omega C} I_m \sin\left(\omega t + \psi_i - \frac{\pi}{2}\right). \quad (2.12)$$

Связь между амплитудами напряжения и тока емкостного элемента определяется соотношением $U_{mC} = \frac{I_m}{\omega C}$. Величина $X_C = \frac{1}{\omega C}$ называется емкостным сопротивлением. В соответствии с (2.12) ток емкостного элемента опережает по фазе напряжение на 90° .

2.1.1 Примеры расчета

Пример 2.1. Определить амплитуду, действующее значение, угловую частоту, период и начальную фазу синусоидального напряжения

$$u(t) = 10\sqrt{2} \sin\left(314t + \frac{\pi}{6}\right) \text{ В.}$$

Решение. Амплитуда напряжения $U_m = 10\sqrt{2} = 14,1$ В. Действующее значение $U = \frac{U_m}{\sqrt{2}} = 10$ В. Угловая частота $\omega = 314$ рад/с. Период

$$T = \frac{2\pi}{\omega} = 0,02 \text{ с. Начальная фаза } \psi = \frac{\pi}{6}.$$

Пример 2.2. Напряжение на зажимах емкостного элемента $u(t) = 50\sqrt{2} \sin(1000t)$ В.

Определить ток емкостного элемента, если $C = 0,1$ мкФ. Как изменится ток, если частота приложенного напряжения увеличится в два раза?

$$\text{Решение. Амплитуда тока } I_m = \frac{U_m}{X_C} = \omega \cdot C U_m = 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} \times$$

$$\times 50\sqrt{2} = 5 \cdot 10^{-3} \sqrt{2} \text{ А.}$$

При увеличении частоты емкостное сопротивление уменьшится. Поэтому ток увеличится в два раза.

Пример 2.3. Определить фазовый сдвиг между двумя синусоидальными напряжениями

$$u_1(t) = 30\sqrt{2} \sin\left(1000t + \frac{\pi}{3}\right),$$

$$u_2(t) = 50\sqrt{2} \sin\left(1000t + \frac{\pi}{6}\right).$$

Решение. В рассматриваемом случае фазовый сдвиг

$$\varphi = \psi_1 - \psi_2 = \frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{6} = \frac{\pi}{6} \text{ рад.}$$

Пример 2.4. Синусоидальное напряжение изменяется по закону

$$u(t) = 30\sqrt{2} \sin\left(314t + \frac{\pi}{4}\right) \text{ В.}$$

Определить значение $u(t)$ в момент $t = 0,0025$ с.

Решение. В момент $t = 0,0025$ с $u(0,0025) = 30\sqrt{2} \times$
 $\times \sin\left(314 \cdot 0,0025 + \frac{\pi}{4}\right) = 30\sqrt{2}$ В.

Пример 2.5. Напряжение и ток двухполюсника изменяются по за-

кону $u(t) = U_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right)$, $i(t) = I_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$.

Начертить эквивалентную схему двухполюсника.

Решение. Фазовый сдвиг между напряжением и током

$$\varphi = \psi_U - \psi_I = \frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{6} = \frac{\pi}{6} \text{ рад.}$$

Напряжение опережает по фазе ток на угол

$0 < \frac{\pi}{6} < \frac{\pi}{2}$. Такой фазовый сдвиг может быть в RL-цепи (рис. 2.2).

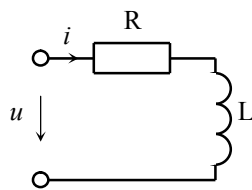


Рисунок 2.2 — Схема RL-цепи

2.1.2 Задачи для самостоятельного решения

Задача 2.1. Определить амплитуду, действующее значение, угловую частоту, период и начальную фазу синусоидальных величин:

$$i(t) = 0,1\sqrt{2} \sin(628t + 60^\circ) \text{ А,} \quad u(t) = 30\sqrt{2} \sin\left(1000t - \frac{\pi}{6}\right) \text{ В,}$$

$$u(t) = 100 \sin\left(157t + \frac{\pi}{3}\right) \text{ В,} \quad i(t) = 1,2\sqrt{2} \sin(942t + 45^\circ) \text{ В.}$$

Задача 2.2

Определить фазовый сдвиг между напряжением и током

$$u(t) = 150\sqrt{2} \sin\left(1000t + \frac{\pi}{6}\right) \text{ В}, \quad i(t) = 0,5\sqrt{2} \sin\left(1000t - \frac{\pi}{3}\right) \text{ А}.$$

Задача 2.3. Определить фазовый сдвиг между напряжением и током $u(t) = 30\sqrt{2} \sin\left(1000t - \frac{\pi}{6}\right) \text{ В}, \quad i(t) = 0,8\sqrt{2} \sin\left(1000t + \frac{\pi}{2}\right) \text{ А}.$

Задача 2.4. Синусоидальное напряжение изменяется по закону $u(t) = 30\sqrt{2} \sin\left(314t + \frac{\pi}{4}\right)$. Определить значение $u(t)$ в момент $t = 0$.

Задача 2.5. Параметры индуктивного и емкостного элементов: $L = 100 \text{ мГн}, C = 1 \text{ мкФ}$. Определить индуктивное и емкостное сопротивления на частоте $f = 50 \text{ Гц}$ и $f = 1000 \text{ Гц}$.

Задача 2.6. Напряжение на зажимах индуктивного элемента $u(t) = 30\sqrt{2} \sin(1000t) \text{ В}$. Определить ток индуктивного элемента, если $L = 150 \text{ мГн}$. Как изменится ток, если частота приложенного напряжения увеличится в два раза?

Задача 2.7. Напряжение и ток двухполюсного элемента изменяются по закону $u(t) = 50\sqrt{2} \sin\left(1000t + \frac{\pi}{6}\right) \text{ В}, \quad i(t) = 0,1\sqrt{2} \sin\left(1000t - \frac{\pi}{3}\right) \text{ А}.$

Определить тип элемента (R, L или C).

Задача 2.8. Напряжение и ток двухполюсного элемента изменяются по закону $u(t) = 50\sqrt{2} \sin\left(1000t - \frac{\pi}{6}\right) \text{ В}, \quad i(t) = 0,1\sqrt{2} \sin\left(1000t + \frac{\pi}{3}\right) \text{ А}.$

Определить тип элемента (R, L или C).

Задача 2.9. Напряжение и ток двухполюсника изменяются по закону $u(t) = 50\sqrt{2} \sin\left(1000t + \frac{\pi}{6}\right) \text{ В}, \quad i(t) = 0,1\sqrt{2} \sin\left(1000t + \frac{\pi}{3}\right) \text{ А}$. Начертить эквивалентную схему двухполюсника.

Задача 2.10. Напряжение и ток двухполюсника выражаются формулами $u(t) = U_m \sin(\omega t + \psi_u) \text{ В}, \quad i(t) = I_m \sin(\omega t + \psi_i) \text{ А}$. Амплитуды и начальные фазы напряжения и тока приведены в таблице 2.1. Для каж-

дого варианта построить векторную диаграмму, начертить эквивалентные схемы двухполюсников.

Таблица 2.1 — Варианты задания

№	U_m , В	I_m , мА	ψ_u , рад	ψ_i , рад
1	6	100	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{6}$
2	10	10	$\frac{\pi}{4}$	$-\frac{\pi}{4}$
3	12	15	$-\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{6}$
4	5	5	$\frac{\pi}{2}$	0
5	15	1	0	$\frac{\pi}{3}$

Задача 2.11. Последовательно с резистором, имеющим сопротивление $R = 20$ Ом, включена индуктивная катушка, параметры которой $R_K = 15$ Ом, $X_L = 20$ Ом. Действующее значение тока в цепи $I = 100$ мА. Определить напряжение на зажимах катушки и на внешних зажимах цепи.

Задача 2.12. Закон изменения тока в последовательной цепи, изображенной на рисунке 2.3, определяется выражением $i(t) = 10 \sin\left(314t + \frac{\pi}{2}\right)$ А. Значения элементов: $R = 600$ Ом, $L = 100$ мГн, $C = 0,1$ мкФ. Рассчитать напряжения на элементах и на внешних зажимах цепи.

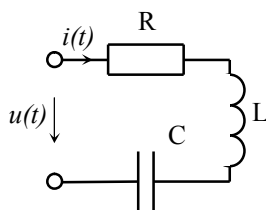


Рисунок 2.3 — Схема RLC-цепи

2.2 Основные характеристики аналоговых схем

Характеристика аналоговой электронной схемы отражает ее специфические свойства: взаимосвязь между входом и выходом, энергетическую и информационную эффективность, зависимость выходных параметров от свойств элементов и внешних факторов и другие.

Для описания аналоговых схем обычно используют частотные и временные характеристики.

Частотные характеристики служат для описания установившихся вынужденных колебаний на выходе цепи, вызванных гармоническим воздействием на ее входе.

Временные характеристики описывают изменение во времени выходной величины устройства (тока, напряжения), вызванного подачей на его вход импульсного воздействия.

2.2.1 Частотные характеристики

Различают два вида частотных характеристик:

1. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) — зависимость амплитуды сигнала на выходе устройства от частоты входного синусоидального сигнала неизменной амплитуды.

2. Фазо-частотная характеристика (ФЧХ) — зависимость сдвига по фазе между гармоническими колебаниями на выходе и входе устройства от частоты гармонических колебаний на ее входе.

На рисунке 2.4 приведены примеры АЧХ и ФЧХ электронной схемы.

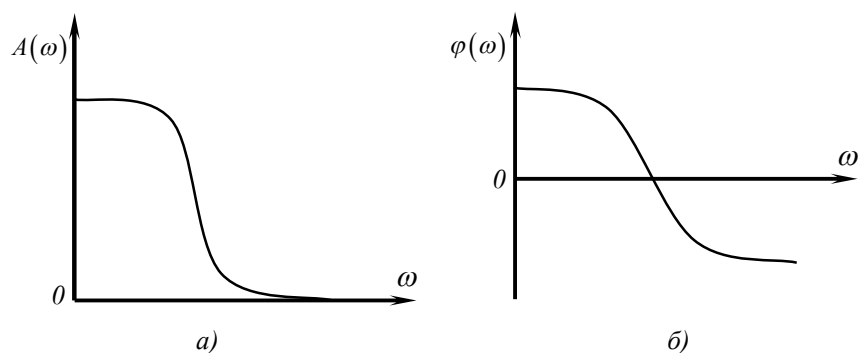


Рисунок 2.4 — Амплитудно-частотная (а) и фазо-частотная (б) характеристики электронной схемы

Частотные характеристики могут быть рассчитаны аналитически или же получены экспериментально. Первый способ используют на этапе проектирования схемы. Второй способ применяют при настройке, а также при исследовании схем.

Экспериментальный способ измерения частотных характеристик заключается в следующем. На вход исследуемой схемы подключают генератор синусоидальных колебаний и первый канал осциллографа, а к выходу — второй канал осциллографа. Поддерживая амплитуду выходного сигнала генератора неизменной и изменяя его частоту, измеряют амплитуду выходного сигнала и фазовый сдвиг между входным и выходным сигналами (рис. 2.5).

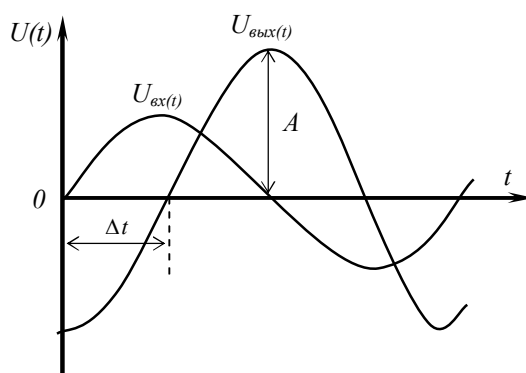


Рисунок 2.5 — Измерение амплитуды и фазы выходного сигнала электронной схемы

Так как осциллограф не позволяет непосредственно измерить фазу, измеряют временную задержку Δt между входным и выходным сигналами, после чего рассчитывают фазу по формуле

$$\varphi = 2 \cdot \pi \cdot \frac{\Delta t}{T} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \Delta t. \quad (2.13)$$

где T — период частоты f входного (выходного) сигнала.

Измерение частотных характеристик производят в диапазоне частот, который определяется назначением схемы (как правило, диапазон определяют самая маленькая и самая большая постоянные времени исследуемой схемы).

При построении частотных характеристик часто используют логарифмические координаты. При этом АЧХ, построенную в логарифмиче-

ском масштабе называют логарифмической амплитудно-частотной характеристикой (ЛАЧХ), а ФЧХ — логарифмической фазо-частотной характеристикой (ЛФЧХ).

Применение логарифмических координат создает ряд удобств при анализе цепей:

- ЛАЧХ представляет собой ломаную линию;
- частотные характеристики, снятые в широком диапазоне частот, размещаются на небольшой площади листа;
- ЛАЧХ и ЛФЧХ последовательного соединения более простых схем представляет собой сумму ЛАЧХ и ЛФЧХ этих узлов.

$$A(\omega) = \prod_{i=1}^n A_i(\omega), \quad \text{где } n = 1, 2 \quad (2.14)$$

$$\lg A(\omega) = \sum_{i=1}^n \lg A_i(\omega) \quad (2.15)$$

$$\varphi(\omega) = \sum_{i=1}^n \varphi_i(\omega). \quad (2.16)$$

Последнее дает возможность проводить анализ сложных схем по частям, что особенно важно на этапе проектирования.

Выражение для ЛАЧХ имеет вид

$$G(\omega) = 20 \lg [A(\omega)]. \quad (2.17)$$

Выражение для ЛФЧХ имеет такой же вид, как и в (2.16).

При построении логарифмических характеристик на оси абсцисс откладывают значения $\lg f$ ($\lg \omega$), но, как правило, указывают истинную частоту в Гц (рад/с) — для удобства анализа.

Логарифм амплитуды откладывают в децибелах. 1 Бел соответствует усилению сигнала в 10 раз по мощности. Это очень большая величина, поэтому пользуются десятой частью Бела — децибелом. Так как мощность прямо пропорциональна квадрату напряжения (тока) на выходе, в формуле (2.17) присутствует коэффициент 20.

В качестве единичного приращения $\lg f$ используют декады, что соответствует изменению частоты в 10 раз или октавы (крайне редко), что соответствует изменению частоты в 2 раза (рис. 2.6).

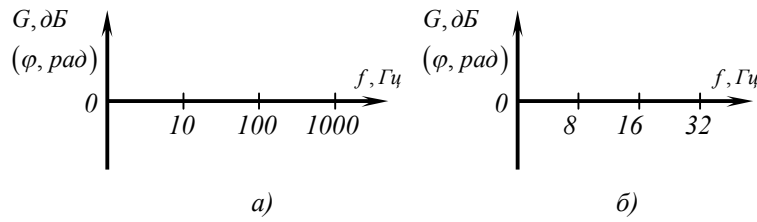


Рисунок 2.6 — Подекадное (а) и пооктавное (б) приращение частоты в логарифмических координатах

Отметим, что при использовании логарифмического масштаба точка, соответствующая $f = 0$, находится слева в бесконечности, т.к. $\lg 0 = -\infty$. Поэтому логарифмические характеристики строятся не от нулевой частоты, а от ее достаточно малого, но конечного значения.

2.2.2 Передаточная функция аналогового устройства

При прохождении гармонического сигнала через электронную схему он может измениться. Если на вход подать сигнал

$$X_{ex}(\omega t) = X_m \cdot \sin \omega t, \quad (2.18)$$

где X_m — амплитуда входного сигнала;

ω — круговая частота входного сигнала, *рад*.

то на выходе схемы мы можем получить сигнал

$$X_{вых}(\omega t) = X_{m1} \cdot \sin(\omega t + \varphi), \quad (2.19)$$

где X_{m1} — амплитуда выходного сигнала;

φ — фазовый сдвиг между входным и выходным сигналами.

Как правило, $\varphi \neq 0$ и $X_m \neq X_{m1}$. Поэтому для того, чтобы определить, как изменится выходной сигнал по отношению к входному, применяют передаточную функцию

$$K(j\omega) = \frac{X_{вых}(\omega t)}{X_{ex}(\omega t)} = \frac{X_{m1} \cdot e^{j\varphi(\omega)}}{X_m} = K(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)}. \quad (2.20)$$

Модуль передаточной функции $K(\omega)$ представляет собой амплитудно-частотную характеристику, выраженную в относительных единицах. Фаза передаточной функции $\varphi(\omega)$ — фазо-частотная характеристика цепи.

Более распространенный вид передаточной функции — с применением оператора Лапласа

$$K(p) = \frac{X_{\text{вых}}(p)}{X_{\text{вх}}(p)}. \quad (2.21)$$

2.2.3 Энергетические характеристики

Энергетические характеристики показывают эффективность преобразования сигнала аналоговой схемой. В большинстве случаев для работы схемы необходим дополнительный источник энергии, называемый источником питания. Часть энергии, потребляемая от источника питания, поступает на выход схемы (в нагрузку), оставшаяся часть энергии потребляется самой схемой и рассеивается в виде тепла в окружающую среду.

Важнейшей энергетической характеристикой является коэффициент полезного действия (КПД)

$$\eta = \frac{P_H}{P_{\text{ИП}}} = \frac{P_H}{P_H + P_{\text{П}}}, \quad (2.22)$$

где P_H — мощность, отдаваемая схемой в нагрузку, *Вт*;

$P_{\text{ИП}}$ — мощность, потребляемая от источника питания, *Вт*;

$P_{\text{П}}$ — мощность потерь, *Вт*.

Мощность потерь включает в себя потери на преобразование энергии в основных элементах схемы (полупроводниковых приборах, резисторах, конденсаторах и пр.), а также дополнительных (элементы индикации или вентиляторы системы охлаждения).

2.3 Пассивные электронные цепи

Пассивными цепями называют цепи, содержащие резисторы (R), катушки индуктивности (L), конденсаторы (C) и другие пассивные компоненты и не требующие для своей работы источника питания. Пассивные цепи применяются как в оригинальном виде, так и в составе более сложных схем.

2.3.1 Частотный анализ интегрирующих RC и RL цепей

Схемы простейших пассивных интегрирующих цепей приведены на рисунке 2.7.

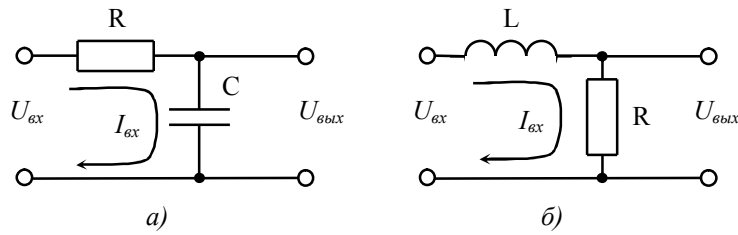


Рисунок 2.7 — Схемы интегрирующих RC (а) и RL (б) цепей

Данные цепи называются интегрирующими, потому что при определенной частоте входного сигнала напряжение на выходе для RC цепи

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{1}{RC} \int_{-\infty}^t U_{\text{ВХ}} \tau e^{-(t-\tau)/RC} dt \approx \frac{1}{RC} \int U_{\text{ВХ}}(t) dt = \frac{1}{\tau} \int U_{\text{ВХ}}(t) dt, \quad (2.23)$$

для RL цепи

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{R}{L} \int_{-\infty}^t U_{\text{ВХ}} \tau e^{-R(t-\tau)/L} dt \approx \frac{R}{L} \int U_{\text{ВХ}}(t) dt = \frac{1}{\tau} \int U_{\text{ВХ}}(t) dt, \quad (2.24)$$

где τ — постоянная времени цепи, с.

Существует три типа постоянных времени:

1. $\tau = R \cdot C$ — постоянная времени RC цепи, единица измерения – секунда;

2. $\tau = \frac{L}{R}$ — постоянная времени RL цепи, единица измерения – секунда;

3. $\tau = \sqrt{L \cdot C}$ — постоянная времени LC цепи (колебательного контура), единица измерения – секунда. Но чаще всего в передаточных функциях встречается произведение $L \cdot C$ и в этом случае записывают, что $\tau^2 = L \cdot C$, с².

Для определения комплексной передаточной характеристики выразим выходное и входное напряжение, через функцию входного тока.

Для RC цепи

$$U_{\text{ВЫХ}}(j\omega) = I_{\text{ВХ}}(j\omega) \cdot \frac{1}{j\omega C} = \frac{I_{\text{ВХ}}(j\omega)}{j\omega C}, \quad (2.25)$$

$$\begin{aligned}
 U_{BX}(j\omega) &= I_{BX}(j\omega) \cdot \left(R + \frac{1}{j\omega C} \right) = \\
 &= I_{BX}(j\omega) \cdot \left(\frac{j\omega CR + 1}{j\omega C} \right) = \frac{I_{BX}(j\omega) \cdot (j\omega CR + 1)}{j\omega C}.
 \end{aligned}
 \tag{2.26}$$

Для RL цепи

$$U_{BЫX}(j\omega) = I_{BX}(j\omega) \cdot R, \tag{2.27}$$

$$U_{BX}(j\omega) = I_{BX}(j\omega) \cdot (j\omega L + R). \tag{2.28}$$

Комплексная передаточная функция имеет вид:
для RC цепи

$$K(j\omega) = \frac{U_{BЫX}(j\omega)}{U_{BX}(j\omega)} = \frac{\frac{I_{BX}(j\omega)}{j\omega C}}{\frac{I_{BX}(j\omega) \cdot (j\omega CR + 1)}{j\omega C}} = \frac{1}{j\omega CR + 1} = \frac{1}{j\omega\tau + 1}; \tag{2.29}$$

для RL цепи

$$\begin{aligned}
 K(j\omega) &= \frac{U_{BЫX}(j\omega)}{U_{BX}(j\omega)} = \frac{I_{BX}(j\omega) \cdot R}{I_{BX}(j\omega) \cdot (j\omega L + R)} = \\
 &= \frac{R^R}{(j\omega L + R)^R} = \frac{1}{j\omega L / R + 1} = \frac{1}{j\omega\tau + 1}.
 \end{aligned}
 \tag{2.30}$$

Как видно из (2.29) и (2.30), комплексная передаточная функция обеих схем одна и та же.

Для определения частотных характеристик цепи выделим из комплексной передаточной функции вещественную и мнимую части, домножив числитель и знаменатель дроби на комплексно сопряженное число

$$\begin{aligned}
 K(j\omega) &= \frac{1}{j\omega\tau + 1} = \frac{j\omega\tau - 1}{(j\omega\tau + 1)(j\omega\tau - 1)} = \\
 &= \frac{1}{\omega^2\tau^2 + 1} - j \frac{\omega\tau}{\tau^2\omega^2 + 1} = \text{Re}(\omega) + j \text{Im}(\omega)
 \end{aligned}
 \tag{2.31}$$

Амплитудно-частотная характеристика

$$K(\omega) = \sqrt{\operatorname{Re}^2(\omega) + \operatorname{Im}^2(\omega)} = \sqrt{\frac{1}{(\tau^2\omega^2 + 1)^2} + \frac{\omega^2\tau^2}{(\omega^2\tau^2 + 1)^2}} = \frac{1}{\sqrt{\omega^2\tau^2 + 1}}. \quad (2.32)$$

Фазо-частотная характеристика

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg}\left(\frac{\operatorname{Im}(\omega)}{\operatorname{Re}(\omega)}\right) = \operatorname{arctg}\left(\frac{-\frac{\omega\tau}{\tau^2\omega^2 + 1}}{\frac{1}{\tau^2\omega^2 + 1}}\right) = -\operatorname{arctg}(\omega\tau). \quad (2.33)$$

Для анализа частотных характеристик цепи удобнее пользоваться логарифмическим масштабом.

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика

$$\begin{aligned} G(\omega) &= 20\lg(K(\omega)) = 20\lg\left(\frac{1}{\sqrt{\omega^2\tau^2 + 1}}\right) = \\ &= 20\lg(1) - 20\lg\left((\omega^2\tau^2 + 1)^{\frac{1}{2}}\right) = -10 \cdot \lg(\omega^2\tau^2 + 1) \end{aligned} \quad (2.34)$$

Для построения асимптотических частотных характеристик простой пассивной цепи достаточно взять три значения частоты:

1. $\omega\tau \ll 1$ т. е. $\omega \rightarrow 0$;
2. $\omega\tau = 1$ т. е.; $\omega = \frac{1}{\tau} = \omega_c$ — частота сопряжения (частота среза);
3. $\omega\tau \gg 1$ т. е. $\omega \rightarrow \infty$.

Подставляя в (2.34) и (2.33) принятые выше значения частоты получим:

1. При $\omega\tau \ll 1$ ($\omega\tau \rightarrow 0$) $G(\omega) = -10 \cdot \lg(\omega^2\tau^2 + 1) = -10 \cdot \lg(0 + 1) = 0$ дБ, и $\varphi(\omega) = -\operatorname{arctg}(\omega\tau) = -\operatorname{arctg}(0) = 0$, радиан.

2. При $\omega\tau = 1$ $G(\omega) = -10 \cdot \lg(\omega^2\tau^2 + 1) = -10 \cdot \lg(1 + 1) = -10 \cdot \lg(2) = -3,03$ дБ, и $\varphi(\omega) = -\operatorname{arctg}(\omega\tau) = -\operatorname{arctg}(1) = -\frac{\pi}{4}$, рад.

3. При $\omega\tau \gg 1$ ($\omega\tau \rightarrow \infty$) $G(\omega) = -10 \cdot \lg(\omega^2\tau^2 + 1) = -10 \cdot \lg(\infty)$ — неопределенно большая величина. В таких случаях принимают приращение в одну декаду (изменение частоты в 10 раз), т. е. $\omega\tau = 10$. Отсюда

$G(\omega) = -10 \cdot \lg(\omega^2 \tau^2 + 1) = -10 \cdot \lg(10^2 + 1) = -10 \cdot \lg(101) \approx -20 \text{ дБ}$ т. е.
 наклон характеристики -20 дБ на декаду (-20 дБ/дек). Значение фазы
 при $\omega\tau \rightarrow \infty$ $\varphi(\omega) = -\text{arctg}(\omega\tau) = -\text{arctg}(\infty) = -\frac{\pi}{2}$, рад.

Круговая частота и частота колебаний связаны формулой

$$\omega = 2\pi f. \quad (2.35)$$

отсюда на частоте среза

$$f_c = \frac{1}{2\pi\tau}. \quad (2.36)$$

Как видно из рисунка 2.6 (а), на ЛАЧХ и ЛФЧХ ось абсцисс маркируется (подписывается) линейными значениями, но откладываются логарифмические значения. Таким образом, на оси абсцисс f_c откладывается, как $\lg\left(\frac{1}{2\pi\tau}\right)$. Также поступают с численными значениями.

На рисунке 2.8 приведены частотные характеристики интегрирующей цепи.

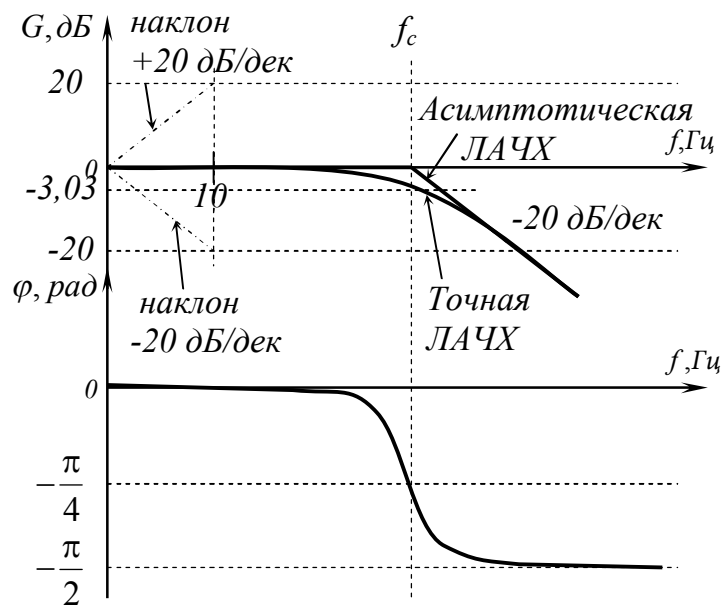


Рисунок 2.8 — Частотные характеристики интегрирующей цепи

2.3.2 Частотный анализ дифференцирующих RC и RL цепей

Схемы простейших пассивных дифференцирующих цепей приведены на рисунке 2.9.

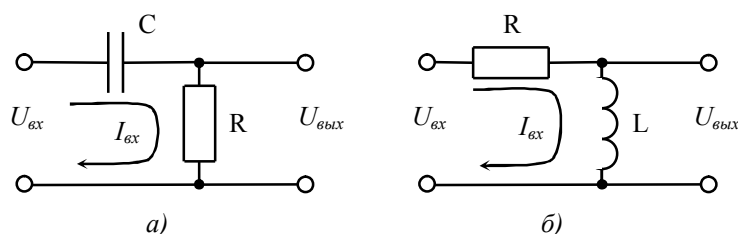


Рисунок 2.9 — Схемы дифференцирующих RC (а) и RL (б) цепей

Данные цепи называются дифференцирующими, потому что при определенной частоте входного сигнала напряжение на выходе для RC цепи

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = C \frac{dU_C}{dt} \cdot R \approx RC \left[\frac{dU_{\text{ВХ}}(t)}{dt} \right] = \tau \left[\frac{dU_{\text{ВХ}}(t)}{dt} \right], \quad (2.37)$$

для RL цепи

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = L \frac{dI_L}{dt} \approx L \frac{(dU_{\text{ВХ}}(t))/R}{dt} = \frac{L}{R} \left[\frac{dU_{\text{ВХ}}(t)}{dt} \right] = \tau \left[\frac{dU_{\text{ВХ}}(t)}{dt} \right]. \quad (2.38)$$

Для определения комплексной передаточной характеристики выразим выходное и входное напряжение, через функцию входного тока.

Для RC цепи

$$U_{\text{ВЫХ}}(j\omega) = I_{\text{ВХ}}(j\omega) \cdot R, \quad (2.39)$$

$$\begin{aligned} U_{\text{ВХ}}(j\omega) &= I_{\text{ВХ}}(j\omega) \cdot \left(\frac{1}{j\omega C} + R \right) = \\ &= I_{\text{ВХ}}(j\omega) \cdot \left(\frac{1 + j\omega CR}{j\omega C} \right) = \frac{I_{\text{ВХ}}(j\omega) \cdot (1 + j\omega CR)}{j\omega C}. \end{aligned} \quad (2.40)$$

Для RL цепи

$$U_{\text{ВЫХ}}(j\omega) = I_{\text{ВХ}}(j\omega) \cdot j\omega L, \quad (2.41)$$

$$U_{\text{ВХ}}(j\omega) = I_{\text{ВХ}}(j\omega) \cdot (R + j\omega L). \quad (2.42)$$

Комплексная передаточная функция имеет вид:
для RC цепи

$$\begin{aligned}
 K(j\omega) &= \frac{U_{\text{ВЫХ}}(j\omega)}{U_{\text{ВХ}}(j\omega)} = \frac{I_{\text{ВХ}}(j\omega) \cdot R}{I_{\text{ВХ}}(j\omega) \cdot (1 + j\omega CR)} = \\
 &= \frac{j\omega CR}{1 + j\omega CR} = \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau};
 \end{aligned}
 \tag{2.43}$$

для RL цепи

$$\begin{aligned}
 K(j\omega) &= \frac{U_{\text{ВЫХ}}(j\omega)}{U_{\text{ВХ}}(j\omega)} = \frac{I_{\text{ВХ}}(j\omega) \cdot j\omega L}{I_{\text{ВХ}}(j\omega) \cdot (R + j\omega L)} = \\
 &= \frac{j\omega L/R}{(R + j\omega L)^{1/R}} = \frac{j\omega \frac{L}{R}}{1 + j\omega \frac{L}{R}} = \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau}.
 \end{aligned}
 \tag{2.44}$$

Как видно из (2.43) и (2.44), комплексная передаточная функция обеих схем одна и та же.

Для определения частотных характеристик цепи выделим из комплексной передаточной функции вещественную и мнимую части, домножив числитель и знаменатель дроби на комплексно сопряженное число

$$\begin{aligned}
 K(j\omega) &= \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau} = \frac{j\omega\tau(1 - j\omega\tau)}{(1 + j\omega\tau)(1 - j\omega\tau)} = \\
 &= \frac{\omega^2\tau^2}{1 + \omega^2\tau^2} + j \frac{\omega\tau}{1 + \omega^2\tau^2} = \text{Re}(\omega) + j \text{Im}(\omega)
 \end{aligned}
 \tag{2.45}$$

Амплитудно-частотная характеристика

$$\begin{aligned}
 K(\omega) &= \sqrt{\text{Re}^2(\omega) + \text{Im}^2(\omega)} = \sqrt{\frac{(\omega^2\tau^2)^2}{(1 + \omega^2\tau^2)^2} + \frac{\omega^2\tau^2}{(1 + \omega^2\tau^2)^2}} = \\
 &= \sqrt{\frac{(\omega^2\tau^2)^2 + \omega^2\tau^2}{(1 + \omega^2\tau^2)^2}} = \sqrt{\frac{\omega^2\tau^2(\omega^2\tau^2 + 1)}{(1 + \omega^2\tau^2)^2}} = \sqrt{\frac{\omega^2\tau^2}{1 + \omega^2\tau^2}} = \frac{\omega\tau}{\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}}.
 \end{aligned}
 \tag{2.46}$$

Фазо-частотная характеристика

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \left(\frac{\operatorname{Im}(\omega)}{\operatorname{Re}(\omega)} \right) = \operatorname{arctg} \left(\frac{\frac{\omega\tau}{1 + \tau^2\omega^2}}{\frac{\omega^2\tau^2}{1 + \tau^2\omega^2}} \right) = \operatorname{arctg} \left(\frac{1}{\omega\tau} \right). \quad (2.47)$$

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика

$$\begin{aligned} G(\omega) &= 20 \lg(K(\omega)) = 20 \lg \left(\frac{\omega\tau}{\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}} \right) = \\ &= 20 \lg(\omega\tau) - 20 \lg \left((1 + \omega^2\tau^2)^{1/2} \right) = 20 \lg(\omega\tau) - 10 \cdot \lg(1 + \omega^2\tau^2). \end{aligned} \quad (2.48)$$

Как видно из выражения (2.48), логарифмическая амплитудно-частотная характеристика дифференцирующей цепи — это сумма двух более простых ЛАЧХ $G(\omega) = 20 \lg(\omega\tau)$ и $G(\omega) = -10 \cdot \lg(1 + \omega^2\tau^2)$. Последняя характеристика — это характеристика интегрирующей цепи. Для построения асимптотической частотной характеристики дифференцирующей цепи, определим значения ЛАЧХ для $G(\omega) = 20 \lg(\omega\tau)$ при трех значениях частоты:

1. При $\omega\tau = 0,1$ $G(\omega) = 20 \lg(\omega\tau) = 20 \lg(0,1) = -20$ дБ.
2. При $\omega\tau = 1$ $G(\omega) = 20 \lg(1) = 0$ дБ,
3. При $\omega\tau = 10$ $G(\omega) = 20 \lg(10) = +20$ дБ.

По полученным значениям можно заключить, что ЛАЧХ данной передаточной функции это монотонно возрастающая прямая, с наклоном +20 дБ/дек.

Определим значения ЛФЧХ для трех значений частоты:

1. $\omega\tau \ll 1$ т. е. $\omega \rightarrow 0$, $\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \left(\frac{1}{0} \right) \approx \operatorname{arctg}(\infty) = \frac{\pi}{2}$, рад.;
2. $\omega\tau = 1$ т. е.; $\omega = \frac{1}{\tau}$, $\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \left(\frac{1}{1} \right) = \operatorname{arctg}(1) = \frac{\pi}{4}$, рад.;
3. $\omega\tau \gg 1$ т. е. $\omega \rightarrow \infty$, $\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \left(\frac{1}{\infty} \right) = \operatorname{arctg}(0) = 0$, рад..

На рисунке 2.10 приведены частотные характеристики дифференцирующей цепи.

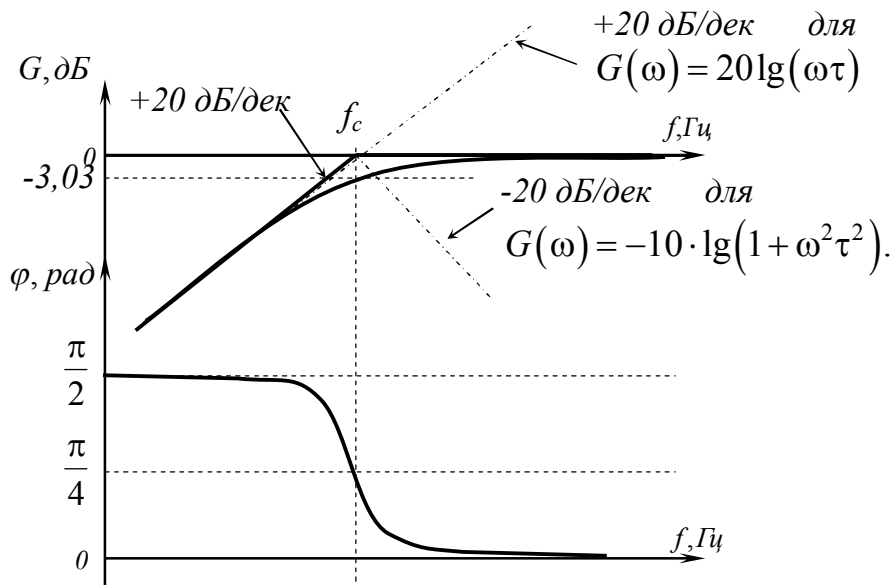


Рисунок 2.10 — Частотные характеристики дифференцирующей цепи

Результирующая логарифмическая амплитудно-частотная характеристика дифференцирующей цепи является суммой характеристик простых звеньев, как и в выражении (2.48).

Для построения частотных характеристик сложной передаточной функции, как суммы частотных характеристик простейших передаточных функций можно воспользоваться приложением А.

2.3.3 Частотный анализ RLC цепей

Схема простейшей RLC цепи приведена на рисунке 2.11.

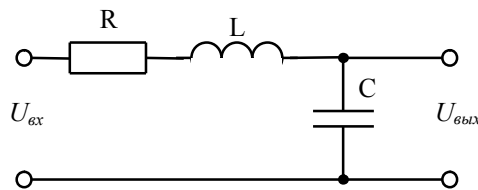


Рисунок 2.11 — Схема простейшей RLC цепи

Для получения передаточной функции воспользуемся операторным методом (2.21). Вводим оператора Лапласа $p = j\omega$.

$$U_{ВЫХ}(p) = I_{ВХ}(p) \cdot Z_{ВЫХ}(p) = I_{ВХ}(p) \cdot \left(\frac{1}{pC} \right), \quad (2.49)$$

$$\begin{aligned}
U_{BX}(p) &= I_{BX}(p) \cdot Z_{BX}(p) = I_{BX}(p) \cdot \left(R + pL + \frac{1}{pC} \right) = \\
&= I_{BX}(p) \cdot \left(\frac{RCp + LCp^2 + 1}{pC} \right).
\end{aligned} \tag{2.50}$$

Передаточная функция имеет вид

$$\begin{aligned}
K(p) &= \frac{I_{BX}(p) \cdot Z_{ВЫХ}(p)}{I_{BX}(p) \cdot Z_{BX}(p)} = \frac{Z_{ВЫХ}(p)}{Z_{BX}(p)} = \frac{\frac{1}{pC}}{\frac{RCp + LCp^2 + 1}{pC}} = \\
&= \frac{1}{RCp + LCp^2 + 1} = \frac{1}{\tau_1 p + \tau_2^2 p^2 + 1} = \frac{1}{\tau_2^2 p^2 + \tau_1 p + 1}.
\end{aligned} \tag{2.51}$$

Как видно из выражения, в передаточной функции появляются две постоянные времени и в знаменателе — квадратный трехчлен. Если знаменатель приравнять к нулю, то получится уравнение $\tau_2^2 p^2 + \tau_1 p + 1 = 0$. Такое уравнение называют характеристическим, а его корни равны

$$p_{1,2} = \frac{-\tau_1 \pm \sqrt{\tau_1^2 - 4\tau_2^2}}{2\tau_2^2}, \tag{2.52}$$

Из выражения (2.52) видно, что если $\tau_1^2 = 4\tau_2^2$, то корни характеристического уравнения действительные и равные. В этом случае передаточную функцию можно записать как

$$K(p) = \frac{1}{(\tau_1 p + 1)^2} = \frac{1}{(\tau_1 p + 1)(\tau_1 p + 1)}. \tag{2.53}$$

Такая цепь называется аperiодическим звеном второго порядка, а ее частотные характеристики приведены на рисунке 2.12.

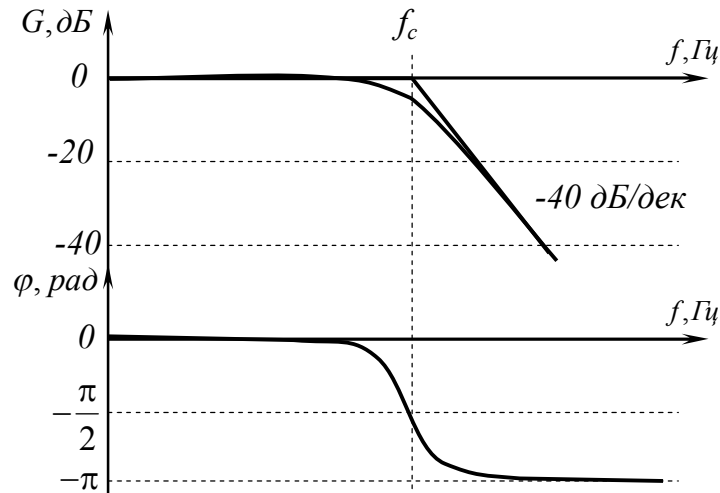


Рисунок 2.12 — Частотные характеристики апериодического звена второго порядка

Если $\tau_1^2 > 4\tau_2^2$ — корни действительные и не равные. В этом случае (согласно теореме Виета) передаточную функцию такой цепи можно записать в виде

$$K(p) = \frac{1}{(\tau_3 p + 1)(\tau_4 p + 1)}. \quad (2.54)$$

Такая цепь можно расценивать как сложную, состоящую из двух простых интегрирующих цепей и ее частотные характеристики приведены на рисунке 2.13.

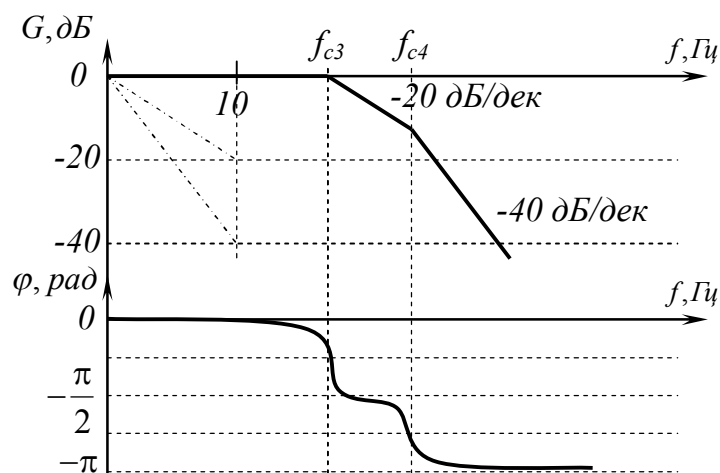


Рисунок 2.13 — Частотные характеристики RLC цепи для случая вещественных не равных корней характеристического уравнения

Если $\tau_1^2 < 4\tau_2^2$, то корни характеристического уравнения будут комплексными с отрицательной вещественной частью. Передаточная функция такой цепи принимает вид

$$K(p) = \frac{1}{\tau^2 p^2 + 2\xi\tau p + 1}, \quad (2.55)$$

и имеет колебательный характер.

Комплексную передаточную функцию можно записать как

$$\begin{aligned} K(j\omega) &= \frac{1}{\tau^2 (j\omega)^2 + 2\xi\tau j\omega + 1} = \frac{1}{1 - (\tau\omega)^2 + j\omega 2\xi\tau} = \\ &= \frac{1 - (\tau\omega)^2 - j\omega 2\xi\tau}{(1 - (\tau\omega)^2)^2 + (\omega 2\xi\tau)^2} = \\ &= \frac{1 - (\tau\omega)^2}{(1 - (\tau\omega)^2)^2 + (\omega 2\xi\tau)^2} - j \frac{\omega 2\xi\tau}{(1 - (\tau\omega)^2)^2 + (\omega 2\xi\tau)^2}. \end{aligned} \quad (2.56)$$

Выражения для АЧХ и ФЧХ имеют вид

$$\begin{aligned} K(\omega) &= \sqrt{\left(\frac{1 - (\tau\omega)^2}{(1 - (\tau\omega)^2)^2 + (\omega 2\xi\tau)^2} \right)^2 + \left(-\frac{\omega 2\xi\tau}{(1 - (\tau\omega)^2)^2 + (\omega 2\xi\tau)^2} \right)^2} = \\ &= \sqrt{\frac{(1 - (\tau\omega)^2)^2 + (\omega 2\xi\tau)^2}{\left((1 - (\tau\omega)^2)^2 + (\omega 2\xi\tau)^2 \right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{(1 - (\tau\omega)^2)^2 + (\omega 2\xi\tau)^2}}. \end{aligned} \quad (2.57)$$

$$\varphi(\omega) = \arctg \left(-\frac{\frac{\omega 2\xi\tau}{(1 - (\tau\omega)^2)^2 + (\omega 2\xi\tau)^2}}{\frac{1 - (\tau\omega)^2}{(1 - (\tau\omega)^2)^2 + (\omega 2\xi\tau)^2}} \right) = \arctg \left(\frac{\omega 2\xi\tau}{1 - (\tau\omega)^2} \right). \quad (2.58)$$

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика

$$G(\omega) = 20 \lg \left(\frac{1}{\sqrt{(1 - (\tau\omega)^2)^2 + (\omega 2\xi\tau)^2}} \right) = \quad (2.59)$$

$$= -10 \cdot \lg \left((1 - (\tau\omega)^2)^2 + (\omega 2\xi\tau)^2 \right).$$

Из (2.55)–(2.59) видно, что частотные характеристики колебательного звена зависят как от постоянной времени, так и величины ξ , которая называется коэффициентом затухания

$$\xi = \frac{\tau_1}{2\tau_2} = \frac{R}{\rho} = \frac{R}{\sqrt{L/C}}, \quad (2.60)$$

где ρ — волновое сопротивление колебательного контура и представляет собой сопротивление катушки индуктивности L (конденсатора C) на резонансной частоте

$$\rho = \sqrt{L/C} = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}. \quad (2.61)$$

Резонансную частоту можно определить по формуле

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}. \quad (2.62)$$

где Q — добротность колебательного контура и определяется как

$$Q = \frac{\rho}{R} = \frac{1}{\xi}. \quad (2.63)$$

Внешний вид ЛАЧХ и ЛФЧХ приведен на рисунке 2.14.

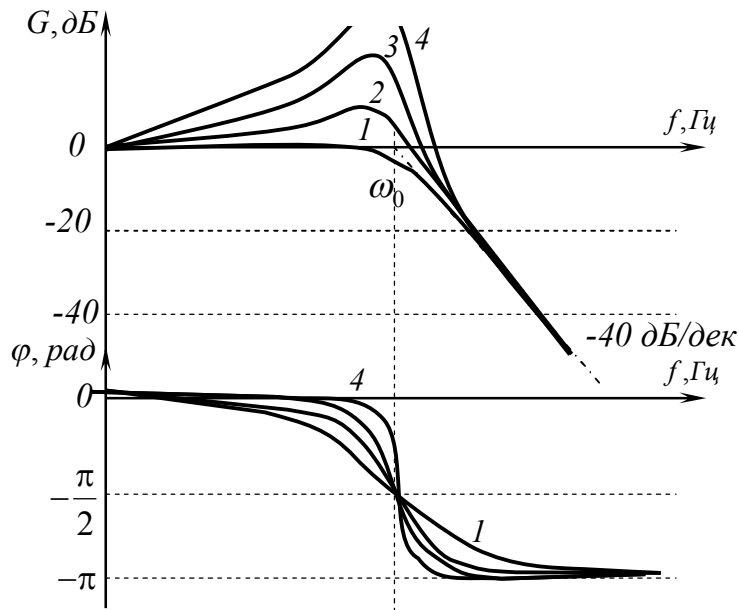


Рисунок 2.14 — Частотные характеристики резонансной цепи

Вид характеристики (1–4), изображенной на рисунке 2.14, зависит от коэффициента затухания ξ . Чем меньше коэффициент затухания, тем выше вероятность резонанса, круче характеристика и выше высота всплеска, который можно рассчитать по формуле

$$H_m = 20 \cdot \lg \cdot \frac{1}{2 \cdot \xi \cdot \sqrt{1 - \xi^2}}, \quad (2.64)$$

на частоте

$$\omega_m = \frac{1}{\tau} \cdot \sqrt{1 - 2 \cdot \xi^2}. \quad (2.65)$$

2.3.4 Примеры расчета

Пример 2.6. Провести гармонический анализ RLC цепи, изображенной на рисунке 2.15.

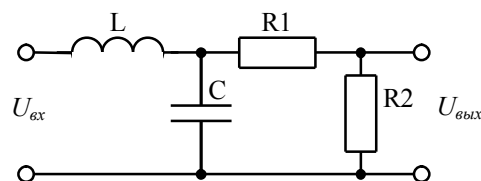


Рисунок 2.15 — Схема сложной RLC цепи

Параметры цепи: $R_1 = 100 \text{ Ом}$, $R_2 = 100 \text{ Ом}$, $C = 10 \text{ мкФ}$,
 $L = 5 \text{ мГн}$. Рассчитать параметры схемы для частоты $f = 200 \text{ Гц}$.

Решение. Для получения передаточной функции введем оператор Лапласа. Передаточную функцию цепи определим по формуле

$$K(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(p)}{U_{\text{ВХ}}(p)} = \frac{I_{\text{ВЫХ}}(p) \cdot Z_{\text{ВЫХ}}(p)}{I_{\text{ВХ}}(p) \cdot Z_{\text{ВХ}}(p)}. \quad (2.66)$$

Выразим напряжение на входе цепи через его сопротивление.

$$\begin{aligned} U_{\text{ВХ}}(p) &= I_{\text{ВХ}}(p) \cdot Z_{\text{ВХ}}(p) = I_{\text{ВХ}}(p) \cdot \left(Lp + \frac{1}{Cp} \parallel (R_1 + R_2) \right) = \\ &= I_{\text{ВХ}}(p) \cdot \left(Lp + \frac{\frac{(R_1 + R_2)}{Cp}}{\frac{1}{Cp} + (R_1 + R_2)} \right) = I_{\text{ВХ}}(p) \cdot \left(Lp + \frac{(R_1 + R_2)}{1 + (R_1 + R_2)Cp} \right) = \\ &= I_{\text{ВХ}}(p) \cdot \left(\frac{Lp + (R_1 + R_2)CpLp + (R_1 + R_2)}{1 + (R_1 + R_2)Cp} \right) = \\ &= I_{\text{ВХ}}(p) \cdot \left(\frac{Lp + (R_1 + R_2)(Lp^2 + 1)}{1 + (R_1 + R_2)Cp} \right). \end{aligned} \quad (2.67)$$

Выразим напряжение на выходе цепи.

$$\begin{aligned} U_{\text{ВЫХ}}(p) &= I_{R_2}(p) \cdot R_2 = \frac{U_C(p)}{R_1 + R_2} \cdot R_2 = (U_{\text{ВХ}}(p) - U_L(p)) \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \\ &= \left(I_{\text{ВХ}}(p) \cdot \left(\frac{Lp + (R_1 + R_2)(Lp^2 + 1)}{1 + (R_1 + R_2)Cp} \right) - I_{\text{ВХ}}(p) \cdot Lp \right) \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \\ &= I_{\text{ВХ}}(p) \left(\frac{Lp + (R_1 + R_2)(Lp^2 + 1)}{1 + (R_1 + R_2)Cp} - Lp \right) \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \\ &= I_{\text{ВХ}}(p) \left(\frac{Lp + (R_1 + R_2)(Lp^2 + 1) - Lp(1 + (R_1 + R_2)Cp)}{1 + (R_1 + R_2)Cp} \right) \times \\ &\times \frac{R_2}{R_1 + R_2} = I_{\text{ВХ}}(p) \left(\frac{(R_1 + R_2)(Lp^2 + 1) - (R_1 + R_2)Lp^2}{1 + (R_1 + R_2)Cp} \right) \times \end{aligned} \quad (2.68)$$

$$\times \frac{R2}{R1 + R2} = I_{BX}(p) \left(\frac{(R1 + R2)}{1 + (R1 + R2)Cp} \right) \frac{R2}{R1 + R2} = I_{BX}(p) \frac{R2}{1 + (R1 + R2)Cp}.$$

По формуле (2.66) запишем передаточную функцию цепи

$$\begin{aligned} K(p) &= \frac{I_{BX}(p) \frac{R2}{1 + (R1 + R2)Cp}}{I_{BX}(p) \cdot \left(\frac{Lp + (R1 + R2)(LCp^2 + 1)}{1 + (R1 + R2)Cp} \right)} = \\ &= \frac{R2}{Lp + (R1 + R2)(LCp^2 + 1)} = \\ &= \frac{R2/R2}{Lp/R2 + (R1 + R2)(LCp^2 + 1)/R2} = \\ &= \frac{1}{Lp/R2 + R1LCp^2/R2 + LCp^2 + R1/R2 + 1} = \\ &= \frac{1}{LCp^2 \left(1 + \frac{R1}{R2} \right) + \frac{L}{R2}p + \frac{R1}{R2} + 1}. \end{aligned} \quad (2.69)$$

Определим постоянные времени передаточной функции:

$$1. \tau_1 = T_1 = \frac{L}{R2} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{100} = 5 \cdot 10^{-5} c;$$

$$2. \tau_2^2 = T_2^2 = LC = 10 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 5 \cdot 10^{-8} c^2.$$

Приведем полученную передаточную функцию к стандартному виду

$$\begin{aligned} K(p) &= \frac{1}{T_2^2 p^2 \left(1 + \frac{R1}{R2} \right) + T_1 p + \frac{R1}{R2} + 1} = \\ &= \frac{1}{5 \cdot 10^{-8} p^2 \left(1 + \frac{100}{100} \right) + 5 \cdot 10^{-5} p + \frac{100}{100} + 1} = \\ &= \frac{1}{2 \cdot 5 \cdot 10^{-8} p^2 + 5 \cdot 10^{-5} p + 2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{5 \cdot 10^{-8} p^2 + 2,5 \cdot 10^{-5} p + 1}. \end{aligned} \quad (2.70)$$

Уточним общий вид передаточной функции и постоянные времени

$$K(p) = K_0 \cdot \frac{1}{T_2^2 p^2 + T_1 p + 1}. \quad (2.71)$$

где K_0 – пропорциональное звено с коэффициентом усиления $1/2$;

T_1 – первая постоянная времени, равная $2,5 \cdot 10^{-5}$ с;

T_2 – вторая постоянная времени, равная $\sqrt{5} \cdot 10^{-8}$ с;

Для получения комплексной передаточной функции, оператор Лапласа (p) заменим на $j\omega$.

$$K(p) = K_0 \cdot \frac{1}{T_2^2 (j\omega)^2 + j\omega T_1 + 1} = K_0 \cdot \frac{1}{1 - \omega^2 T_2^2 + j\omega T_1}. \quad (2.72)$$

Приведем комплексную передаточную функцию к стандартному виду, помножив числитель и знаменатель на комплексно сопряженное число

$$\begin{aligned} K(p) &= K_0 \cdot \frac{1}{1 - \omega^2 T_2^2 + j\omega T_1} = K_0 \cdot \frac{1}{(1 - \omega^2 T_2^2) + j\omega T_1} = \\ &= K_0 \cdot \frac{(1 - \omega^2 T_2^2) - j\omega T_1}{((1 - \omega^2 T_2^2) + j\omega T_1)((1 - \omega^2 T_2^2) - j\omega T_1)} = \\ &= K_0 \cdot \frac{1 - \omega^2 T_2^2 - j\omega T_1}{(1 - \omega^2 T_2^2)^2 + \omega^2 T_1^2} = \\ &= K_0 \cdot \frac{1 - \omega^2 T_2^2}{(1 - \omega^2 T_2^2)^2 + \omega^2 T_1^2} - jK_0 \cdot \frac{\omega T_1}{(1 - \omega^2 T_2^2)^2 + \omega^2 T_1^2}. \end{aligned} \quad (2.73)$$

где $K_0 \cdot \frac{1 - \omega^2 T_2^2}{(1 - \omega^2 T_2^2)^2 + \omega^2 T_1^2} = \text{Re}$ — вещественная часть комплекс-

ного числа;

$$-K_0 \cdot \frac{\omega T_1}{(1 - \omega^2 T_2^2)^2 + \omega^2 T_1^2} = \text{Im} \quad \text{— мнимая часть комплексного}$$

числа.

Запишем выражения для АЧХ, ФЧХ, ЛАЧХ.

$$\begin{aligned}
A(\omega) &= \sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2} = \\
&= \sqrt{\left(K_0 \cdot \frac{1 - \omega^2 T_2^2}{(1 - \omega^2 T_2^2)^2 + \omega^2 T_1^2} \right)^2 + \left(-K_0 \cdot \frac{\omega T_1}{(1 - \omega^2 T_2^2)^2 + \omega^2 T_1^2} \right)^2} = \\
&= K_0 \frac{\sqrt{(1 - \omega^2 T_2^2)^2 + \omega^2 T_1^2}}{\sqrt{\left((1 - \omega^2 T_2^2)^2 + \omega^2 T_1^2 \right)^2}} = \\
&= K_0 \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2 T_2^2)^2 + \omega^2 T_1^2}}.
\end{aligned} \tag{2.74}$$

$$\begin{aligned}
\varphi(\omega) &= \text{arctg} \left(\frac{\text{Im}}{\text{Re}} \right) = \text{arctg} \left(\frac{-K_0 \cdot \frac{\omega T_1}{(1 - \omega^2 T_2^2)^2 + \omega^2 T_1^2}}{K_0 \cdot \frac{1 - \omega^2 T_2^2}{(1 - \omega^2 T_2^2)^2 + \omega^2 T_1^2}} \right) = \\
&= \text{arctg} \left(-\frac{\omega T_1}{1 - \omega^2 T_2^2} \right) = -\text{arctg} \left(\frac{\omega T_1}{1 - \omega^2 T_2^2} \right).
\end{aligned} \tag{2.75}$$

$$\begin{aligned}
G(\omega) &= 20 \cdot \lg \left(K_0 \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2 T_2^2)^2 + \omega^2 T_1^2}} \right) = \\
&= 20 \cdot \lg(K_0) - 10 \cdot \lg \left((1 - \omega^2 T_2^2)^2 + \omega^2 T_1^2 \right).
\end{aligned} \tag{2.76}$$

Для построения логарифмических частотных характеристик получим значения функций $G(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ на частотах $f = 1; 10; 100; 200; 1000; 10000; 100000$ Гц. Результаты построения приведены на рисунке 2.16.

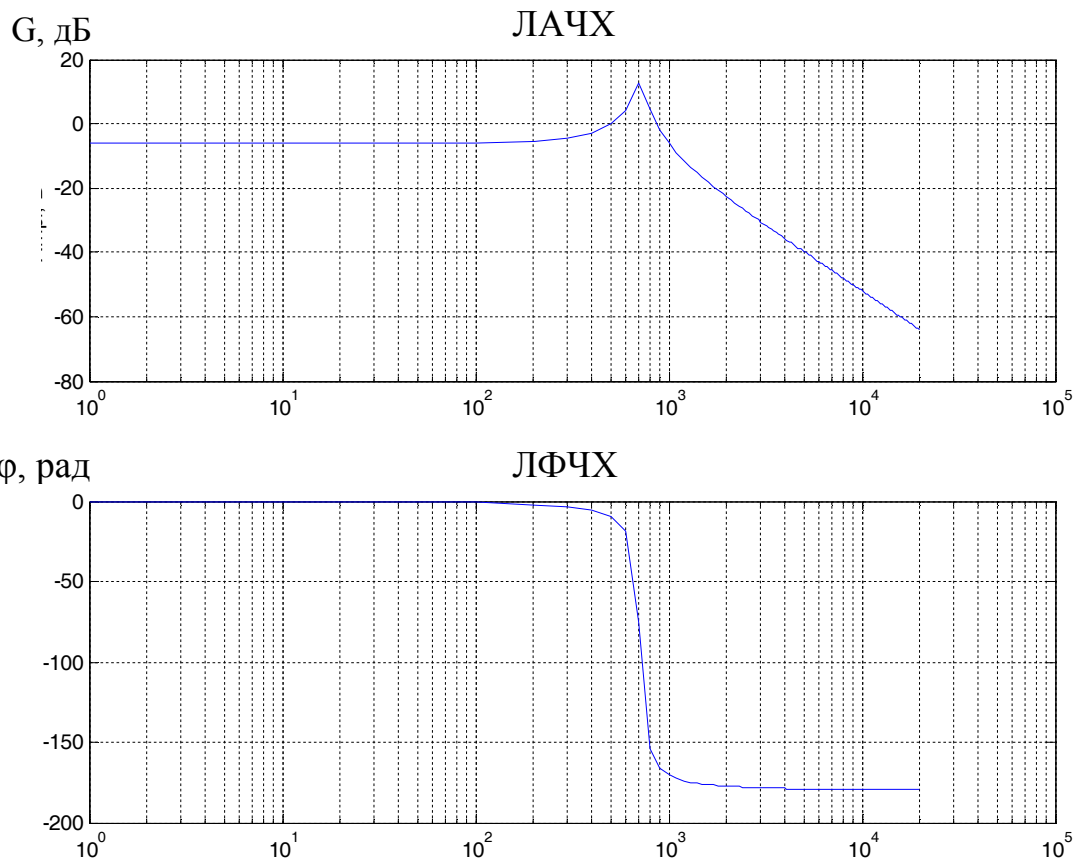


Рисунок 2.16 — ЛАЧХ и ЛФЧХ сложной RLC цепи

Для определения значений функций $G(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ на частоте $f = 200$ Гц определим круговую частоту и подставим ее в выражения (2.76) и (2.75)

$$\omega = 2\pi f = 2\pi \cdot 200 = 1256,6 \text{ рад}$$

$$\begin{aligned} G(\omega) &= 20 \cdot \lg(1/2) - 10 \cdot \lg((1 - 1256,6^2 \cdot 5 \cdot 10^{-8})^2 + \\ &+ 1256,6^2 \cdot (2,5 \cdot 10^{-5})^2) = -6,02 - 10 \cdot \lg(0,85 + 9,87 \cdot 10^{-4}) = \quad (2.77) \\ &= -6,02 + 0,7 = -5,95 \text{ дБ} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \varphi(\omega) &= -\text{arctg} \left(\frac{1256,6 \cdot 2,5 \cdot 10^{-5}}{1 - 1256,6^2 \cdot 5 \cdot 10^{-8}} \right) = -\text{arctg} \left(\frac{3,14 \cdot 10^{-2}}{9,21 \cdot 10^{-1}} \right) = \quad (2.78) \\ &= -\text{arctg}(0,034) = -1,95 \text{ рад.} \end{aligned}$$

Пример 2.7. Построить ЛАЧХ и ЛФЧХ для передаточной функции

$$K(p) = K_0 \cdot \frac{T_3 p}{T_2 p^2 + T_1 p + 1}. \quad (2.79)$$

с параметрами: $K_0 = 0,5$, $T_1 = 5 \cdot 10^{-3}$ с, $T_2 = 4 \cdot 10^{-6}$ с, $T_3 = 1 \cdot 10^{-3}$ с.

Решение. Разобьем сложную передаточную функцию на произведение простых передаточных функций, предварительно определив корни характеристического уравнения

$$T_2 p^2 + T_1 p + 1 = 0$$

$$4 \cdot 10^{-6} p^2 + 5 \cdot 10^{-3} p + 1 = 0$$

$$\begin{aligned} p_{1,2} &= \frac{-5 \cdot 10^{-3} \pm \sqrt{(5 \cdot 10^{-3})^2 - 4 \cdot 1 \cdot 4 \cdot 10^{-6}}}{2 \cdot 4 \cdot 10^{-6}} = \\ &= \frac{-5 \cdot 10^{-3} \pm \sqrt{25 \cdot 10^{-6} - 16 \cdot 10^{-6}}}{8 \cdot 10^{-6}} = \frac{-5 \cdot 10^{-3} \pm \sqrt{9 \cdot 10^{-6}}}{8 \cdot 10^{-6}} = \\ &= \frac{-5 \cdot 10^{-3} \pm 3 \cdot 10^{-3}}{8 \cdot 10^{-6}}. \end{aligned}$$

$$p_1 = -250; \quad p_2 = -1000.$$

Оба корня отрицательные и вещественные. Поэтому передаточную функцию можно переписать в виде

$$K(p) = K_0 \cdot \frac{T_3 p}{(T_4 p + 1)(T_5 p + 1)} = K_0 \cdot T_3 p \cdot \frac{1}{(T_4 p + 1)} \cdot \frac{1}{(T_5 p + 1)}. \quad (2.80)$$

где $T_4 = -1/p_1$, $T_5 = -1/p_2$ – эквивалентные постоянные времени.

Определим новые постоянные времени и новые частоты среза для выражения (2.80).

$$T_4 = -\frac{1}{-250} = 4 \cdot 10^{-3} \text{ с}, \quad T_5 = -\frac{1}{-1000} = 1 \cdot 10^{-3} \text{ с}.$$

$$f_{ср3} = \frac{1}{2\pi T_3} = \frac{1}{2\pi \cdot 1 \cdot 10^{-3}} = 159 \text{ Гц}, \quad f_{ср4} = \frac{1}{2\pi T_4} = \frac{1}{2\pi \cdot 4 \cdot 10^{-3}} = 40 \text{ Гц},$$

$$f_{cp5} = \frac{1}{2\pi T_5} = \frac{1}{2\pi \cdot 1 \cdot 10^{-3}} = 159 \text{ Гц}.$$

Как видно из выражения (2.80), результирующие частотные характеристики заданной передаточной функции состоят из ЛАЧХ и ЛФЧХ более простых звеньев: пропорциональное звено $K(p) = K_0$; дифференциатор $K(p) = T_3 p$; и два интегрирующих звена $K(p) = \frac{1}{(T_4 p + 1)}$ и $K(p) = \frac{1}{(T_5 p + 1)}$ (приложение А).

Построим результирующие ЛАЧХ и ЛФЧХ для заданной передаточной функции

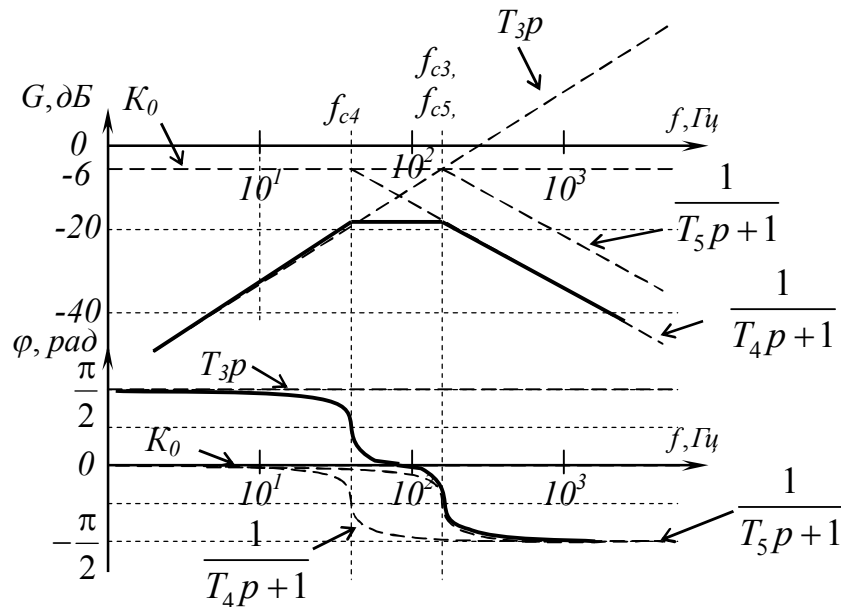


Рисунок 2.17 — Частотные характеристики заданной передаточной функции

2.3.5 Задачи для самостоятельного решения

Задача 2.13. Построить частотные характеристики для цепи с передаточной функцией

$$K(p) = K_0 \cdot \frac{(T_1 p + 1) T_2 p}{(T_2 p + 1)(T_3 p + 1)(T_4 p + 1)},$$

при $T_1 > T_2 > T_3 > T_4$.

Задача 2.14. Построить частотные характеристики для цепи с передаточной функцией

$$K(p) = \frac{T_1 p T_3 p}{(T_2 p + 1)(T_3 p + 1)(T_4 p + 1)},$$

при $T_1 > T_2 > T_3 > T_4$.

Задача 2.15.

Для схемы цепи, изображенной на рисунке 2.18 (а – м), по заданным в таблице 2.2 параметрам получить:

1. Передаточную функцию с помощью преобразования Лапласа;
2. Комплексную передаточную функцию;
3. Выражения для АЧХ, ФЧХ и ЛАЧХ;

Таблица 2.2 — Варианты задания

№	Рисунок	R1, Ом	C1, мкФ	L1, мГ	f, Гц
1	2.18, а	100	10	5	200
2	2.18, б	50	15	10	250
3	2.18, в	75	20	5	300
4	2.18, г	100	5	10	330
5	2.18, д	50	10	5	240
6	2.18, е	75	15	10	730
7	2.18, ж	100	20	5	800
8	2.18, з	50	5	10	950
9	2.18, и	75	10	5	1000
10	2.18, к	200	15	10	100
11	2.18, л	30	20	5	100
12	2.18, м	40	5	10	200
13	2.18, а	50	10	5	300
14	2.18, б	30	15	10	450
15	2.18, в	40	20	5	520
16	2.18, г	50	5	10	630
17	2.18, д	30	10	5	415
18	2.18, е	40	15	10	320
19	2.18, ж	50	20	5	220
20	2.18, з	150	5	10	250
21	2.18, и	75	10	10	100
22	2.18, к	100	15	5	200
23	2.18, л	50	20	10	300
24	2.18, м	75	5	5	450
25	2.18, а	200	10	10	520

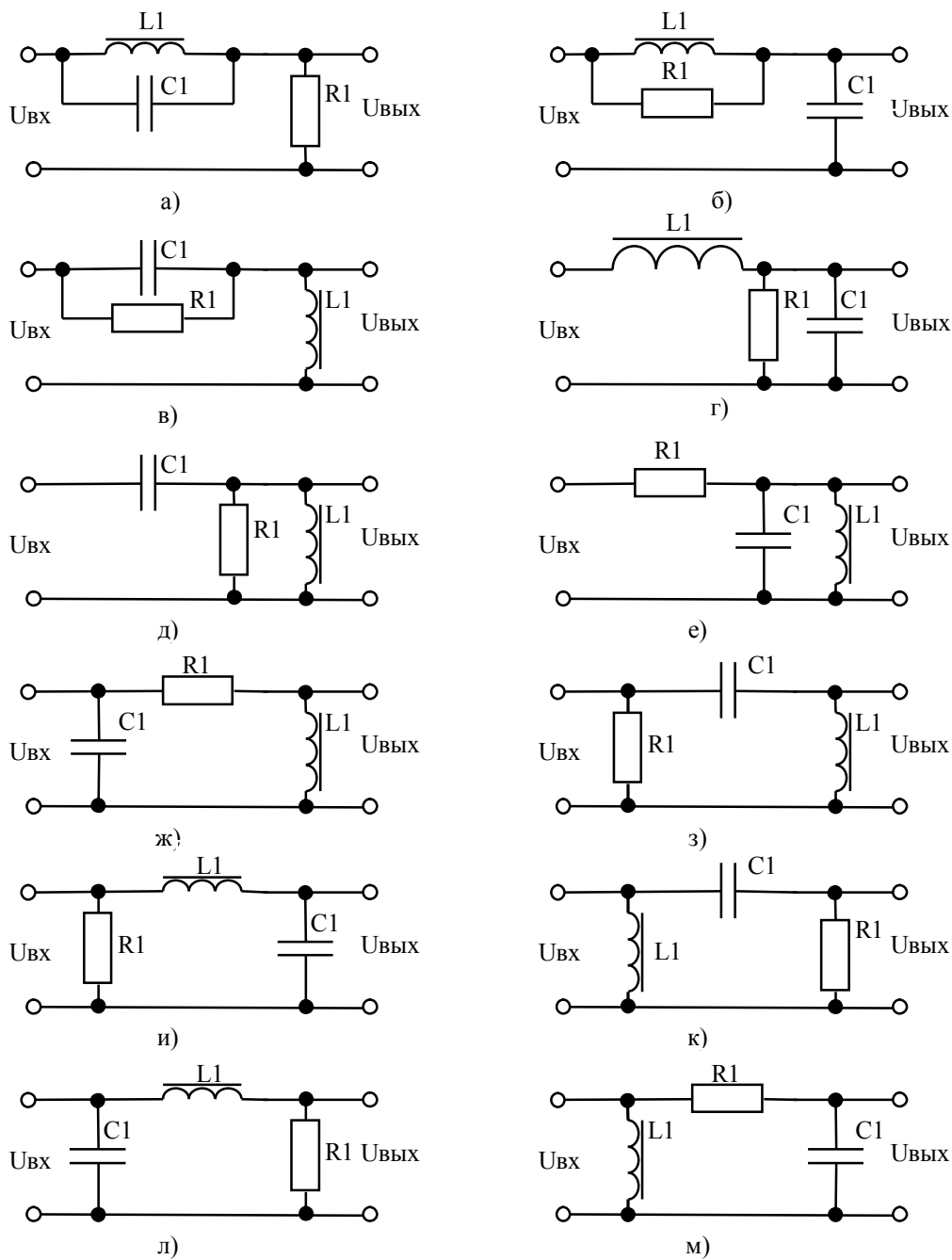


Рисунок 2.18 — Схемы пассивных цепей

Построить ЛАЧХ и ЛФЧХ для цепи, заданной в таблице 2.2.

Частотные характеристики строить в одной системе координат.

Определить коэффициент передачи и фазовый сдвиг на частоте, заданной в таблице 2.2 согласно своему варианту.

3 УСИЛИТЕЛИ

3.1 Усилители. Общие сведения

Усилителем называется устройство, предназначенное для усиления мощности входного сигнала.

Усилители могут быть классифицированы по ряду признаков:

- по роду усилительных элементов (ламповые, транзисторные, интегральные);
- по роду усиливаемой величины (усилители напряжения, тока и мощности);
- по числу каскадов (одно, двух и многокаскадные).

Одним из наиболее важных признаков является диапазон частот усиливаемых сигналов, в котором усилитель обеспечивает нормальную работу. По данному признаку различают следующие типы усилителей:

- усилители низкой частоты;
- усилители постоянного тока;
- избирательные усилители;
- импульсные или широкополосные усилители.

Усилители низкой частоты (УНЧ), которые служат для усиления непрерывных периодических сигналов в диапазоне низких частот (от десятков герц до десятков килогерц). Особенностью УНЧ является то, что отношение верхней усиливаемой частоты f_v к нижней f_n велико и имеет значение от нескольких сотен до нескольких тысяч.

Усилители постоянного тока (УПТ) предназначены для усиления медленно меняющихся напряжений и токов в диапазоне частот от нуля до некоторой наибольшей частоты.

Избирательные усилители, характеризующие небольшими значениями отношения верхней и нижней частот ($1 < f_v / f_n \leq 1,1$). Как правило, это усилители высокой частоты (УВЧ).

Импульсные или широкополосные усилители работают в диапазоне от нескольких килогерц до нескольких десятков мегагерц и используются в устройствах импульсной связи, радиолокации и телевидения.

К основным параметрам усилителя можно отнести:

- коэффициент усиления по напряжению,

$$K_u = \frac{dU_{\text{вых}}}{dU_{\text{вх}}}; \quad (3.1)$$

– коэффициент усиления по ЭДС,

$$K_e = \frac{dU_{\text{вых}}}{dE_{\mathcal{E}}}; \quad (3.2)$$

– коэффициент усиления по току,

$$K_i = \frac{dI_{\text{вых}}}{dI_{\text{вх}}}; \quad (3.3)$$

– коэффициент усиления по мощности,

$$K_p = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}}; \quad (3.4)$$

– входное сопротивление по переменному току,

$$R_{\text{вх}} = \frac{dU_{\text{вх}}}{dI_{\text{вх}}}; \quad (3.5)$$

– выходное сопротивление по переменному току,

$$R_{\text{вых}} = \frac{dU_{\text{вых}}}{dI_{\text{вых}}}; \quad (3.6)$$

К основным характеристикам усилителя относятся амплитудная и частотные характеристики (АЧХ и ФЧХ).

Амплитудная характеристика (АХ) — это зависимость амплитуды выходного сигнала $U_{\text{вых}}_{\text{max}}$ от амплитуды входного сигнала $U_{\text{вх}}_{\text{max}}$ на нормированной частоте (1 кГц). Общий вид амплитудной характеристики приведен на рисунке 3.1. Амплитудная характеристика определяет рабочую область усилителя.

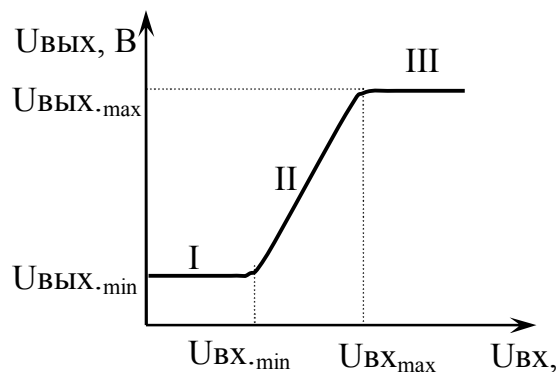


Рисунок 3.1 — Амплитудная характеристика усилителя

На участке «I» АХ, при малом входном сигнале $U_{вх} < U_{вх\ min}$, сигнал на выходе равен $U_{вых\ min}$ и определяется собственными шумами усилителя. На участке «II» АХ усилителя близка к линейной. Наклон характеристики на участке «II» отражает коэффициент усиления усилителя (K_u). Выходной сигнал не искажен. При большом входном сигнале транзистор попадает в область насыщения, участок «III». При этом выходной сигнал искажается (рис. 3.2), такие искажения называют — нелинейными.

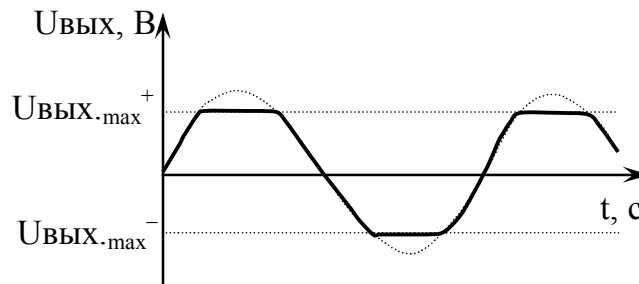


Рисунок 3.2 — Нелинейные искажения сигнала

Амплитудно-частотная характеристика усилителя — это зависимость коэффициента усиления (или амплитуды выходного сигнала) от частоты входного сигнала. Чаще строят логарифмическую зависимость коэффициента усиления по напряжению ($G = 20 \cdot Lg(K_U)$) от частоты (рис. 3.3). В области средних частот коэффициент усиления близок к K_{u0} . В области низких частот наблюдается спад коэффициента усиления. Это объясняется возрастанием реактивного сопротивления разде-

лительных конденсаторов. В области высоких частот также происходит спад коэффициента усиления.

Спад коэффициента усиления в области высоких частот определяется зависимостью от частоты коэффициента усиления по току транзисторов, наличием у последних емкостей переходов, а также емкостей монтажа и индуктивностей проводников.

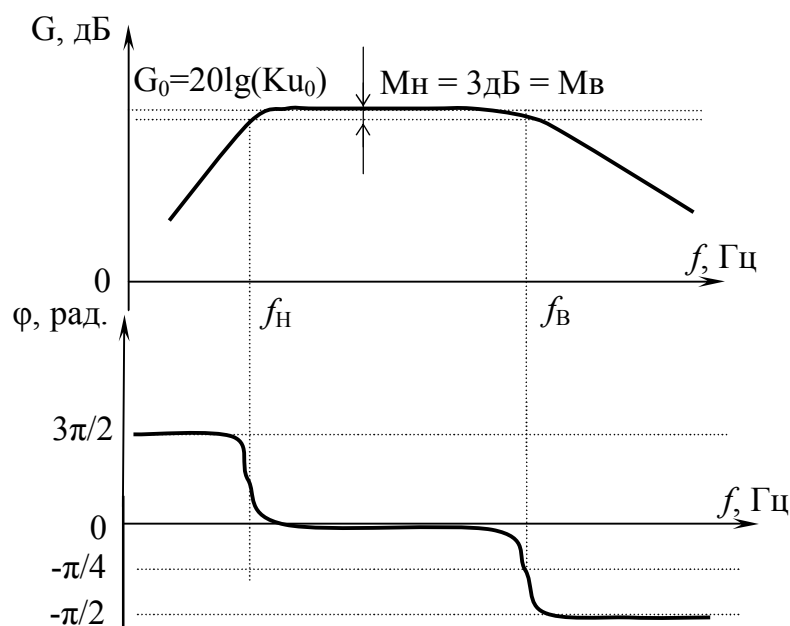


Рисунок 3.3 — АЧХ и ФЧХ усилителя

Спад усиления в области нижних и верхних частот, или отклонение коэффициента усиления от заданного, называются частотными (линейными) искажениями. Частоты, на которых коэффициент усиления уменьшается в $\sqrt{2}$ раз (на 3 дБ), называются граничными: f_H — нижняя, f_B — верхняя граничная частота. Разность $\Delta f = f_B - f_H$ называется полосой пропускания усилителя.

Фазо-частотной характеристикой называют зависимость сдвига фазы выходного сигнала от частоты входного (рис. 3.3). Как видно из рисунка в области низких частот за счет конденсаторов фаза сдвигается три раза по $\pi/2$ т. е. выходной сигнал опережает входной на $3\pi/2$ рад. В области средних частот отсутствует влияние реактивных элементов усилителя и сдвиг фазы равен нулю. В области высоких частот проявляется влияние

емкостей переходов, а также емкостей монтажа и индуктивностей проводников, что приводит к сдвигу фазы выходного сигнала.

3.2 Обратные связи в усилителях

Обратной связью называется схемотехнический прием, позволяющий передать часть энергии полезного усиленного сигнала с выхода усилителя на его вход.

Обратную связь можно применять специально для повышения стабильности в работе усилителя, и тогда она является полезной. Однако когда обратная связь возникает в результате взаимного влияния различных цепей, она может оказаться паразитной.

Различают положительную и отрицательную обратные связи. Положительную обратную связь, как правило, применяют в генераторных каскадах. В усилителях положительная обратная связь обычно является паразитной, а отрицательная является полезной и применяется довольно часто.

Элементы схемы, через которые сигнал обратной связи поступает с выхода на вход усилителя, образуют цепь обратной связи. Коэффициент обратной связи χ показывает, какая часть сигнала снимается с выхода

$$\chi = \frac{U_{oc}}{U_{вых}} < 1. \quad (3.7)$$

На рисунке 3.4 показана структурная схема усилителя с обратной связью. Напряжение обратной связи U_{oc} составляет часть выходного напряжения $U_{вых}$, вырабатывается цепью обратной связи (ЦОС) и подается на вход усилителя вместе с напряжением сигнала U_c . Цепь обратной связи может быть выполнена в виде делителя напряжения.

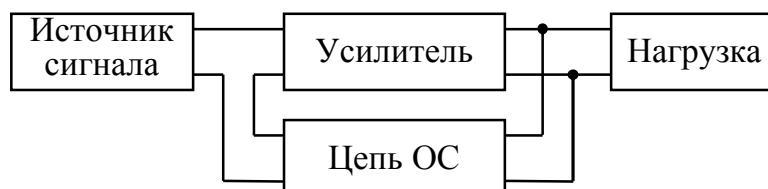


Рисунок 3.4 — Структурная схема усилителя с обратной связью

В усилителе с отрицательной обратной связью входное напряжение $U_{ВХ}$ определяется как разность между напряжением источника сигнала $U_{ИС}$ и напряжением обратной связи $U_{ОС}$:

$$U_{ВХ} = U_{ИС} - U_{ОС}. \quad (3.8)$$

Необходимо иметь в виду, что это выражение всегда справедливо для постоянного напряжения. Для действующего значения синусоидального сигнала равенство сохраняется только при условии, что напряжения сигнала и обратной связи находятся в противофазе (в случае положительной обратной связи — в фазе).

Выражение для коэффициента усиления усилителя, охваченного обратной связью:

$$K_{U_{ОС}} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ИС}}. \quad (3.9)$$

Используя 3.1, 3.7, 3.8 и 3.9 получим выражение коэффициента усиления усилителя, охваченного обратной связью $K_{U_{ОС}}$, с учетом коэффициента усиления K_U усилителя, не охваченного обратной связью:

$$K_{U_{ОС}} = \frac{K_U}{1 + K_U \cdot \chi}. \quad (3.10)$$

Анализируя выражение (3.10) показывает, что $K_{U_{ОС}}$ при отрицательной обратной связи всегда меньше K_U . В таком случае повышается стабильность работы усилителя.

Физическая сущность стабилизации коэффициента усиления усилителя, охваченного отрицательной обратной связью, состоит в том, что при увеличении K_U увеличивается напряжение обратной связи и входное напряжение падает. В то же время при уменьшении K_U входное напряжение увеличивается, т. е. отрицательная обратная связь автоматически поддерживает стабильность работы усилителя.

При положительной обратной связи

$$K_{U_{ОС}} = \frac{K_U}{1 - K_U \cdot \chi}. \quad (3.11)$$

В этом случае устойчивость работы усилителя ухудшается, что может привести к самовозбуждению усилительного каскада.

По типу используемого в качестве входного сигнала обратной связи выходного параметра усилителя их можно поделить на обратные связи по напряжению (рис. 3.5, а) и обратные связи по току (рис. 3.5, б).

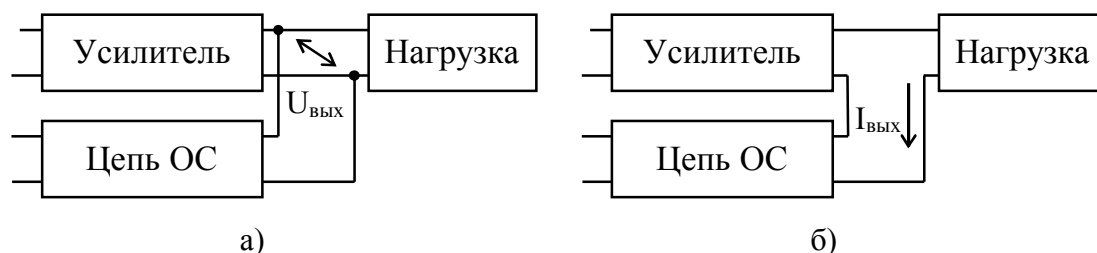


Рисунок 3.5 — Виды ОС по способу подключения к выходной цепи

Как видно из рисунка 3.5, при использовании обратной связи по напряжению выходное сопротивление усилителя, охваченного обратной связью уменьшается (параллельное соединение рис. 3.5, а)), а при использовании обратной связи по току, выходное сопротивление усилителя, охваченного обратной связью увеличивается (последовательное соединение рис. 3.5, б))

По способу суммирования входного сигнала усилителя с выходным сигналом обратной связи их можно поделить на параллельные обратные связи (рис. 3.6, а)) и последовательные обратные связи (рис. 3.6, б)).

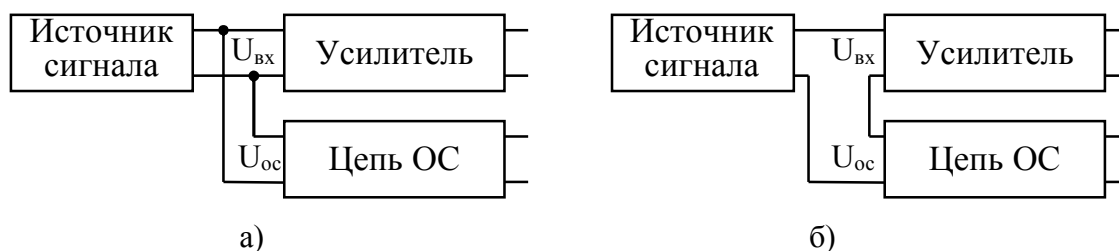


Рисунок 3.6 — Виды ОС по способу подключения к входной цепи

Как видно из рисунка 3.6, при использовании параллельной обратной связи входное сопротивление усилителя, охваченного обратной связью уменьшается (параллельное соединение рис. 3.6, а)), а при использовании последовательной обратной связи, входное сопротивление

усилителя, охваченного обратной связью увеличивается (последовательное соединение рис. 3.6, б))

По влиянию цепи обратной связи на частотные свойства усилителя их можно поделить на частотно-независимые (резистивные, рис. 3.7, а)) и частотно-зависимые (рис. 3.7, б)).

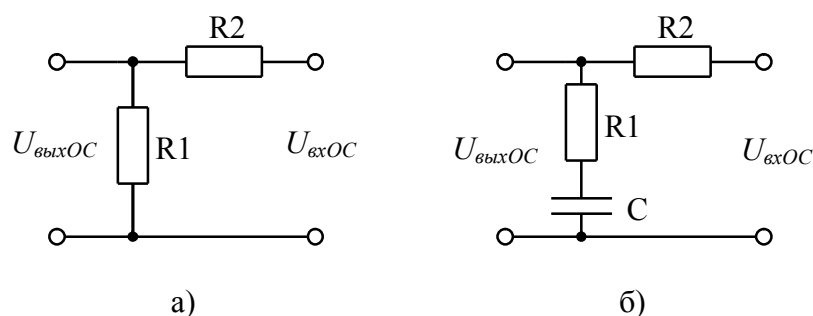


Рисунок 3.7 — Виды ОС влиянию цепи обратной связи на частотные свойства усилителя

3.2.1 Примеры расчета

Пример 3.1. Рассчитать параметры отрицательной параллельной резистивной ОС по напряжению для $\chi = 0,1$ и ее влияние на параметры усилителя при: $K_U = 1000$, $R_{ВХ} = 1$ кОм, $R_{ВЫХ} = 10$ Ом.

Решение. Для удобства понимания задачи изобразим условие в графическом виде (рис. 3.8).

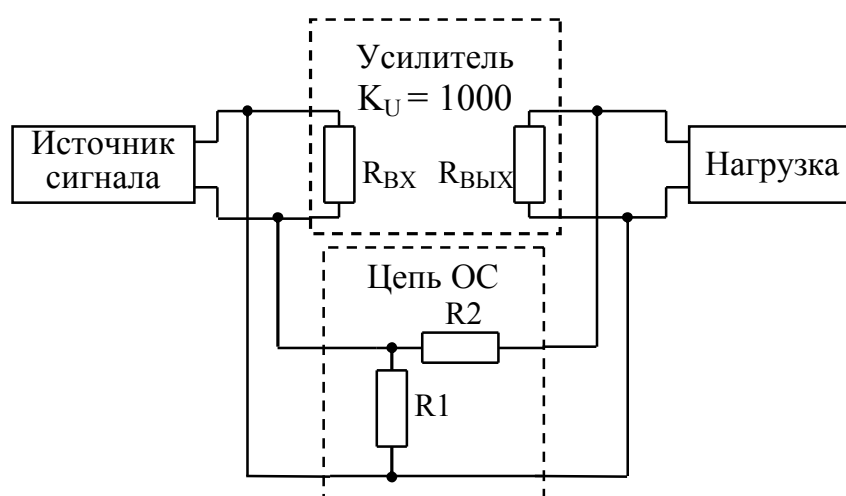


Рисунок 3.8 — Структурная схема усилителя с обратной связью

Из выражения (3.10) определим коэффициент усиления усилителя охваченного обратной связью

$$K_{U_{oc}} = \frac{K_U}{1 + K_U \cdot \chi} = \frac{1000}{1 + 1000 \cdot 0,1} = \frac{1000}{101} = 9,9.$$

Для расчета сопротивления резисторов обратной связи зададимся значением резистора R1 из условия $R1 \gg R_{BX}$ усилителя (для уменьшения влияния сопротивления цепи обратной связи на входное сопротивление усилителя). Пусть $R1 = 10$ кОм, тогда из выражения (3.7) определим сопротивление резистора R1

$$\chi = \frac{U_{oc}}{U_{вых}} = \frac{I_{oc} \cdot R1}{I_{oc} (R1 + R2)} = \frac{R1}{R1 + R2},$$

отсюда

$$R2 = \frac{R1(1 - \chi)}{\chi} = \frac{10 \cdot 10^3 (1 - 0,1)}{0,1} = 90 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Приведем значение резистора R2 к стандартному ряду E24 (ПРИЛОЖЕНИЕ Б). Сопротивление резистора $R2 = 91$ кОм.

Уточним входное и выходное сопротивление усилителя охваченного обратной связью.

$$\begin{aligned} R_{BX}^* &= R_{BX} \parallel R1 \parallel (R2 + R_{BЫX} \parallel R_H) \approx R_{BX} \parallel R1 = \frac{R_{BX} \cdot R1}{R_{BX} + R1} = \frac{1 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3} = \\ &= \frac{10 \cdot 10^6}{11 \cdot 10^3} = 909,1 \text{ Ом.} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_{BЫX}^* &= R_{BЫX} \parallel (R2 + R1 \parallel R_{BX}) = R_{BЫX} \parallel (R2 + R_{BX}^*) = \frac{R_{BЫX} (R2 + R_{BX}^*)}{R_{BЫX} + R2 + R_{BX}^*} = \\ &= \frac{10(91 \cdot 10^3 + 909,1)}{10 + 91 \cdot 10^3 + 909,1} = \frac{919091}{91919,1} = 9,99 \text{ Ом.} \end{aligned}$$

Расчеты показали, что входное и выходное сопротивление усилителя охваченного обратной связью незначительно отличаются от исходных.

Пример 3.2. Определить, во сколько раз уменьшается коэффициент усиления усилителя $K_U = 200$ при охвате его последовательной отрицательной обратной связью (ООС) по напряжению в виде четырехполюсника с коэффициентом передачи $\chi = 0,05$.

Решение. Из выражения (3.10) определим коэффициент усиления усилителя охваченного обратной связью

$$K_{U_{oc}} = \frac{K_U}{1 + K_U \cdot \chi} = \frac{200}{1 + 200 \cdot 0,05} = \frac{200}{11} = 18,18.$$

Определим отношение коэффициента усиления усилителя, не охваченного отрицательной обратной связью к коэффициенту усиления усилителя охваченного отрицательной обратной связью

$$K = \frac{K_U}{K_{U_{oc}}} = \frac{200}{18,18} = 11.$$

Ответ. Коэффициент усиления усилителя уменьшается в 11 раз.

3.2.2 Задачи для самостоятельного решения

Задача 3.1. В схеме усилителя (рис. 3.9) с коэффициентом усиления $K_{U_{oc}} = 10$ произошло случайное короткое замыкание резистора R1. До какой величины изменится коэффициент усиления схемы? Параметры цепи обратной связи R1 = 0,5 кОм, R2 = 10 кОм.

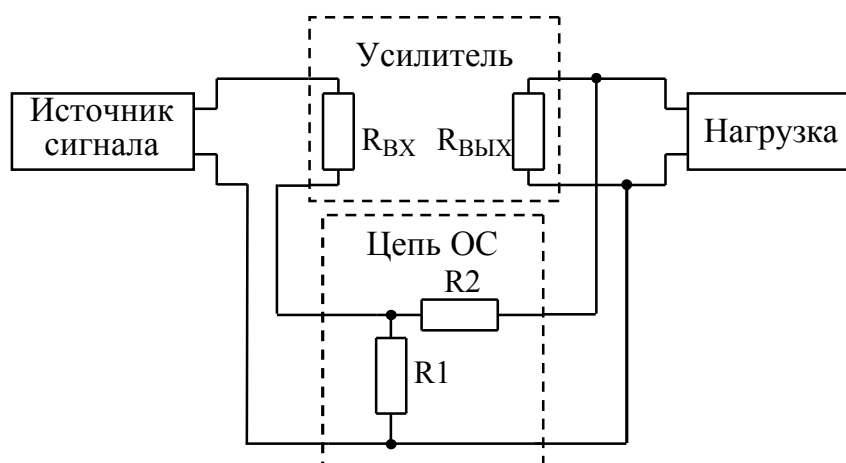


Рисунок 3.9 — Структурная схема усилителя охваченного последовательной отрицательной обратной связью по напряжению

Задача 3.2. Рассчитать параметры отрицательной параллельной резистивной ОС по току для $\chi = 0,15$ и ее влияние на параметры усилителя при: $K_U = 2000$, $R_{ВХ} = 10$ кОм, $R_{ВЫХ} = 4$ Ом.

Задача 3.3. Определить входное напряжение $U_{ВХ}$, необходимое для получения выходного напряжения $U_{ВЫХ} = 25$ В в схеме усилителя (рис. 3.9). Коэффициент усиления усилителя без обратной связи $K_U = 200$. Резисторы в цепи обратной связи $R_1 = 0,5$ кОм, $R_2 = 10$ кОм.

Задача 3.4. Определить напряжение на выходе и коэффициент усиления с последовательной обратной связью (рис. 3.9), если на вход усилителя одновременно с входным сигналом $U_{ВХ} = 0,2$ В поступает напряжение обратной связи $U_{ОС} = 0,1$ В, действующее в противофазе с входным. Коэффициент усиления усилителя без обратной связи $K_U = 10$.

Задача 3.5. Какой величины необходимо подать сигнал на вход усилителя, охваченного ООС с $\chi = 0,05$, для того, чтобы получить на выходе усилителя сигнал $U_{ВЫХ} = 2$ В, если $K_U = 10$?

Задача 3.6. Определить напряжение обратной связи $U_{ОС}$, если при подключении последовательной отрицательной обратной связи с коэффициентом передачи $\chi = 0,2$ (рис. 3.9) выходное напряжение усилителя стало равным 2 В.

Задача 3.7. Определить напряжение обратной связи $U_{ОС}$, если при подключении цепи отрицательной последовательной обратной связи коэффициент усиления усилителя ($K_U = 10$) уменьшился в два раза, а выходное напряжение стало равным 3 В

Задача 3.8. Определить входной ток $I_{ВХ}$, входное напряжение $U_{ВХ}$ и коэффициент усиления K_U ос усилителя (рис. 3.9), работающего от генератора напряжения $E_{Г} = 0,6$ В с внутренним сопротивлением $R_{Г} = 0,5$ кОм. Коэффициент усиления и входное сопротивление усилителя без обратной связи $K_U = 100$, $R_{ВХ} = 0,5$ кОм. Выходное напряжение $U_{ВЫХ} = 10$ В.

3.3 Однокаскадные усилители

3.3.1 Однокаскадные усилители на биполярных транзисторах

Известны три схемы однокаскадного усилителя на биполярном транзисторе: с общим эмиттером (ОЭ), общей базой (ОБ), общим коллектором (ОК). Указанные схемы отличаются друг от друга различным включением транзистора по постоянному току.

Любая из перечисленных схем включает в себя усилительный (активный) элемент — транзистор, а также вспомогательные элементы: резисторы и конденсаторы. Резисторы необходимы для задания рабочего режима транзистора по постоянному и переменному токам. Конденсаторы служат для фильтрации постоянной составляющей входного и выходного сигналов, а также для обеспечения требуемых частотных свойств усилительного каскада (формирования АЧХ и ФЧХ).

Усилители характеризуются двумя режимами работы — статическим и динамическим. В статическом режиме схема находится в состоянии покоя, и в ней протекают только постоянные токи. В динамическом режиме на постоянные составляющие токов и напряжений накладывается переменные составляющие, вызванные воздействием на входную цепь усилителя источника переменного тока (напряжения).

В статическом режиме схема однокаскадного усилителя на биполярном транзисторе (усилительного каскада) имеет вид, приведенный на рисунке 3.10.

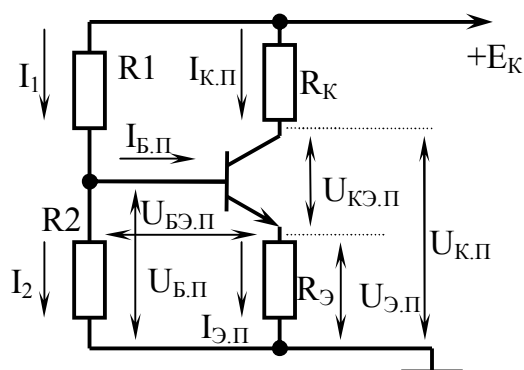


Рисунок 3.10 — Схема включения биполярного транзистора для статического режима работы усилителя

Она описывается системой уравнений, составленных по законам Кирхгофа (без учета тепловых токов).

$$I_1 - I_{Б.П} - I_2 = 0; \quad (3.12)$$

$$I_{Э.П} - I_{Б.П} - I_{К.П} = 0; \quad (3.13)$$

$$E_K - I_{R1} \cdot R1 - U_{Б.П} = 0; \quad (3.14)$$

$$U_{Б.П} - U_{БЭ.П} - U_{Э.П} = 0; \quad (3.15)$$

$$E_K - I_{К.П} \cdot R_K - U_{КЭ.П} - I_{Э.П} \cdot R_Э = 0. \quad (3.16)$$

где: E_K — напряжение питания усилителя, В;

$I_{Б.П}, I_{К.П}, I_{Э.П}$ — токи базы, коллектора и эмиттера покоя, А;

$U_{Б.П}, U_{К.П}, U_{Э.П}$ — потенциалы базы, коллектора и эмиттера покоя, В;

$U_{КЭ.П}$ — напряжение покоя между электродами коллектор и эмиттер транзистора, В;

$R1, R2$ — сопротивления резисторов базового делителя, Ом.

$R_K, R_Э$ — сопротивления коллекторного и эмиттерного резисторов, Ом.

Параметры режима покоя выбирают, исходя из класса работы усилителя, а также максимальных амплитуд напряжения и тока на его выходе. В зависимости от конкретной схемы включения транзистора схема изображенная на рисунке 3.10 может видоизменяться. В схеме с ОК может отсутствовать резистор R_K (рис. 3.11).

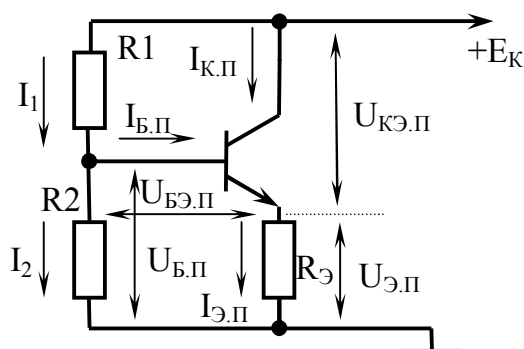


Рисунок 3.11 — Схема включения биполярного транзистора для статического режима работы усилителя с ОК

Резистор $R_{\text{Э}}$ служит для задания тока эмиттера покоя $I_{\text{Э.П}}$, а также для обеспечения температурной стабилизации режима покоя каскада (эмиттерная термостабилизация).

Резисторы R_1 и R_2 служат для задания потенциала базы покоя. Резистор $R_{\text{К}}$ ограничивает ток коллектора $I_{\text{К}}$, задает потенциал коллектора покоя $U_{\text{К.П}}$ и выполняет роль нагрузки в режиме холостого хода для схем с ОБ и ОЭ. Для схемы с ОК роль нагрузки холостого хода выполняет резистор $R_{\text{Э}}$.

Для определения параметров режима покоя усилителя на выходных характеристиках транзистора строят нагрузочную прямую (по постоянному току). Точки, через которые проходит нагрузочная прямая, определяют из условий холостого хода и короткого замыкания выходной цепи усилительного каскада. При этом из (3.16) получим для схем с ОЭ и ОБ:

$$U_{\text{кЭ. ХХ}} = E_{\text{к}}; \quad (3.17)$$

$$I_{\text{к. КЗ}} = \frac{E_{\text{к}}}{R_{\text{Э}} + R_{\text{к}}}. \quad (3.18)$$

Для схемы с общим коллектором, в случае отсутствия резистора $R_{\text{К}}$ точки холостого хода и короткого замыкания определяют по формулам:

$$U_{\text{кЭ. ХХ}} = E_{\text{к}}; \quad (3.19)$$

$$I_{\text{к. КЗ}} = \frac{E_{\text{к}}}{R_{\text{Э}}}. \quad (3.20)$$

На рисунке 3.12 приведены линии нагрузки для схемы однокаскадного усилителя на биполярном транзисторе, где прямая I статическая линия нагрузки, прямые II и III — динамические линии нагрузки для режимов холостого хода и нагрузки соответственно.

Для идеальных условий координаты точки покоя можно определить из выражений (3.21, 3.22).

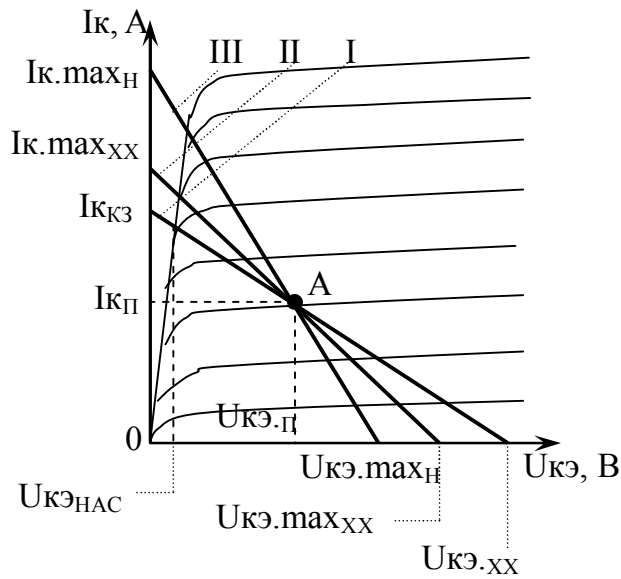


Рисунок 3.12 — Нагрузочные прямые для схемы однокаскадного усилителя на биполярном транзисторе

$$U_{кэ.П} = \frac{E_k - 2U_{кэ.НАС}}{2}; \quad (3.21)$$

$$I_{к.П} = \frac{E_k - U_{кэ.П}}{R_k + R_э}.$$

Для схемы с общим коллектором в случае отсутствия коллекторного резистора

$$U_{кэ.П} = \frac{E_k - 2U_{кэ.НАС}}{2}; \quad (3.22)$$

$$I_{к.П} = \frac{E_k - U_{кэ.П}}{R_э}.$$

На рисунках 3.13, 3.14 и 3.15 приведены схемы однокаскадных усилителей на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, базой и коллектором соответственно. В случае, когда из схемы с общим коллектором исключают коллекторный резистор (чаще всего в усилителях мощности) схема принимает вид, представленный на рисунке 3.16.

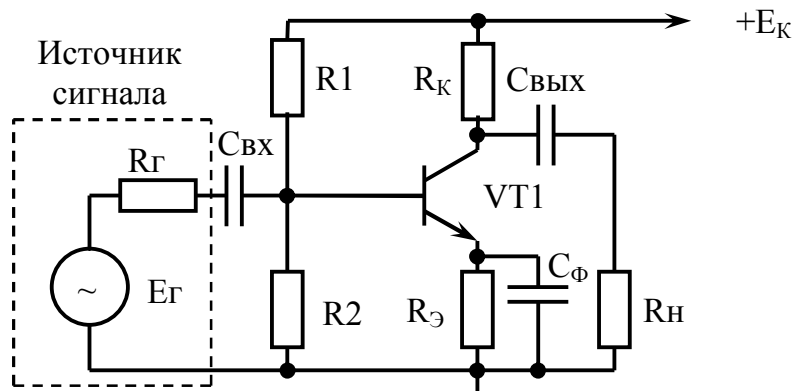


Рисунок 3.13 — Однокаскадный усилитель, схема с ОЭ

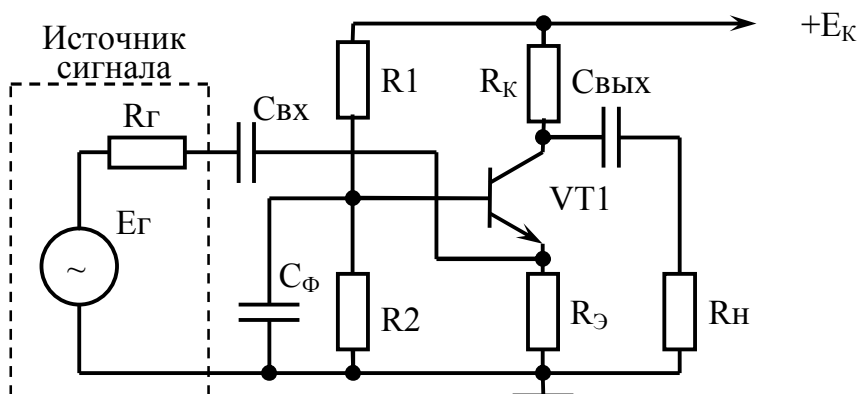


Рисунок 3.14 — Однокаскадный усилитель, схема с ОБ

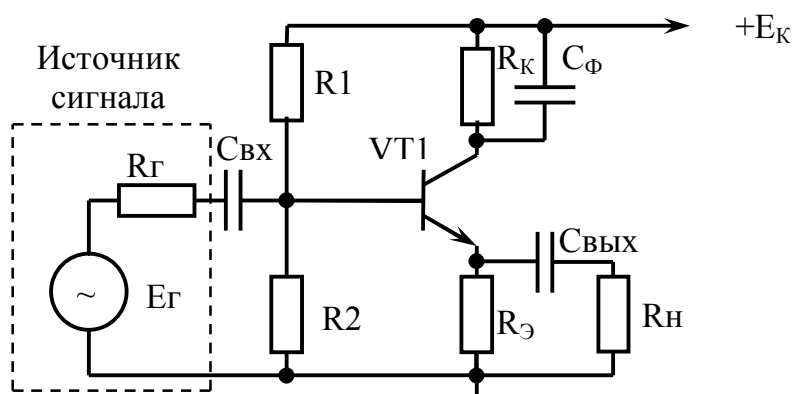


Рисунок 3.15 — Однокаскадный усилитель, схема с ОК

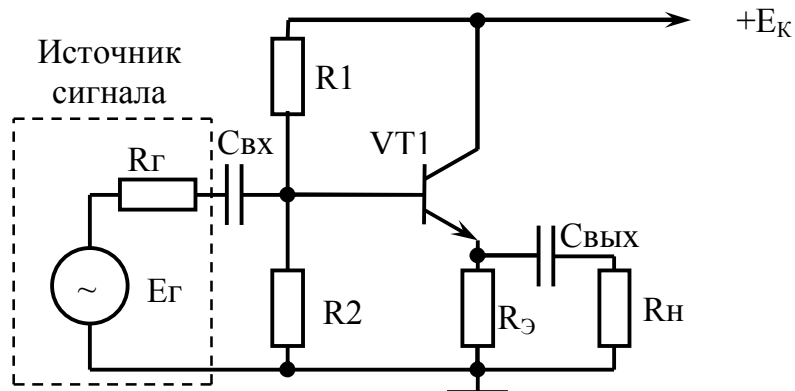


Рисунок 3.16 — Однокаскадный усилитель, схема с ОК без коллекторного резистора

Возможно два случая работы усилителя в динамическом режиме:

- холостой ход ($R_H = \infty$);
- режим нагрузки ($R_H \neq \infty$).

Для анализа динамического режима работы усилителя принимают следующие допущения: $X_{C_{ex}} \approx 0$, $X_{C_{э}} \approx 0$, $X_{C_{вых}} \approx 0$ (на средних частотах). При этом на выходных характеристиках строят нагрузочные прямые для режимов холостого хода и нагрузки (рис. 3.12, прямые II и III соответственно).

В режиме нагрузки, максимальное напряжение коллектор–эмиттер для схем с ОЭ и ОБ равно:

$$U_{кэ \max_H} = \frac{E_k \cdot R_H}{R_k + R_H} \quad (3.23)$$

А максимальный ток коллектора транзистора:

$$I_{к \max_H} = \frac{E_k}{R_k} + \frac{E_k}{R_k + R_H} \quad (3.24)$$

В режиме холостого хода — максимальное напряжение и ток транзистора:

$$\begin{aligned} U_{кэ \max_{XX}} &= E_k - 2 \cdot U_{кэ_{НАС}}; \\ I_{к \max_{XX}} &= 2 \cdot I_{кн} \end{aligned} \quad (3.25)$$

При этом все указанные прямые проходят через точку «А» — точку покоя.

Для схемы с ОБ нагрузочные прямые совпадают с нагрузочными прямыми схемы с ОЭ.

Для схемы с ОК нагрузочные прямые описываются выражениями:

$$U_{кэ \max_{XX}} = U_{кэ \max_H} + 2 \cdot U_{кэ \text{нас}}; \quad (3.26)$$

$$I_{к \max_{XX}} = \frac{E_k - U_{кэ \text{нас}}}{R_э}; \quad (3.27)$$

$$U_{кэ \max_H} = E_k - \frac{E_k - U_{кэ \text{нас}}}{2}; \quad (3.28)$$

$$I_{к \max_H} = \frac{E_k}{R_э}. \quad (3.29)$$

где $R_э = \frac{R_э \cdot R_H}{R_э + R_H}$ — динамическое сопротивление выходной цепи

усилительного каскада (схема ОК).

Статическая линия нагрузки для схемы с ОК, в данном случае (в схеме присутствует R_k) совпадает со статическими линиями нагрузки схем с ОБ и ОЭ.

Максимально возможные амплитуды неискаженных выходных сигналов, для всех трех схем, можно рассчитать по формулам:

$$U_{\text{вых} \max_{XX}} = U_{кэ_{II}} - U_{кэ_{\text{нас}}}; \quad (3.30)$$

$$U_{\text{вых} \max_H} = U_{кэ \max_H} - U_{кэ_{II}}. \quad (3.31)$$

Рассмотрим влияние частоты входного сигнала на усилительные свойства каскада с ОЭ (рис. 3.13). При этом представим конденсаторы $C_{вх}$, $C_э$, $C_{вых}$ в виде частотно-зависимых реактивных сопротивлений $X_c = 1/\omega C$. При снижении частоты входного сигнала сопротивление указанных конденсаторов будет увеличиваться, а следовательно, уменьшаться входной ток, ток нагрузки и переменная составляющая тока эмиттера. Это приведет к уменьшению коэффициента усиления усилителя в области низких частот.

В области средних частот реактивные сопротивления конденсаторов $C_{вх}$, $C_э$ и $C_{вых}$ становятся близкими к нулю, поэтому они не оказывают существенного влияния на коэффициент усиления.

В области высоких частот снижается коэффициент усиления по току транзистора, и кроме того, снижается реактивное сопротивление емкости перехода $C_{БК}$. Ток, ответвляющийся из коллекторной цепи в базовую через $C_{БК}$, имеет обратный знак, что приводит к снижению тока базы, а, следовательно, к снижению коэффициента усиления в области высоких частот.

При этом частоты среза амплитудно-частотной характеристики определяются постоянными времени (схемам с ОЭ, ОБ и ОК соответствуют индексы — Э, Б и К):

$$\begin{aligned}
 \tau_{ВХ.Б} &= C_{вх} \cdot ((r_{вх_{ОБ}} // R_{Э}) + R_{Г}), \quad C; \\
 \tau_{ВХ.Э} &= C_{вх} \cdot ((r_{вх_{ОЭ}} // R_{Б}) + R_{Г}), \quad C; \\
 \tau_{ВХ.К} &= C_{вх} \cdot ((r_{вх_{ОК}} // R_{Б}) + R_{Г}), \quad C; \\
 \tau_{ВЫХ.Б} &= \tau_{ВЫХ.Э} = C_{вых} \cdot (R_{К} + R_{Н}), \quad C; \\
 \tau_{ВЫХ.К} &= C_{вых} \cdot (R_{Э} + R_{Н}), \quad C; \\
 \tau_{\Phi.Б} &= C_{\Phi} \cdot R_{Б} = C_{\Phi} \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}, \quad C; \\
 \tau_{\Phi.Э} &= C_{\Phi} \cdot R_{Э}, \quad C; \\
 \tau_{\Phi.К} &= C_{\Phi} \cdot R_{К}, \quad C.
 \end{aligned} \tag{3.32}$$

где $C_{вх}$, $C_{вых}$, C_{Φ} — соответственно емкости входного и выходного разделительных конденсаторов и емкость конденсатора фильтра, Φ ;

$R_{Г}$ — внутреннее сопротивление источника сигнала, Ом;

$r_{вх_{ОБ}}$, $r_{вх_{ОЭ}}$, $r_{вх_{ОК}}$ — входное сопротивление транзистора для схем с ОБ, ОЭ и ОК соответственно, Ом;

R_1 , R_2 — сопротивления резисторов входного делителя, Ом;

$R_{Э}$, $R_{К}$, $R_{Н}$ — сопротивления эмиттерного и коллекторного резисторов, а также сопротивление нагрузки, Ом.

$R_{Б}$ — параллельное соединение сопротивлений R_1 и R_2 .

При этом частоты среза АЧХ рассчитывают по формуле

$$f_{Ci} = \frac{1}{2\pi\tau_i}, \tag{3.33}$$

где i — индекс постоянной времени (например для $\tau_{вх.э}$ — $i = вх.э$).

Возможны два способа измерения входного сопротивления электрической цепи:

- при известном сопротивлении источника ($R_{Г}$);
- при неизвестном сопротивлении источника сигнала ($R_{Г}$).

Измерение $R_{вх}$ следует производить в области средних частот ($f = 1 \dots 2 \text{ кГц}$). При этом входной и выходной сигналы должны быть неискаженными.

Схема замещения входной цепи электронной схемы приведена на рисунке 3.17.

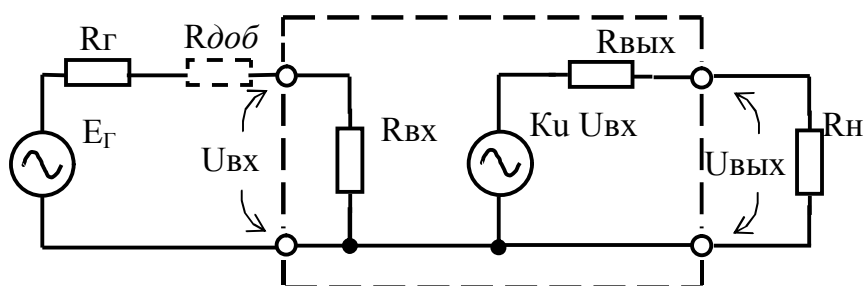


Рисунок 3.17 — Схема замещения однокаскадного усилителя

Из нее видно, что:

$$U_{вх} = E_{Г} \cdot R_{вх} / (R_{вх} + R_{Г}). \quad (3.34)$$

Следовательно, для вычисления $R_{вх}$ достаточно измерить $E_{Г}$ и $U_{вх}$. Сопротивление $R_{вх}$ получают из выражения (3.24).

Экспериментальное определение $R_{вх}$ осуществляется замером $U_{вх}$ при введении добавочного резистора последовательно во входную цепь схемы (рис. 3.17).

При замкнутом $R_{доб}$ напряжение $U_{вх}$ определяется по формуле (3.34), при разомкнутом — по формуле (3.35):

$$U_{вх} = E_{Г} \cdot R_{вх} / (R_{вх} + R_{Г} + R_{доб}). \quad (3.35)$$

Определив $R_{Г}$ из формулы (3.35) и подставив полученное выражение в формулу (3.34), получим:

$$R_{вх} = R_{доб} \cdot (a / (1 - a)), \quad (3.36)$$

где $a = U_{вх2} / U_{вх1}$.

Из схемы замещения выходной цепи, приведенной на рисунке 3.17, видно, что:

$$U_{вых.xx} = U_{вх} \cdot K_u; \quad (3.37)$$

$$U_{вых.n} = U_{вх} \cdot K_u \cdot R_n / (R_n + R_{вых}). \quad (3.38)$$

Из выражений (4.29) и (4.30) получаем:

$$R_{вых} = R_n \cdot \left(\frac{U_{вых.xx}}{U_{вых.n}} - 1 \right) \quad (3.39)$$

Измерение коэффициентов усиления следует производить в области средних частот ($f = 1 \dots 2 \text{ кГц}$). При этом входной и выходной сигналы должны быть неискаженными.

Для определения коэффициентов усиления производят измерение входного и выходного напряжения для режима холостого хода и при подключенной нагрузке. Затем коэффициенты усиления определяют по формулам (3.40) – (3.44):

$$K_{u_{XX}} = U_{вых.xx} / U_{вх.xx}; \quad (3.40)$$

$$K_{u_H} = U_{вых.n} / U_{вх.n}; \quad (3.41)$$

$$K_i = K_{u_H} \cdot R_{вх} / R_n; \quad (3.42)$$

$$K_e = U_{вых.n} / E_{Г}; \quad (3.43)$$

$$K_p = K_i \cdot K_{u_H} \quad (3.44)$$

3.3.2 Однокаскадные усилители на полевых транзисторах

Известно три схемы усилительного каскада на полевых транзисторах: с общим истоком (ОИ — рис. 3.18), общим затвором (ОЗ — рис. 3.19) и общим стоком (ОС — рис. 3.20). По аналогии со схемой с ОК, в схеме ОС может отсутствовать стоковый резистор (рис. 3.21). В связи со специфическими свойствами полевого транзистора схема с общим затвором в усилителях практически не используется. Любая из перечисленных схем содержит усилительный элемент транзистор, а также вспомогательные резисторы и конденсаторы. Назначение резисторов и конденсаторов такое же, как и в усилительных каскадах на биполярных транзисторах. Параметры и характеристики усилителей, собранных на

полевом и биполярном транзисторах похожи. Отличие заключается в том, что в области высоких частот спад усиления происходит через наличие у полевого транзистора межэлектродных емкостей (между затвором и истоком $C_{зи}$, между стоком и истоком $C_{си}$ и между затвором и стоком $C_{зс}$). В усилительных каскадах, собранных на полевых транзисторах не оценивается коэффициент усиления по току, поскольку входной ток у полевого транзистора стремится к нулю. Также, кроме классической схемы включения транзистора может быть использована схема с автоматическим смещением потенциала затвора (для транзисторов с управляющим p-n переходом — рис. 3.22).

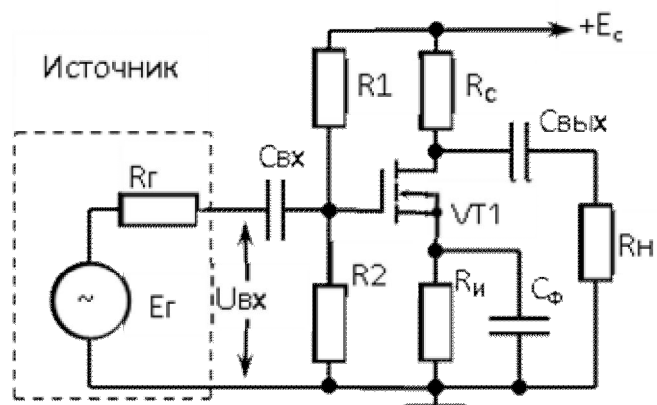


Рисунок 3.18 — Однокаскадный усилитель, схема с ОИ

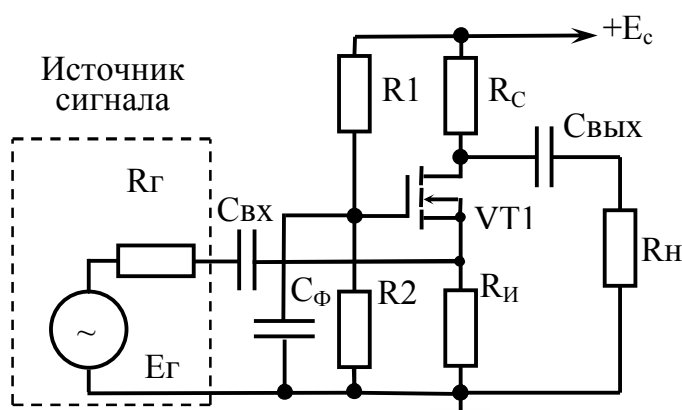


Рисунок 3.19 — Однокаскадный усилитель, схема с ОЗ

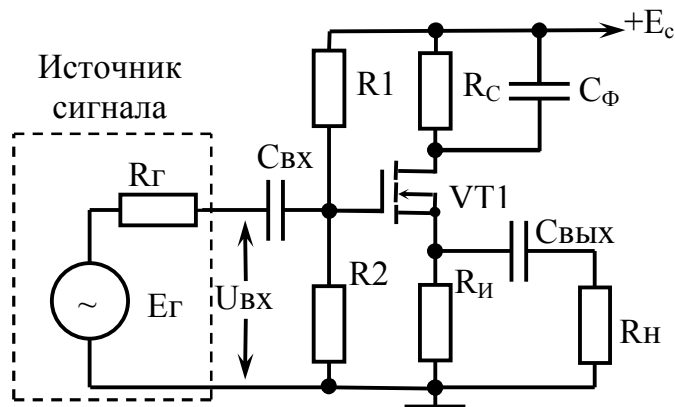


Рисунок 3.20 — Однокаскадный усилитель, схема с ОС

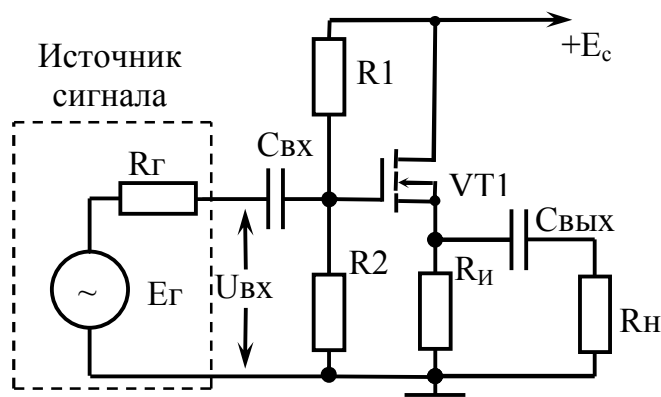


Рисунок 3.21 — Однокаскадный усилитель, схема с ОС без стокового резистора

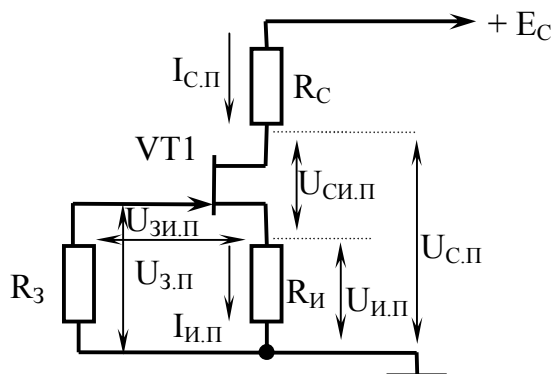


Рисунок 3.22 – Схема включения полевого транзистора с управляющим р-п переходом для статического режима работы усилителя

Схемы, изображенные на рисунках 3.18–3.20 и 3.22, описывается системой уравнений, составленных по законам Кирхгофа (без учета тока утечки затвора):

$$\begin{cases} E_C - U_{СИ.П} - I_{С.П} \cdot (R_C + R_H) = 0 \\ U_{З.П} - U_{ЗИ.П} - U_{И.П} = 0 \end{cases} \quad (3.45)$$

где E_C — напряжение источника питания усилителя, В;

$U_{СИ.П}$ — напряжение сток-исток покоя, В;

$U_{З.П}$, $U_{И.П}$ — потенциалы затвора и истока покоя, В;

$U_{ЗИ.П}$ — разность потенциалов затвор-исток покоя, В;

$I_{С.П}$ — ток стока покоя, А;

R_C , R_H — сопротивление резисторов в цепях стока и истока, Ом.

Для рисунка 3.21 первое уравнение системы (3.45), поскольку отсутствует стоковый резистор, преобразовывается в

$$E_C - U_{СИ.П} - I_{С.П} \cdot R_H = 0 \quad (3.46)$$

Учитывая, что $U_{ЗИ.П} = I_{С.П} / S$ (где S — крутизна проходной характеристики полевого транзистора, мА/В), можем переписать систему (3.45) в виде:

$$\begin{cases} E_C - U_{СИ.П} - U_{ЗИ.П} \cdot S \cdot (R_C + R_H) = 0 \\ U_{З.П} - U_{ЗИ.П} - U_{И.П} = 0 \end{cases} \quad (3.47)$$

Отсюда получим уравнение, где в качестве переменных выступают напряжения E_C , $U_{СИ.П}$ и $U_{ЗИ.П}$:

$$E_C - U_{СИ.П} - U_{ЗИ.П} \cdot S \cdot (R_C + R_H) = 0 \quad (3.48)$$

Для схемы, изображенной на рисунке 3.21 выражение (3.46) принимает вид

$$E_C - U_{СИ.П} - U_{ЗИ.П} \cdot S \cdot R_H = 0 \quad (3.49)$$

На схеме, изображенной на рисунке 3.22 резистор R_3 служит для отвода тока утечки затвора в цепь общего провода, задает потенциал затвора покоя, а также определяет входное сопротивление каскада:

$R_{BX} \approx R_3$. Резистор R_H (аналог R_3 — в схемах усилителей, собранных на биполярных транзисторах) служит для задания потенциала истока, он также ограничивает ток истока покоя, и участвует в автоматическом задании смещения $U_{3И.П}$. Резистор R_C выполняет ту же роль, что и R_K в усилительных каскадах на биполярных транзисторах.

Для определения параметров режима покоя усилительного каскада на выходных характеристиках полевого транзистора строят нагрузочную прямую по постоянному току. На оси абсцисс она проходит через точку $U_{СИ.ХХ}$, заданную уравнением $U_{СИ.ХХ} = E_C$, а на оси ординат — через точку $I_{С.КЗ} = \frac{E_C}{R_C + R_H}$ (рис. 3.23, прямая I).

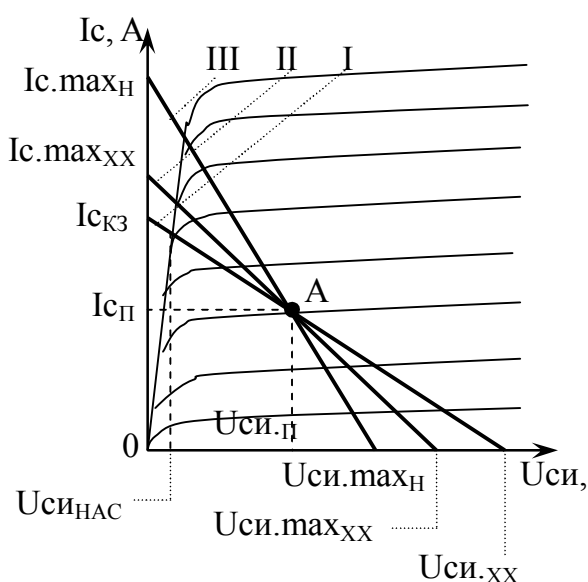


Рисунок 3.23 — Нагрузочные прямые для схемы однокаскадного усилителя на полевом транзисторе

Положение точки покоя, как правило, выбирают посередине нагрузочной прямой по постоянному току.

Рассмотрим схему включения полевого транзистора с автоматическим смещением. Поскольку используемый транзистор с управляющим $p-n$ переходом, который является нормально открытым, при подаче питающего напряжения, по каналу транзистора, а также через резистор R_H ,

начинает протекать максимальный ток стока (рис. 3.24), вызывая падение напряжения на резисторе R_{II} . Согласно второму уравнению системы (3.45)

$$U_{ЗИ.П} = U_{З.П} - U_{И.П} \quad (3.50)$$

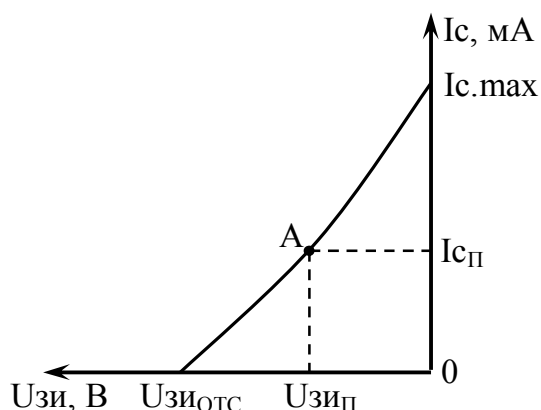


Рисунок 3.24 — Проходная ВАХ полевого транзистора с управляющим p-n переходом

В схеме, представленной на рисунке 3.22, потенциал затвора равен 0 (если не учитывать ток утечки затвора). Используя закон Ома и ранее сказанное, уравнение (2.10) можно представить в виде:

$$U_{ЗИ.П} = -I_{С.П} \cdot R_{II} \quad (3.51)$$

Таким образом, напряжение затвор — исток автоматически приобретает значение, равное $U_{ЗИ} = -I_{С} \cdot R_{II}$.

Как правило, для обеспечения максимального, неискаженного сигнала на выходе усилителя, точку покоя выбирают на середине проходной характеристики (рис. 3.24, точка «А»), т. е.

$$U_{ЗИ.П} = \frac{U_{ЗИ.ОТС}}{2} \quad (3.52)$$

где $U_{ЗИ.ОТС}$ — напряжение затвор–исток отсечки, В.

Если заранее задать значение резистора R_{II} в соответствии с выражениями (3.51) и (3.52) точка покоя, при подаче питающего напряжения, автоматически сместится в заданную точку.

Напряжение утечки покоя $U_{И.П}$ или сопротивление резистора R_{II} можно определить по формуле:

$$U_{и.п} = I_{с.п} \cdot R_{и}, \text{ В} \quad (3.53)$$

Напряжение стока покоя $U_{с.п}$ можно определить по формуле:

$$U_{с.п} = E_C - I_{с.п} \cdot R_C, \text{ В} \quad (3.54)$$

Напряжение сток-исток покоя транзистора $U_{си.п}$ можно определить по формуле:

$$U_{си.п} = U_{с.п} - U_{и.п}, \text{ В} \quad (3.55)$$

Статическая линия нагрузки для схемы с ОС, в данном случае (в схеме присутствует R_C) совпадает со статической линией нагрузки схемы с ОИ.

На рисунке 3.25 приведена схема усилительного каскада на полевом транзисторе включенного по схеме с ОИ для режима переменного тока. Работа каскада на полевом транзисторе в режиме переменного тока аналогична работе каскада на биполярном транзисторе, за небольшим исключением, а именно: при увеличении потенциала затвора меняется напряжение на переходе затвор–исток, но практически не изменяется ток утечки затвора; управление транзистором осуществляется не током, а обратным напряжением.

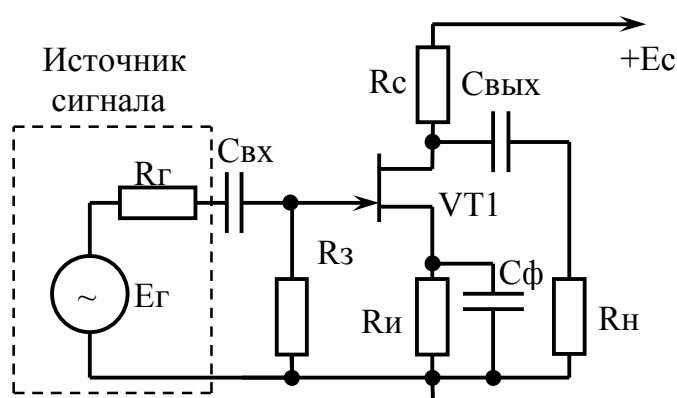


Рисунок 3.25 — усилительный каскад на полевом транзисторе с управляющим р-п переходом, включенным по схеме с ОИ, в режиме переменного тока

В режиме нагрузки, для схемы с ОС максимальное напряжение сток–исток равно:

$$U_{СИ. \max_H} = \frac{E_C \cdot R_H}{R_C + R_H}, \text{ В.} \quad (3.56)$$

А максимальный ток стока транзистора:

$$I_C \max_H = \frac{E_C}{R_C} + \frac{E_C}{R_C + R_H}, \text{ А} \quad (3.57)$$

В режиме холостого хода — максимальное напряжение и ток транзистора:

$$\begin{aligned} U_{СИ \max_{XX}} &= E_C - 2 \cdot U_{СИ_{НАС}}, \text{ В;} \\ I_C \max_{XX} &= 2 \cdot I_{C\Pi}, \text{ А.} \end{aligned} \quad (3.58)$$

При этом все указанные прямые проходят через точку «А» — точку покоя.

Для схемы с ОС (без стокового резистора R_C) прямые нагрузок описываются такими выражениями:

$$U_{СИ \max_{XX}} = U_{СИ \max_H} + 2 \cdot U_{СИ_{НАС}}, \text{ В;} \quad (3.59)$$

$$I_C \max_{XX} = \frac{E_C - U_{СИ_{НАС}}}{R_u}, \text{ А;} \quad (3.60)$$

$$U_{СИ \max_H} = E_C - \frac{E_C - U_{СИ_{НАС}}}{2}, \text{ В;} \quad (3.61)$$

$$I_C \max_H = \frac{E_C}{R\partial}, \text{ А.} \quad (3.62)$$

где $R\partial = \frac{R_u \cdot R_H}{R_u + R_H}$ — динамическое сопротивление выходной цепи

усилительного каскада (схема ОС), Ом.

Максимально возможные амплитуды выходных неискаженных сигналов, для всех схем, можно рассчитать по формулам:

$$U_{ВЫХ \max_{XX}} = U_{СИ\Pi} - U_{СИ_{НАС}}, \text{ В;} \quad (3.63)$$

$$U_{ВЫХ \max_H} = U_{СИ \max_H} - U_{СИ\Pi}, \text{ В.} \quad (3.64)$$

В области низких и средних частот частотные свойства усилительных каскадов на полевых и биполярных транзисторах идентичны.

В области высоких частот снижение коэффициента усиления по напряжению каскада происходит главным образом за счет влияния емкостей переходов $C_{зи}$, $C_{си}$ и $C_{зс}$.

При этом частоты среза амплитудно-частотных характеристик усилителей (рис. 3.18–3.20) в области низких частот определяются постоянными времени:

$$\begin{aligned}
 \tau_{BX.OИ} &= \tau_{BX.OС} = C_{BX} \cdot (R1 \parallel R2 + R_{Г}), \text{ с}; \\
 \tau_{BX.OЗ} &= C_{BX} \cdot (R_{И} + R_{Г}), \text{ с}; \\
 \tau_{\phi.OИ} &= C_{\phi} \cdot R_{И}, \text{ с}; \\
 \tau_{\phi.OЗ} &= C_{\phi} \cdot R1 \parallel R2, \text{ с}; \\
 \tau_{\phi.OС} &= C_{\phi} \cdot R_{С}, \text{ с}; \\
 \tau_{ВЫХ.OИ} &= \tau_{ВЫХ.OЗ} = C_{ВЫХ} \cdot (R_{С} + R_{Н}), \text{ с}; \\
 \tau_{ВЫХ.OС} &= C_{ВЫХ} \cdot (R_{И} + R_{Н}), \text{ с}.
 \end{aligned}
 \tag{3.65}$$

Для усилителя, схема которого изображена на рисунке 3.21, одна постоянная времени отсутствует (τ_{ϕ}) и наклон ЛАЧХ в области низких частот будет составлять не 60 дБ/дек (схемы усилителей, изображенных на рисунках 3.18–3.20), а 40 дБ/дек.

3.3.3 Примеры расчета

Пример 3.3.

Рассчитать схему усилителя переменного тока на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, с параметрами: $R_{и} = 100 \text{ Ом}$, $R_{н} = 100 \text{ мВТ}$, $f_{н} = 20 \text{ Гц}$, $f_{в} = 10 \text{ кГц}$.

При этом:

- рассчитать режимы покоя каскада;
- выбрать транзистор и резисторы;
- построить нагрузочные прямые по постоянному и переменному току;

– рассчитать значения и выбрать стандартные конденсаторы.

Провести анализ рассчитанной схемы:

- определить максимально возможную амплитуду неискаженного выходного сигнала;

– рассчитать динамические параметры каскада: коэффициенты усиления по току, напряжению, ЭДС и мощности, входное и выходное сопротивление каскада;

– рассчитать частоты сопряжения и построить асимптотические ЛАЧХ и ЛФЧХ.

Решение. Схема усилительного каскада с общим эмиттером показана на рисунке 3.26.

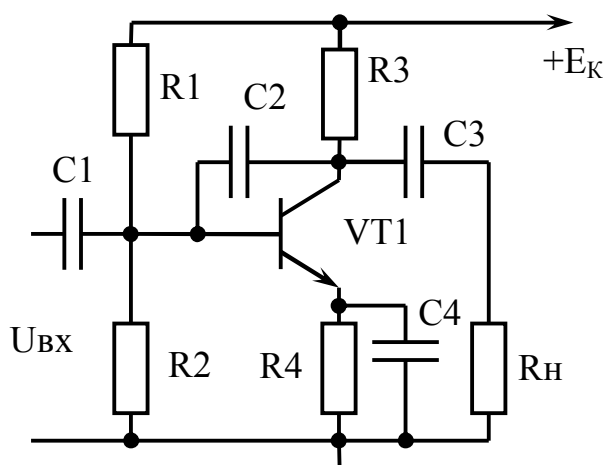


Рисунок 3.26 — Схема усилительного каскада на биполярном транзисторе, включенного по схеме с общим эмиттером

Определим параметры нагрузки:

$$U_{H \max} = \sqrt{2 \cdot P_H \cdot R_H} = \sqrt{100 \cdot 10^{-3} \cdot 100} = \sqrt{10} = 3,2 \text{ В.}$$

$$I_{H \max} = \frac{U_{H \max}}{R_H} = \frac{3,2}{100} = 32 \text{ мА.}$$

Примем значение резистора R_3 равным R_H ($R_3 = R_{H.XX} = (1 \dots 5) \cdot R_H$), то есть $R_3 = 100 \text{ Ом}$, а $R_4 = 0,1 \cdot R_3 = 10 \text{ Ом}$ ($R_4 = R_3' = (0,1 \dots 0,3) R_{H.XX}$).

Предварительное значение источника питания рассчитаем по формуле:

$$E_k \approx 2,5 \cdot U_{H \max} = 2,5 \cdot 3,2 = 8 \text{ В.}$$

Приведем значение источника питания к стандартному ряду — 9В.

Предварительное значение максимального тока коллектора рассчитаем по формуле:

$$I_{k \max} \approx 2,1 \cdot I_{n \max} = 2,1 \cdot 32 \cdot 10^{-3} = 67,2 \text{ мА.}$$

Из условия:

$$\begin{cases} U_{кэ \max \text{ доп}} \geq E_{к}; \\ I_{к \max \text{ доп}} \geq I_{к \max}. \end{cases}$$

Выберем транзистор VT1 — КТ315А с параметрами, приведенными в таблице 3.1.

Таблица 3.1 — Параметры транзистора КТ315А

$h_{21э}$	$U_{кэ \max \text{ доп}}$, В	$U_{кэ \text{ нас}}$, В	$U_{бэ \text{ нас}}$, В	$I_{к \max \text{ доп}}$, мА
20-90	25	0,4	1,1	100

По выходным характеристикам транзистора (рис. 3.27, б) определим минимальный ток коллектора $I_{к \min} = 0,5 \text{ мА}$.

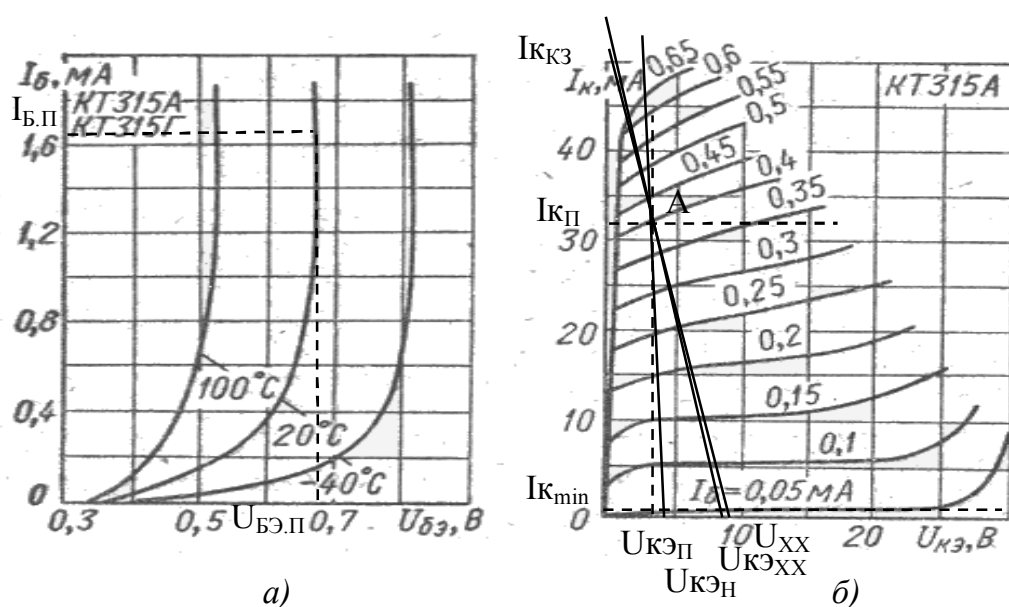


Рисунок 3.27 — Входные а) и выходные б) характеристики транзистора КТ315А

Определим значение тока коллектора покоя по формуле

$$I_{к\pi} = I_{к\min} + I_{н\max} = 0,5 \cdot 10^{-3} + 32 \cdot 10^{-3} = 32,5 \text{ мА.}$$

Определим значение напряжения коллектор-эмиттер покоя по формуле

$$U_{кэ\pi} = \frac{1}{2} \left(2 \cdot U_{н\max} + U_{кэнас} + I_{к\min} \cdot \frac{R_3 \cdot R_H}{R_3 + R_H} \right) =$$
$$= \frac{1}{2} \left(2 \cdot 3,2 + 0,4 + 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{100 \cdot 100}{100 + 100} \right) = 3,4 \text{ В.}$$

Уточним значение источника питания

$$E_k = U_{кэ\pi} \cdot \left(\frac{R_4}{R_3} + \frac{R_3}{R_H} + 2 \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{R_3}{R_H} + 1 \right) =$$
$$= 3,4 \left(\frac{10}{100} + \frac{100}{100} + 2 \frac{10}{100} \cdot \frac{100}{100} + 1 \right) = 7,87 \text{ В.}$$

Значение напряжения источника питания оставляем неизменным — 9В.

Для построения статической линии нагрузки определим точки критических значений — короткого замыкания и холостого хода.

$$I_{к.з.} = \frac{E_k}{R_3 + R_4} = \frac{9}{100 + 10} = 81,8 \text{ мА.}$$

$$U_{кэ\max} = U_{хх} = E_k = 9 \text{ В.}$$

Для построения динамических линий нагрузки определим точки критических значений.

В режиме нагрузки, максимальное напряжение коллектор-эмиттер равно:

$$I_{к\max_H} = \frac{E_k}{R_3 \parallel R_H} = \frac{9}{50} = 180 \text{ мА.}$$

$$U_{кэ\max_H} = \frac{E_k \cdot R_H}{R_3 + R_H} = \frac{9 \cdot 100}{100 + 100} = 4,5 \text{ В.}$$

В режиме холостого хода — максимальное напряжение и ток транзистора:

$$U_{кэ\max_{ХХ}} = E_{к} - U_{кэ_{НАС}} - I_{к\min} \cdot \frac{R_3 \cdot R_H}{R_3 + R_H} =$$

$$= 9 - 0,4 - 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{100 \cdot 100}{100 + 100} = 8,6 \text{ В.}$$

$$I_{к\max_{ХХ}} = \frac{E_{к}}{R_3} = \frac{9}{100} = 90 \text{ мА.}$$

При этом все указанные прямые проходят через точку «А» — точку покоя транзистора.

Данные, полученные в предыдущих пунктах, нанесем на выходные характеристики транзистора (рисунок 3.27) и построим линии нагрузки.

Рассчитаем напряжение эмиттера покоя

$$U_{э_{II}} = I_{к_{II}} \cdot R_4 = 32,5 \cdot 10^{-3} \cdot 10 = 0,325 \text{ В.}$$

Потенциал базы покоя найдем по формуле

$$U_{б_{II}} = U_{бэ_{II}} + U_{э_{II}} = 0,65 + 0,325 = 0,98 \text{ В.}$$

Максимальное схемное значение тока коллектора уточним по формуле:

$$I_{к\max} = I_{к_{II}} + I_{н\max} = 32,5 \cdot 10^{-3} + 32 \cdot 10^{-3} = 64,5 \text{ мА.}$$

Ток базы покоя найдем по формуле

$$I_{б_{II}} = \frac{I_{к_{II}}}{h_{21э}} = \frac{32,5 \cdot 10^{-3}}{20} = 1,63 \text{ мА.}$$

Найдем ток базы максимум

$$I_{б\max} = \frac{I_{к\max}}{h_{21э}} = \frac{64,5 \cdot 10^{-3}}{20} = 3,23 \text{ мА.}$$

где $h_{21э}$ — коэффициент передачи тока базы.

Примем ток базового делителя на порядок больше тока базы покоя, то есть

$$I \partial_{II} = 10 \cdot I \bar{b}_{II} = 10 \cdot 1.63 \cdot 10^{-3} = 16.3 \text{ мА.}$$

Рассчитаем значение резисторов базового делителя

$$R2 = \frac{U \bar{b}_{II}}{I \partial_{II}} = \frac{0.98}{16.3 \cdot 10^{-3}} = 60.1 \text{ Ом.}$$

$$R1 = \frac{E_K - U \bar{b}_{II}}{I \partial_{II} + I \bar{b}_{II}} = \frac{9 - 0.98}{16.3 \cdot 10^{-3} + 1.63 \cdot 10^{-3}} = 447 \text{ Ом.}$$

Приведем значение резисторов к стандартному ряду E24. R1 = 470 Ом и R2 = 62 Ом.

Определим мощности, рассеиваемые резисторами:

$$P_{R1} = (I \partial_{II} + I \bar{b}_{II})^2 \cdot R1 = (16.3 \cdot 10^{-3} + 1.63 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 470 = 151 \text{ мВт;}$$

$$P_{R2} = (I \partial_{II})^2 \cdot R2 = (16.3 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 62 = 16.5 \text{ мВт;}$$

$$P_{R3} = (I \kappa_{II})^2 \cdot R3 = (32,5 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 100 = 106 \text{ мВт;}$$

$$P_{R4} = (I \varepsilon_{II})^2 \cdot R4 = (I \kappa_{II} + I \bar{b}_{II})^2 \cdot R4 = ((32,5 + 1,63) \cdot 10^{-3})^2 \cdot 10 = 12 \text{ мВт.}$$

Выберем резисторы:

R1 — МЛТ 0.25 470 Ом ± 5%;

R2 — МЛТ 0.125 62 Ом ± 5%;

R3 — МЛТ0.25 100 Ом ± 5%;

R4 — МЛТ0.125 10 Ом ± 5%.

Входное сопротивление транзистора, включенного по схеме с ОЭ, рассчитаем по входной характеристике (рис. 3.27)

$$r_{вх_{ОЭ}} = \frac{\Delta U \bar{b}_{\varepsilon}}{\Delta I \bar{b}} = \frac{0.65}{1.63 \cdot 10^{-3}} = 399 \text{ Ом;}$$

Входное сопротивление усилительного каскада, собранного по схеме с ОЭ определим из выражения

$$R_{вх_{ОЭ}} = r_{вх_{ОЭ}} \parallel \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} = 47.74 \text{ Ом;}$$

Выходное сопротивление усилительного каскада определим из выражения

$$R_{вых} = R_3 = 100 \text{ Ом};$$

Рассчитаем конденсаторы С1–С4, которые определяют частотный диапазон усилителя.

$$C1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot \left(r_{вых_{ОЭ}} \parallel \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \right)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 47.74} = 1.67 \cdot 10^{-4} \text{ Ф};$$

$$C2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_B \cdot R3} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 100} = 1.59 \cdot 10^{-7} \text{ Ф};$$

$$C3 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot (R3 + R_H)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 200} = 3.98 \cdot 10^{-5} \text{ Ф};$$

$$C4 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot R4} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 10} = 7.96 \cdot 10^{-4} \text{ Ф}.$$

Приведем к стандартному ряду и выберем конденсаторы:

С1 — К50–35 200мкФХ16В ±20%;

С2 — КМ–5 150нФХ63В ±5%;

С3 — К50–35 47мкФХ16В ±20%;

С4 — К50–35 1000мкФХ16В ±20%;

Рассчитаем динамические параметры усилителя.

Коэффициент усиления по напряжению равен:

$$K_u = \frac{h_{21э} \cdot \frac{R3 \cdot R_H}{R3 + R_H}}{R_{вых}} = \frac{20 \cdot 50}{47.74} = 20.95.$$

Коэффициент усиления по току равен:

$$K_i = K_u \cdot \frac{R_{вых}}{R_{вых}} = 20.95 \cdot \frac{47.74}{100} = 10.01.$$

Коэффициент усиления по мощности равен:

$$K_p = K_u \cdot K_i = 20.95 \cdot 10.01 = 209.7.$$

Коэффициент усиления по Е.Д.С. посчитать не представляется возможным, поскольку отсутствует внутреннее сопротивление источника сигнала — $R_{г}$

$$K_e = K_u \cdot \frac{R_{вх}}{R_{вх} + R_{г}}$$

Рассчитаем частоты сопряжения и построим асимптотические ЛАЧХ и ЛФЧХ.

$$f_{H1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C1 \cdot \left(r_{вх_{оэ}} \parallel \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \right)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 200 \cdot 10^{-6} \cdot 47.74} = 16.68 \text{ Гц};$$

$$f_B = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C2 \cdot R3} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 150 \cdot 10^{-9} \cdot 100} = 10.6 \text{ КГц};$$

$$f_{H2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C3 \cdot (R3 + R_H)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 47 \cdot 10^{-6} \cdot 200} = 16.9 \text{ Гц};$$

$$f_{H3} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C4 \cdot R4} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1000 \cdot 10^{-6} \cdot 10} = 15.9 \text{ Гц}.$$

Определим логарифмический коэффициент усиления по напряжению и частоты среза:

$$G = 20 \lg K_u = 20 \lg 20.95 = 26.4;$$

$$f_{H1}^{\lg} = \lg f_{H1} = \lg 16.68 = 1.22;$$

$$f_B^{\lg} = \lg f_B = \lg 10.6 \cdot 10^3 = 4.02;$$

$$f_{H2}^{\lg} = \lg f_{H2} = \lg 16.9 = 1.23;$$

$$f_{H3}^{\lg} = \lg f_{H3} = \lg 15.9 = 1.2.$$

Нанесем на частотные плоскости частоты среза и логарифмический коэффициент усиления по напряжению и построим логарифмические частотные характеристика усилительного каскада.

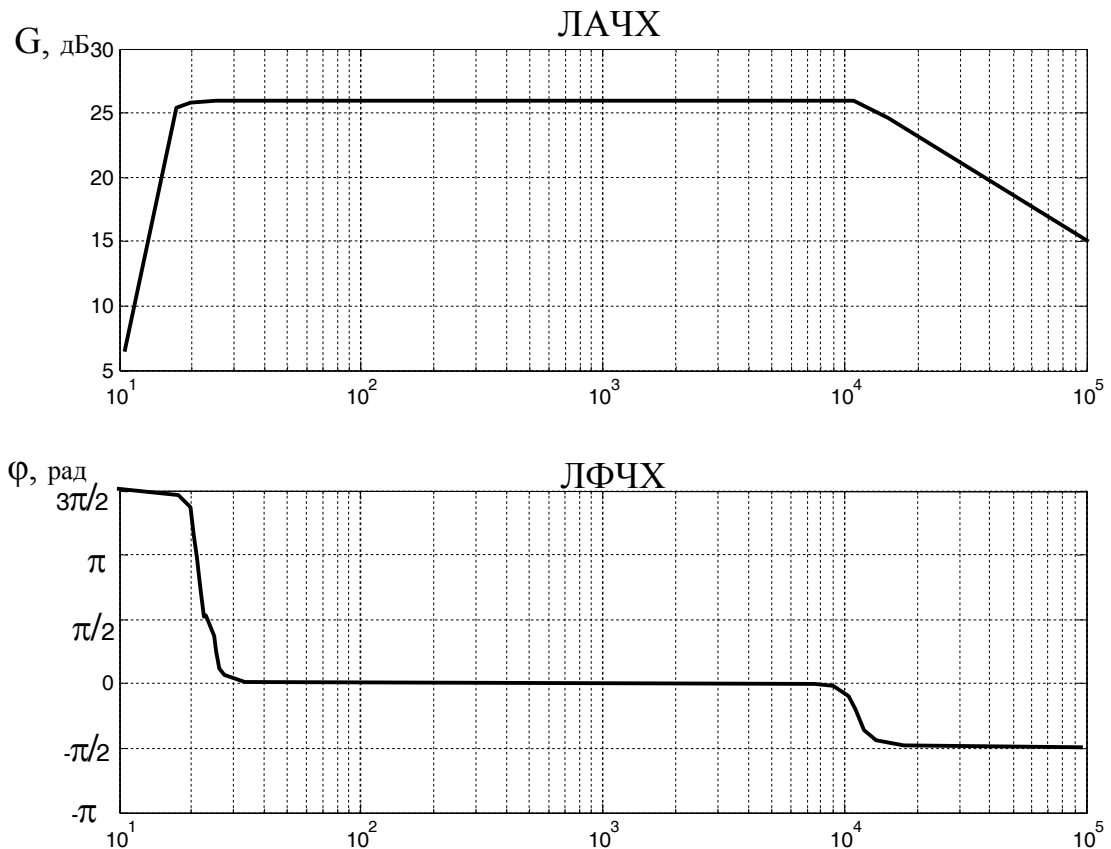


Рисунок 3.28 — ЛАЧХ и ЛФЧХ усилительного каскада.

Пример 3.4.

Рассчитать схему усилителя переменного тока на полевом транзисторе, включенном по схеме с общим стоком, с параметрами: $R_n = 100 \text{ Ом}$, $P_n = 100 \text{ мВт}$, $f_n = 50 \text{ Гц}$, $f_v = 12 \text{ кГц}$, $M_n = M_v = 3 \text{ дБ}$.

При этом:

- рассчитать режимы покоя каскада;
- выбрать транзистор и резисторы;
- построить нагрузочные прямые по постоянному и переменному току;

– рассчитать значения и выбрать стандартные конденсаторы.

Провести анализ рассчитанной схемы:

- определить максимально возможную амплитуду неискаженного выходного сигнала;

– рассчитать динамические параметры каскада: коэффициенты усиления по напряжению, ЭДС и мощности, входное и выходное сопротивление;

– рассчитать частоты сопряжения и построить асимптотические ЛАЧХ и ЛФЧХ.

Решение. Схема усилительного каскада с общим стоком представлена на рисунке 3.29.

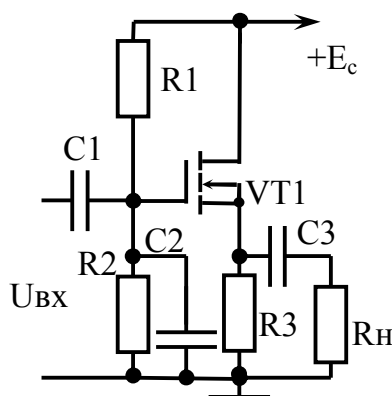


Рисунок 3.29 — Схема усилительного каскада на полевом транзисторе, включенном с общим стоком

Определим параметры нагрузки:

$$U_{H \max} = \sqrt{2 \cdot P_H \cdot R_H} = \sqrt{100 \cdot 10^{-3} \cdot 100} = \sqrt{10} = 3,2 \text{ В}$$

$$I_{H \max} = \frac{U_{H \max}}{R_H} = \frac{3,2}{100} = 32 \text{ мА.}$$

Примем значение резистора R3 равным Rн, то есть R3 = 100 Ом.

Предварительное значение источника питания рассчитаем по формуле

$$E_c = 3 \cdot U_{H \max} = 3 \cdot 3,2 = 9,6 \text{ В.}$$

Приведем значения источника питания к стандартному ряду — 12В.

Предварительное значение максимального тока коллектора рассчитаем по формуле

$$I_{c \max} = 2,1 \cdot I_{H \max} = 2,1 \cdot 32 \cdot 10^{-3} = 67,2 \text{ мА.}$$

Из условия:

$$\begin{cases} U_{си \max \text{ доп}} \geq E_c; \\ I_{с \max \text{ доп}} \geq I_{с \max}. \end{cases}$$

Выбираем транзистор VT1 — КП902А с параметрами, приведенными в таблице 3.2.

Таблица 3.2 — Параметры транзистора КП902А

S, мА/В	U _{си.маx} доп, В	U _{зи.маx} доп, В	P _{с.маx} , Вт	I _{с маx} доп, мА
20	60	30	3,5	200

По характеристикам (рис. 3.30) определим минимальный ток стока I_{с.min} ≈ 4 мА.

Определим значение тока коллектора покоя по формуле:

$$I_{с \Pi} = I_{с \min} + I_{н \max} = 4 \cdot 10^{-3} + 32 \cdot 10^{-3} = 36 \text{ мА.}$$

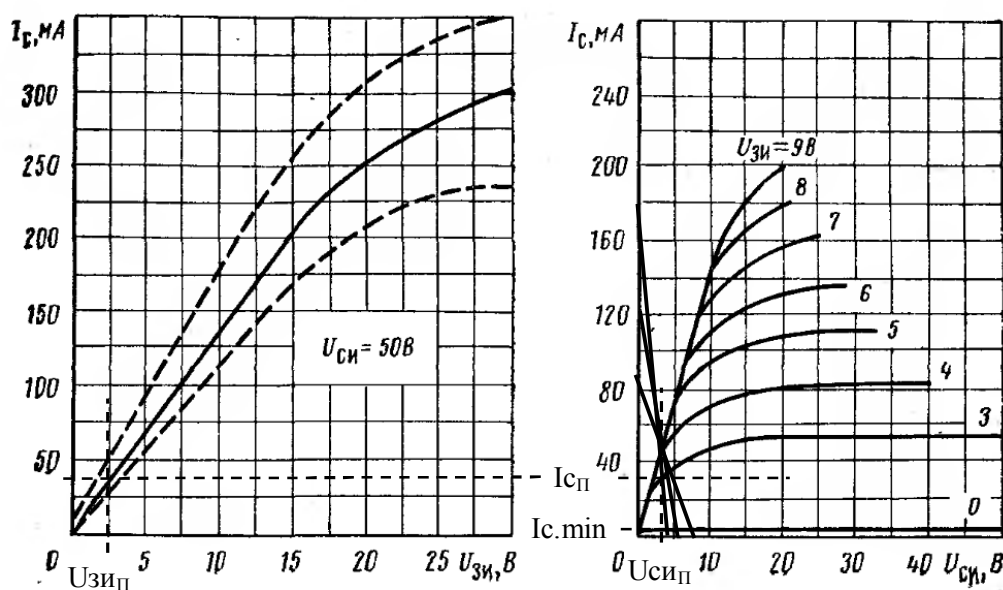


Рисунок 3.30 — Характеристики транзистора КП902А

Определим значение напряжения сток-исток покоя по формуле:

$$U_{си \Pi} = \frac{1}{2} \left(2 \cdot U_{н \max} + U_{си \text{ нас}} + I_{с \min} \cdot \frac{R_3 \cdot R_H}{R_3 + R_H} \right) =$$

$$= \frac{1}{2} \left(2 \cdot 3,2 + 2,5 + 4 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{100 \cdot 100}{100 + 100} \right) = 4,6 \text{ В.}$$

Уточним значение источника питания

$$E_c = U_{cu_{II}} + U_{H \max} + I_{c \min} \cdot \frac{R_3 \cdot R_H}{R_3 + R_H} =$$

$$= 4,6 + 3,2 + 4 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{100 \cdot 100}{100 + 100} = 8 \text{ В.}$$

Корректируем напряжение источника питания — 9В.

Для построения статической линии нагрузки определим точки критических значений — короткого замыкания и холостого хода.

$$I_{к.з.} = \frac{E_c}{R_3} = \frac{9}{100} = 90 \text{ мА};$$

$$U_{cu \max} = E_c = 9 \text{ В.}$$

Для построения динамических линий нагрузки определим точки критических значений.

В режиме нагрузки, максимальный ток стока равен:

$$I_{c \max_H} = \frac{E_c}{R_3 \parallel R_H} = \frac{9}{50} = 180 \text{ мА};$$

В режиме нагрузки, максимальное напряжение сток-исток равен:

$$U_{cu \max_H} = \frac{E_c \cdot R_H}{R_3 + R_H} = \frac{9 \cdot 100}{100 + 100} = 4,5 \text{ В.}$$

В режиме холостого хода — максимальное напряжение и ток транзистора:

$$U_{cu \max_{XX}} = E_c - U_{cu_{HAC}} - I_{c \min} \cdot \frac{R_3 \cdot R_H}{R_3 + R_H} =$$

$$= 9 - 2,5 - 4 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{100 \cdot 100}{100 + 100} = 6,3 \text{ В};$$

В режиме холостого хода, максимальный ток стока равен:

$$I_{c \max_{XX}} = \frac{E_c}{R_3} + I_{c_{II}} = \frac{9}{100} + 32 \cdot 10^{-3} = 122 \text{ мА.}$$

При этом все указанные прямые проходят через точку «А» — точку покоя.

Нанесем данные на выходные характеристики транзистора (рисунок 3.30) и построим линии нагрузки.

Нанесем на стоко-затворную характеристику точку покоя и определим напряжения $U_{зиП} = 2.5$ В.

Рассчитаем напряжение утечки покоя:

$$U_{uП} = I_{cП} \cdot R_3 = 36 \cdot 10^{-3} \cdot 100 = 3,6 \text{ В.}$$

Потенциал затвора покоя найдем по формуле:

$$U_{зП} = U_{зуП} + U_{uП} = 2,5 + 3,6 = 6,1 \text{ В.}$$

Максимальное схемное значение тока стока определим по формуле:

$$I_{c.\max} = I_{cП} + I_{n\max} = 36 \cdot 10^{-3} + 32 \cdot 10^{-3} = 68 \text{ мА.}$$

Примем ток делителя затвора 1 мА.

Рассчитаем значение резисторов затворного делителя:

$$R_2 = \frac{U_{зП}}{I_{\partialП}} = \frac{6,1}{1 \cdot 10^{-3}} = 6,1 \text{ кОм,}$$

$$R_1 = \frac{E_c - U_{зП}}{I_{\partialП}} = \frac{9 - 6,1}{1 \cdot 10^{-3}} = 2,9 \text{ кОм.}$$

Приведем значения резисторов к стандартному ряду $R_1 = 6.2$ кОм и $R_2 = 3$ кОм.

Определим мощности, рассеиваемые резисторами:

$$P_{R_1} = (I_{\partialП})^2 \cdot R_1 = (1 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 6,2 \cdot 10^3 = 6,2 \text{ мВт;}$$

$$P_{R_2} = (I_{\partialП})^2 \cdot R_2 = (1 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 3 \cdot 10^3 = 3 \text{ мВт;}$$

$$P_{R_3} = (I_{cП})^2 \cdot R_3 = (36 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 100 = 130 \text{ мВт;}$$

Выберем резисторы:

R_1 — МЛТ 0.125 6К2 $\pm 5\%$;

R_2 — МЛТ 0.125 3К $\pm 5\%$;

R_3 — МЛТ 0.25 100 Ом \pm 5%;

Входное сопротивление транзистора обратнопропорциональную току утечки затвора и находится в пределах $10^9 \dots 10^{15}$ Ом (в зависимости от типа транзистора).

Входное сопротивление усилительного каскада, собранного по схеме с ОС рассчитаем по формуле:

$$R_{вх} = r_{вх_{ос}} \parallel \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 1 \cdot 10^{15} \parallel \frac{6.2 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^3}{6.2 \cdot 10^3 + 3 \cdot 10^3} = 2.02 \text{ кОм.}$$

Выходное сопротивление усилительного каскада, собранного по схеме с ОС равно $R_{вых} = R_3 = 100$ Ом.

Рассчитаем конденсаторы С1–С3, которые формируют частотный диапазон усилителя.

Разобьем данный в условии коэффициент линейных искажений на 2 части (для нижней границы):

$$M_H = M_{H.ВХ} + M_{H.ВЫХ}$$

$$M_{H.ВХ} = 10^{1/20} = 1,12$$

$$M_{H.ВЫХ} = 10^{2/20} = 1,26$$

$$M_B = 10^{3/20} = 1,41$$

Рассчитаем емкость конденсатора С1 по формуле:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_H \cdot R_{ВХ} \sqrt{M_{H.ВХ}^2 - 1}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 2.02 \cdot 10^3 \sqrt{1,12^2 - 1}} = 3.12 \cdot 10^{-6} \text{ Ф.}$$

Рассчитаем емкость конденсатора С3 по формуле:

$$C_3 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot (R_3 + R_H) \sqrt{M_{H.ВЫХ}^2 - 1}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot (100 + 100) \sqrt{1,26^2 - 1}} = 20.8 \cdot 10^{-6} \text{ Ф.}$$

Рассчитаем емкость конденсатора С2 по формуле:

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_B \cdot R_{ВХ} \sqrt{M_B^2 - 1}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 12 \cdot 10^3 \cdot 2.02 \cdot 10^3 \sqrt{1,41^2 - 1}} = 6.6 \cdot 10^{-9} \text{ Ф.}$$

Приведем к стандартному ряду и выберем конденсаторы:

C1 — К50–35 3.3мкФХ16В ±20%;

C2 — КМ–5 6.2нФХ63В ±5%;

C3 — К50–35 22мкФХ16В ±20%;

Рассчитаем динамические параметры усилителя.

Коэффициент усиления по напряжению равен:

$$K_u = S \cdot \frac{R_3 \cdot R_H}{R_3 + R_H} = \frac{I_{c\Pi} \cdot \frac{R_3 \cdot R_H}{R_3 + R_H}}{U_{зи\Pi}} = \frac{36 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{100 \cdot 100}{100 + 100}}{2.5} = 0.72$$

Коэффициент усиления по току не определяется, поскольку входной ток стремится к нулю.

Коэффициент усиления по мощности равен:

$$K_p = K_u^2 \cdot \frac{R_{вх}}{R_H} = 0.72 \cdot \frac{2.02 \cdot 10^3}{100} = 14.54$$

Коэффициент усиления по Е.Д.С. рассчитать не представляется возможным, поскольку отсутствует внутреннее сопротивление источника сигнала — $R_{г}$.

$$K_e = K_u \cdot \frac{R_{вх}}{R_{вх} + R_{г}}$$

Рассчитаем частоты сопряжения и построим асимптотические ЛАЧХ и ЛФЧХ.

$$f_{H1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C1 \cdot R_{вх}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3.3 \cdot 10^{-6} \cdot 2.02 \cdot 10^3} = 23.9 \text{ Гц};$$

$$f_B = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C2 \cdot R_{вх}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 6.2 \cdot 10^{-9} \cdot 2.02 \cdot 10^3} = 12.71 \text{ кГц};$$

$$f_{H2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C3 \cdot (R_3 + R_H)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 22 \cdot 10^{-6} \cdot 200} = 36.2 \text{ Гц}.$$

Определим логарифмический коэффициент усиления по напряжению и логарифмы частот сопряжения:

$$G = 20 \lg K_u = 20 \lg 0.72 = -2.85;$$

$$f_{H1}^{lg} = \lg f_{H1} = \lg 23.9 = 1.38;$$

$$f_B^{lg} = \lg f_B = \lg 12.71 \cdot 10^3 = 4.1;$$

$$f_{H2}^{lg} = \lg f_{H2} = \lg 36.2 = 1.56.$$

Полученные значения нанесем на плоскость (рис. 3.31).

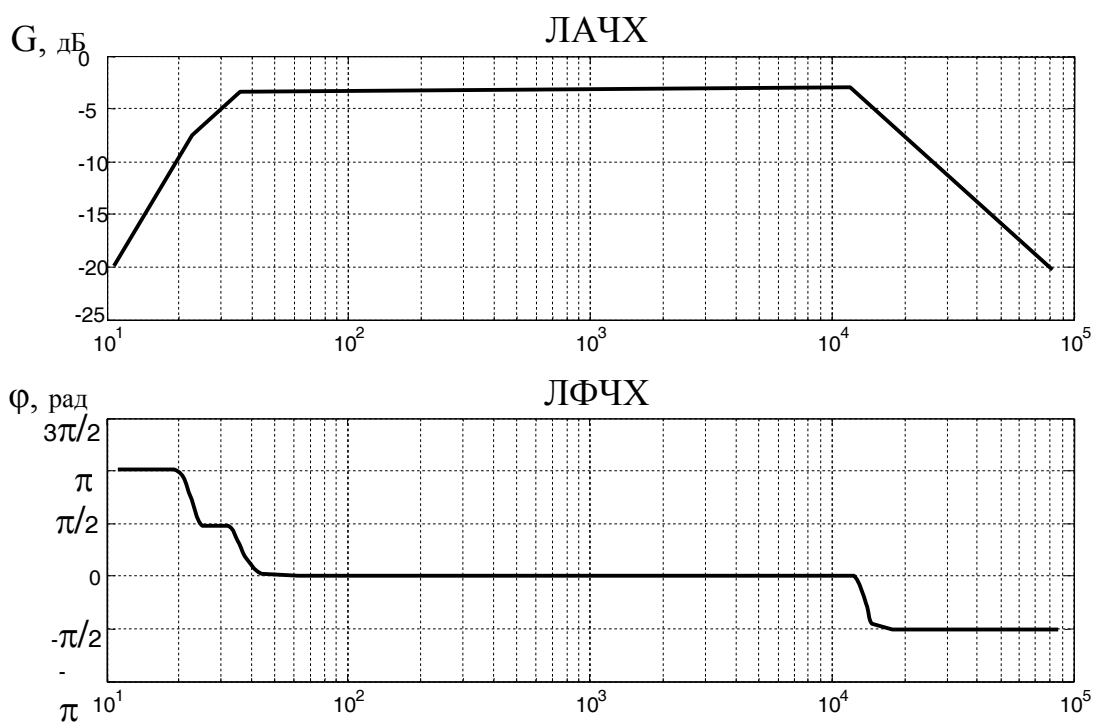


Рисунок 3.31 — ЛАЧХ и ЛФЧХ усилительного каскада.

3.3.4 Задачи для самостоятельного решения

Рассчитать схему усилителя переменного тока на транзисторе согласно своему варианту, приведенному в таблице 3.3.

При этом:

- рассчитать режимы покоя каскада;
- выбрать транзистор и резисторы;
- построить нагрузочные прямые по постоянному и переменному току;
- рассчитать и выбрать конденсаторы.

Провести анализ рассчитанной схемы:

- определить максимально возможную амплитуду неискаженного выходного сигнала;

– рассчитать динамические параметры каскада: коэффициенты усиления по току, напряжению, Э.Д.С. и мощности, входное и выходное сопротивление каскада;

– рассчитать частоты сопряжения и построить асимптотические ЛАЧХ и ЛФЧХ.

Таблица 3.3 — Варианты заданий

№	Схема	R_H , Ом	P_H , мВт	f_H , Гц	f_B , кГц
1	ОЭ	100	100	20	10
2	ОБ	100	125	30	15
3	ОК	100	150	40	20
4	ОС	100	100	50	12
5	ОИ	100	125	60	18
6	ОЭ	200	100	20	10
7	ОБ	200	125	30	15
8	ОК	200	150	40	20
9	ОС	200	100	50	12
10	ОИ	200	125	60	18
11	ОЭ	100	100	20	10
12	ОБ	100	125	30	15
13	ОК	100	150	40	20
14	ОС	100	100	50	12
15	ОИ	100	125	60	18
16	ОЭ	200	100	20	10
17	ОБ	200	125	30	15
18	ОК	200	150	40	20
19	ОС	200	100	50	12
20	ОИ	200	125	60	18
21	ОЭ	300	50	20	10
22	ОБ	300	25	30	15
23	ОК	300	50	40	20
24	ОС	300	20	50	12
25	ОИ	300	25	60	18

3.4 Операционные усилители

3.4.1 Основные параметры и характеристики операционного усилителя

Операционным усилителем (условное графическое обозначение показано на рисунке 3.32) называется усилитель постоянного тока, имеющий дифференциальный вход и характеризующийся высоким коэффициентом усиления при большом входном и относительно малом выходном сопротивлениях.

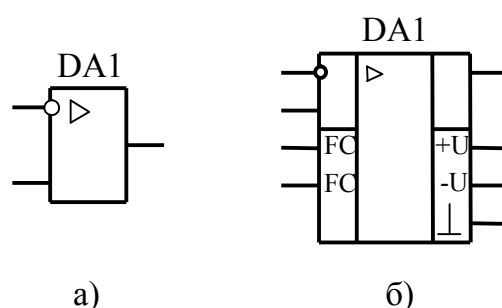


Рисунок 3.32 — Условные графические обозначения операционного усилителя: а) без дополнительных полей; б) с дополнительными полями

В настоящее время операционные усилители (ОУ) выпускают в интегральном исполнении. Входной дифференциальный каскад строят на базе биполярных или полевых транзисторов. Выходной каскад выполняется по однотактной, либо двухтактной схеме.

Операционный усилитель предназначен для выполнения математических операций: сложения, вычитания, умножения, логарифмирования и др. Кроме того, ОУ используют в различных электронных цепях, как непрерывного, так и импульсного действия. Это объясняется его дешевизной, надежностью и хорошими электрическими параметрами. ОУ почти всегда используется с глубокой отрицательной обратной связью.

Он имеет инвертирующий и неинвертирующий входы, выход, выводы, для подключения источников питания и общего провода, а также выводы для подключения пассивных цепей, корректирующих АЧХ ОУ.

Для режима усиления различают три основные схемы включения ОУ: инвертирующую, неинвертирующую, и дифференциальную (рис. 3.33).

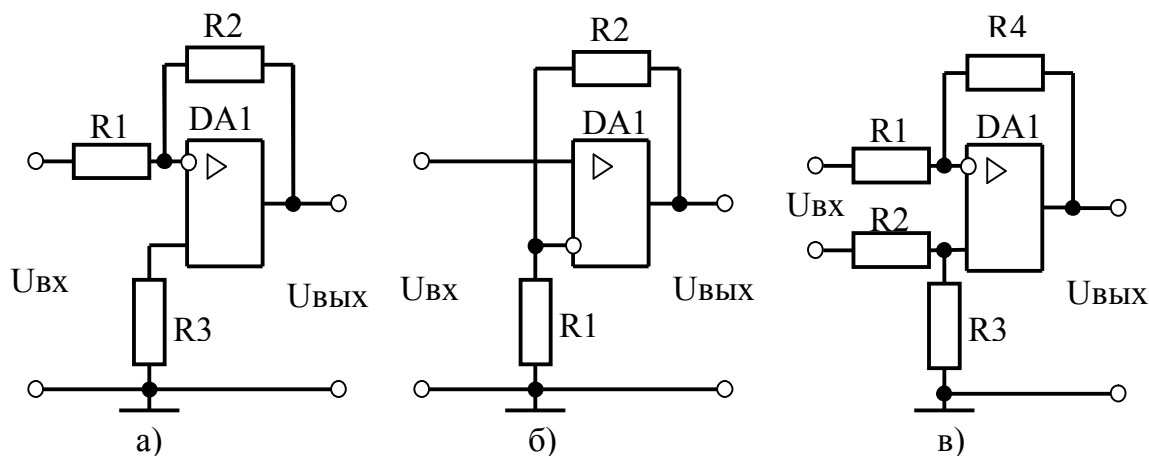


Рисунок 3.33 — Схемы включения операционного усилителя:
а) инвертирующая; б) неинвертирующая; в) дифференциальная

В инвертирующем усилителе (рис. 5.2, а) входной сигнал подается на инвертирующий вход ОУ относительно общего провода, при этом неинвертирующий вход подключен к общему проводу через резистор $R3=(R1+R_{г})\parallel R2 \approx R1\parallel R2$. Усилитель охвачен отрицательной параллельной обратной связью по напряжению посредством резисторов R1 и R2.

В неинвертирующем усилителе (рис. 5.2, б) сигнал подают на неинвертирующий вход ОУ, при этом инвертирующий вход подключают к входу резистивного делителя ООС, образованного резисторами R1 и R2.

В схеме дифференциального усилителя (рис. 5.2, в) входной сигнал подается на оба входа ОУ. Причем на инвертирующий вход подается также сигнал отрицательной обратной связи, снимаемый с выхода резистивного делителя R1, R4. В данной схеме обычно $R1=R2$ и $R3=R4$.

При анализе схем на ОУ принимают следующие допущения:

$$\begin{aligned}
K_{U_{OY}} &\rightarrow \infty; \\
R_{вх_{OY}} &\rightarrow \infty; \\
U_{вх_{OY}} &\rightarrow 0; \\
I_{вх_{OY}} &\rightarrow 0.
\end{aligned}
\tag{3.66}$$

Тогда для схемы изображенной на рисунок 3.33, а коэффициент усиления по напряжению и входное сопротивление усилителя охваченного обратной связью могут быть рассчитаны по формулам:

$$\begin{aligned}
K_{U_{OC}} &= -\frac{R_2}{R_1}; \\
R_{вх_{OC}} &= R_1.
\end{aligned}
\tag{3.67}$$

Для схемы изображенной на рисунке 3.33, б:

$$\begin{aligned}
K_{U_{OC}} &= 1 + \frac{R_2}{R_1}; \\
R_{вх_{OC}} &= R_{вх_{OY}} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right).
\end{aligned}
\tag{3.68}$$

Для схемы изображенной на рисунке 3.33, в:

$$\begin{aligned}
K_{U_{OC}} &= \frac{R_4}{R_1}; \\
R_{вх_{OC}} &= R_1 + R_2.
\end{aligned}
\tag{3.69}$$

где $K_{U_{OC}}$ — коэффициент усиления ОУ с обратной связью;

$K_{U_{OY}}$ — коэффициент усиления ОУ без обратной связи;

$R_{вх_{OC}}$ — входное сопротивление ОУ с обратной связью;

$R_{вх_{OY}}$ — входное сопротивление ОУ без обратной связи.

Так как на входе ОУ установлен дифференциальный каскад, то различают два коэффициента усиления по напряжению, дифференциальный:

$$K_{U_{диф}} = \frac{dU_{вых}}{dU_{вх_{диф}}},
\tag{3.70}$$

и синфазный:

$$K_{UC\Phi} = \frac{dU_{вых}}{dU_{вх_{C\Phi}}}. \quad (3.71)$$

Операционный усилитель характеризуется также коэффициентом ослабления синфазного сигнала:

$$K_{UOC.C\Phi} = \frac{K_{U_{ДИФ}}}{K_{UC\Phi}}, \quad (3.72)$$

который обычно оценивают в децибелах

$$K_{UOC.C\Phi} = 20 \cdot \lg(K_{UOC.C\Phi}), \text{ дБ}. \quad (3.73)$$

Для реальных ОУ, выпускаемых промышленностью, $K_{U_{ДИФ}} = 10^4 \dots 10^6$, а $K_{UOC.C\Phi} = 40 - 120 \text{ дБ}$.

Напряжение смещения нуля появляется на входе операционного усилителя из-за технологического разброса параметров операционного усилителя, а также из-за рассогласования режимов во входных цепях ОУ. Обычно $U_{СМ} = 0,5 \dots 20 \text{ мВ}$. При этом температурный дрейф смещения составляет примерно $50 \text{ мВ} / ^\circ \text{С}$.

Входной ток $I_{ВХ.ОУ}$ лежит в пределах $10^{-12} \dots 10^{-5} \text{ А}$. Входной ток, попадая во внешние цепи, подключенные к входам ОУ, вызывает на них падение напряжения, которое может вывести ОУ из режима. Поэтому стремятся достичь равенства сопротивлений, подключаемых к входам операционного усилителя. Для этой цели, например, в схеме, изображаемой на рисунке 3.33, а введен резистор $R3 = R1 \parallel R2$. Разность входных токов $\Delta I_{ВХ}$, появляется из-за неидентичности транзисторов, входящих в состав входной цепи операционного усилителя:

$$\Delta I_{ВХ} = I_{ВХ1} - I_{ВХ2}, \quad (3.74)$$

где $I_{ВХ1}$, $I_{ВХ2}$ — токи входов операционного усилителя, А.

Различают входные сопротивления для дифференциального $R_{ВХ.ДИФ}$ и синфазного $R_{ВХ.С\Phi}$ входных сигналов. Для ОУ на биполярных транзисторах $R_{ВХ.ДИФ}$ лежит в пределах $10^3 \dots 10^5 \text{ Ом}$ и $10^6 \dots 10^{12} \text{ Ом}$, для операционных усилителей с входным каскадом на по-

левых транзисторах. Входное сопротивление для синфазного сигнала ($R_{вх.сф}$) лежит в пределах $10^5 \dots 10^8$ Ом.

Операционный усилитель, как и всякий усилитель, характеризуется максимальной частотой, соответствующей определенному уровню усиления. Чаще всего ОУ характеризуют частотой, при которой модуль коэффициента усиления по напряжению равен единице. Частотные свойства ОУ характеризуют также максимальной скоростью нарастания выходного напряжения, равной максимальной скорости изменения напряжения на выходе (В/мкс) при приложении к входу максимального, ступенчатого напряжения, при котором установившееся напряжение на выходе близко к максимально допустимому.

Различают две амплитудные характеристики: для дифференциального $U_{вых} = f(U_{вх.диф})$ и синфазного $U_{вых} = f(U_{вх.сф})$ входных сигналов. Общий вид характеристик приведен на рисунке 3.34.

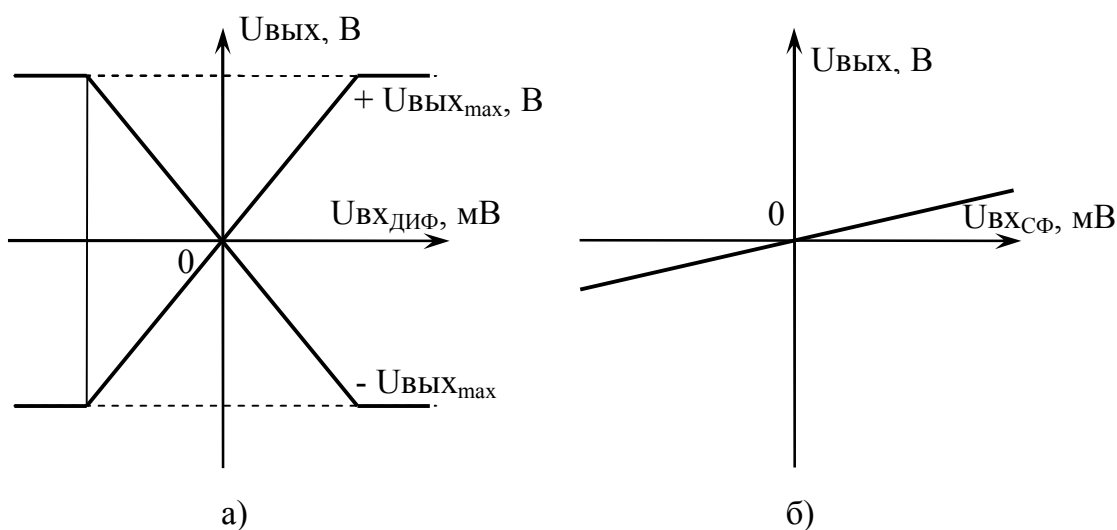


Рисунок 3.34 — Дифференциальная (а) и синфазная (б) амплитудные характеристики операционного усилителя

Общий вид амплитудно-частотной характеристики операционного усилителя совпадает с АЧХ усилителей постоянного тока и представлен на рисунке 3.35.

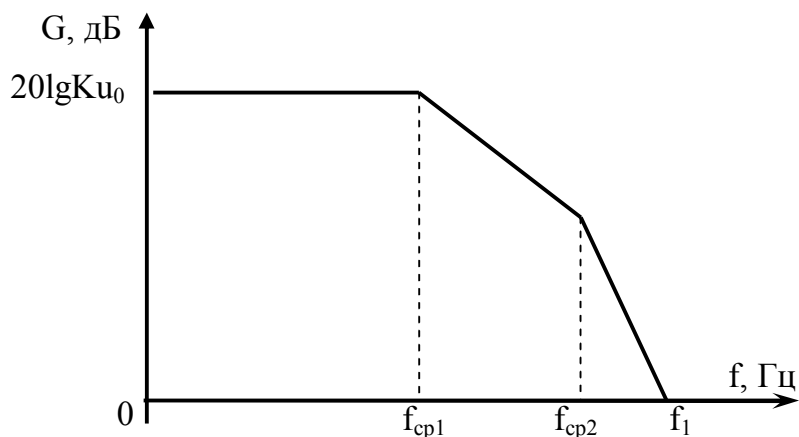


Рисунок 3.35 — Амплитудно-частотная характеристика операционного усилителя

Кроме вышеперечисленных, к основным параметрам операционного усилителя можно отнести такие параметры как:

- выходной ток $I_{вых}$ — максимальное значение выходного тока ОУ, при котором гарантируется его работоспособность, как альтернативный параметр в большинстве справочников используется минимальное сопротивление нагрузки ($R_{H.min}$) — минимальное сопротивление, которое можно подключить к выходу операционного усилителя;

- скорость нарастания выходного сигнала $V_{U_{вых}}$ — характеризует частотные свойства усилителя при его работе в импульсных схемах (измеряется в вольтах/микросекунду);

- напряжение смещения $U_{см}$ — определяется как напряжение, которое необходимо приложить ко входу усилителя для того, чтобы его выходное напряжение было равно «0». Обычно $U_{см}$ от единиц микровольт до десятков милливольт;

- мощность (или ток) потребления;
- дрейф напряжения смещения $\Delta U_{см}/градус$;
- дрейф разности входных токов $\Delta I_{вх}/градус$;
- коэффициент подавления синфазных помех.

3.4.2 Примеры расчета

Пример 3.4. Рассчитать схему инвертирующего усилителя на ОУ. Напряжение на выходе усилителя не превышает 5В, ток нагрузки не превышает 1 мА. На вход схемы поступает сигнал от источника Э.Д.С. — 0,2 В и внутренним сопротивлением 2 кОм.

Решение. Схема инвертирующего усилителя изображена на рисунке 3.33 а). Прежде чем приступить к расчету определимся с параметрами входной и выходной цепей.

Входное сопротивление схемы проектируемого усилителя должно быть много больше, чем внутреннее сопротивление источника сигнала. Принимаем $R_{BXOC} = 20$ кОм (разница в 1 порядок вполне устроит). Из (3.67) $R1 = R_{BXOC} = 20$ кОм. Определим сопротивление нагрузки

$$R_H = \frac{U_{BЫX\max}}{I_{H\max}} = \frac{5}{1 \cdot 10^{-3}} = 5000 \text{ Ом.}$$

Для расчета цепи обратной связи определим требуемый коэффициент усиления усилителя

$$K_{UOC} = \frac{U_{BЫX\max}}{U_{BX\max}} = \frac{5}{0,2} = 25.$$

Из формулы (3.10) следует, что коэффициент усиления операционного усилителя должен быть больше чем K_{UOC} .

$$K_{U.OY} \geq \frac{K_{Uoc}}{\left(1 - K_{Uoc} \cdot \frac{R1}{R2 + R1}\right)} = \frac{25}{\left(1 - 25 \cdot \frac{20 \cdot 10^3}{(510 + 20) \cdot 10^3}\right)} = 441,7.$$

По формуле (3.67) определим сопротивление резистора обратной связи — $R2$

$$R2 = K_{UOC} \cdot R1 = 25 \cdot 20 \cdot 10^3 = 500 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Приведем значение резистора $R2$ к стандартному ряду E24 (приложение Б). $R2 = 510$ кОм.

Определим максимальный выходной ток операционного усилителя

$$I_{B_{BIX} \max} = I_{H_{\max}} + \frac{U_{B_{BIX} \max}}{R_2} = 1 \cdot 10^{-3} + \frac{5}{510 \cdot 10^3} = 1 \cdot 10^{-3} + 9,8 \cdot 10^{-6} = 1 \text{ мА.}$$

Из условия задачи и полученных выше данных сформируем условия выбора операционного усилителя

$$\begin{cases} U_{B_{BIX} \max.OV} \geq U_{B_{BIX} \max}; \\ R_{B_{X}OV} \gg R_{B_{X}OC}; \\ I_{B_{BIX} \max.OV} \geq I_{B_{BIX} \max}; \\ K_{U.OV} \geq K_U. \end{cases}$$

Данным условиям удовлетворяет операционный усилитель К140УД6А (приложение В) с параметрами, приведенными в таблице 3.4.

Таблица 3.4 — Характеристики ОУ

Тип ОУ	$U_{п}, \text{В}$	$U_{\text{вых м}}, \text{В}$	$I_{\text{вых м}}, \text{мА}$ ($R_{\text{н мин}}, \text{Ом}$)	K_U	$U_{\text{вх м}}, \text{В}$	$R_{\text{вх}}, \text{МОм}$	$f_1, \text{МГц}$	$P_{п}, \text{мВт}$
К140УД6А	± 15	± 12	(1000)	$70 \cdot 10^3$	± 10	2	3	84

Для уменьшения токовой погрешности выбираем резистор R_3 из выражения

$$\begin{aligned} R_3 = R_2 \parallel (R_1 + R_{\Gamma}) &= \frac{R_2 \cdot (R_1 + R_{\Gamma})}{R_2 + R_1 + R_{\Gamma}} = \frac{510 \cdot 10^3 (20 + 2) \cdot 10^3}{510 \cdot 10^3 + 20 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3} = \\ &= \frac{11,22 \cdot 10^9}{532 \cdot 10^3} = 21,09 \cdot 10^3 \text{ Ом.} \end{aligned}$$

Приведем значение резистора R_3 к стандартному ряду E24 (приложение Б). $R_3 = 22 \text{ кОм}$.

Выходное сопротивление определим по формуле

$$R_{B_{BIX}} = \frac{R_{B_{BIX}.OV} \cdot K_{U.OC}}{K_{U.OV}} = \frac{1 \cdot 10^3 \cdot 25}{70 \cdot 10^3} = 0,36 \text{ Ом.}$$

Что удовлетворяет условию $R_{B_{BIX}} \ll R_H$.

Пример 3.5. Рассчитать схему неинвертирующего усилителя на ОУ. Напряжение на выходе усилителя не превышает 10 В, ток нагрузки не превышает 2 мА. На вход схемы поступает сигнал от источника Э.Д.С. — 0,2 В и внутренним сопротивлением 0,5 кОм.

Решение. Схема неинвертирующего усилителя изображена на рисунке 3.33, б. Прежде чем приступить к расчету определимся с параметрами входной и выходной цепей.

Определим сопротивление нагрузки

$$R_H = \frac{U_{BЫX\max}}{I_{H\max}} = \frac{10}{2 \cdot 10^{-3}} = 5000 \text{ Ом.}$$

Для расчета цепи обратной связи определим требуемый коэффициент усиления усилителя

$$K_{UOC} = \frac{U_{BЫX\max}}{U_{BX\max}} = \frac{10}{0,2} = 50.$$

Входное сопротивление схемы проектируемого усилителя должно быть много больше, чем внутреннее сопротивление источника сигнала. Принимаем $R_{BXOC} = 5 \text{ кОм}$ (разница в 1 порядок вполне устроит). Из (3.68)

$$R_{BXOV} = \frac{R_{BXOC}}{K_{UOC}} = \frac{5 \cdot 10^3}{50} \geq 100;$$

$$R2 = R1(K_{UOC} - 1) = R1(50 - 1) = 49 \cdot R1.$$

Зададимся значением тока цепи обратной связи (он не должен превышать ток нагрузки). Пусть $I_{OC} = 0,5 \cdot I_H = 0,5 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 1 \text{ мА}$.

Определим максимальный выходной ток операционного усилителя и сопротивление обратной связи

$$I_{BЫX\max} = I_{H\max} + I_{OC} = 2 \cdot 10^{-3} + 1 \cdot 10^{-3} = 3 \text{ мА.}$$

$$R_{OC} = R1 + R2 = \frac{U_{BЫX\max}}{I_{OC}} = \frac{10}{1 \cdot 10^{-3}} = 10 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Отсюда

$$R1 = \frac{R_{OC}}{50} = \frac{10 \cdot 10^3}{50} = 200 \text{ Ом.}$$

$$R2 = 49 \cdot R1 = 49 \cdot 200 = 9800 \text{ Ом.}$$

Поскольку в ряду E24 нет такого множителя (9,8), разбиваем сопротивление резистора $R2$ на два составных значения и приводим к стандартному ряду E24 (приложение Б). $R2_1 = 9,1 \text{ кОм}$ и $R2_2 = 680 \text{ Ом}$.

Из условия задачи и полученных выше данных сформируем условия выбора операционного усилителя

$$\begin{cases} U_{ВЫХ \max. ОУ} \geq U_{ВЫХ \max}; \\ R_{ВХ ОУ} \gg R_{ВХ OC}; \\ I_{ВЫХ \max. ОУ} \geq I_{ВЫХ \max}; \\ K_{У. ОУ} \gg K_{У. OC}. \end{cases}$$

Данным условиям удовлетворяет операционный усилитель К140УД7А (приложение В) с параметрами, приведенными в таблице 3.5.

Таблица 3.5 — Характеристики ОУ

Тип ОУ	$U_{п}, \text{ В}$	$U_{ВЫХ \max}, \text{ В}$	$I_{ВЫХ \max}, \text{ МА}$ ($R_{H \min}, \text{ Ом}$)	K_U	$U_{ВХ \max}, \text{ В}$	$R_{ВХ}, \text{ МОм}$	$f_1, \text{ МГц}$	$P_{п}, \text{ мВт}$
К140УД7А	± 15	± 10.5	(2000)	$50 \cdot 10^3$	± 5	0,4	0.8	84

Уточним входное сопротивление неинвертирующего усилителя

$$R_{вх OC} = R_{вх ОУ} \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) = 400 \cdot 10^3 \cdot \left(1 + \frac{9100 + 680}{200}\right) = 20 \cdot 10^6 \text{ Ом.}$$

Приведем значение резистора $R3$ к стандартному ряду E24 (приложение Б). $R3 = 22 \text{ кОм}$.

Выходное сопротивление определим по формуле

$$R_{ВЫХ} = \frac{R_{ВЫХ. ОУ} \cdot (R2 + R1)}{R_{ВЫХ. ОУ} + R2 + R1} = \frac{2 \cdot 10^3 \cdot 9980}{(2 + 9,98)10^3} = 1,666 \text{ Ом.}$$

Что удовлетворяет условию $R_{ВЫХ} \ll R_H$.

Пример 3.6. Рассчитать измерительный усилитель на основе ОУ для усиления разностного сигнала с диагонали моста, в одно из плеч которого включен терморезистор (рис. 3.36).

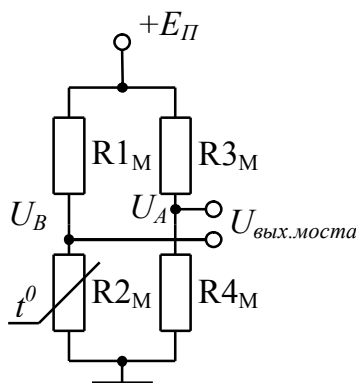


Рисунок 3.36 — Схемы включения измерительного моста

При изменении температуры на 20°C (от 20 до 40°C) возникает разбаланс моста $\Delta R_{2_M} = \Delta R_X = 5\text{ Ом}$. Номиналы резисторов $R_{2_M} = R_{X/20^{\circ}\text{C}} = R_{4_M} = 100\text{ Ом}$, $R_{1_M} = R_{3_M} = 5\text{ кОм}$, напряжение питания моста $E_{\text{П}} = 10\text{ В}$. Требуемое значение коэффициента усиления 30 . Входное сопротивление $R_{\text{ВХ}} \geq 50\text{ кОм}$.

Решение. Выбираем схему дифференциального усилителя, приведенную на рисунке 3.33, в.

Определим величину дифференциального выходного сигнала измерительного моста (рис. 3.36):

$$\begin{aligned} \Delta U_{\text{ВХ}} = U_{\text{вх.диф}} = U_A - U_B &= E_{\text{П}} \left(\frac{R_{4_M}}{R_{3_M} + R_{4_M}} - \frac{R_{4_M} - \Delta R_X}{R_{1_M} + R_{4_M} - \Delta R_X} \right) = \\ &= 10 \left(\frac{100}{5 \cdot 10^3 + 100} - \frac{100 - 5}{5 \cdot 10^3 + 100 - 5} \right) = 9,6\text{ мВ}. \end{aligned}$$

Из выражения (3.69) и условия задачи задаемся значениями резисторов R_1 и R_2 (рис. 3.33, в).

$$R_{\text{вх.ОС}} = R_1 + R_2 \geq 50\text{ кОм}.$$

Для уменьшения влияния входного тока ОУ примем резисторы $R1 = R2 = 27 \text{ кОм}$.

Определим значение резистора обратной связи

$$R4 = R1 \cdot K_{UOC} = 27 \cdot 10^3 \cdot 30 = 810 \text{ кОм}.$$

Приведем значение резистора $R4$ к стандартному ряду E24 (приложение Б). $R4 = R3 = 820 \text{ кОм}$.

Уточним значение коэффициента усиления проектируемого усилителя

$$K_{UOC} = \frac{R4}{R1} = \frac{820 \cdot 10^3}{27 \cdot 10^3} = 30,37.$$

Отклонение от требуемого коэффициента усиления составляет 1,23%, что лежит в пределах допустимой погрешности.

Выбираем ОУ типа 140УД8Б с полевыми транзисторами на входе, что позволит уменьшить погрешность, вызванную разностным входным током.

Из выражения (3.70) определим величину дифференциального выходного сигнала усилителя

$$U_{вых\ диф} = K_{U\ диф} \cdot U_{вх\ диф} = 30,37 \cdot 9,6 \cdot 10^{-3} = 292 \text{ мВ}.$$

3.4.3 Задачи для самостоятельного решения

Задача 3.9. Определить выходное напряжение, коэффициент усиления, входное и выходное сопротивление в схеме инвертирующего усилителя (рисунок 3.33, а), а также ток выхода операционного усилителя, если известно, что $R1 = 2 \text{ кОм}$, $R2 = 20 \text{ кОм}$, $U_{ВХ} = 0,2 \text{ В}$, $R_{Г} = 200 \text{ Ом}$, $R_{Н} = 5 \text{ кОм}$, ОУ — К140УД17. Рассчитать значение резистора $R3$.

Задача 3.10. Определить напряжение генератора входного сигнала $E_{Г}$ с внутренним сопротивлением $R_{Г} = 1 \text{ кОм}$ для получения на выходе инвертирующего усилителя (рис. 3.33, а) напряжения $U_{ВЫХ} = 7 \text{ В}$. Сопротивление резисторов $R1 = 20 \text{ кОм}$, $R2 = 200 \text{ кОм}$. Рассчитать значение резистора $R3$.

Задача 3.11. Определить выходное напряжение, коэффициент усиления, входное и выходное сопротивление в схеме неинвертирующего усилителя (рис. 3.33, б), а также ток выхода операционного усилителя,

если известно, что $R_1 = 2 \text{ кОм}$, $R_2 = 10 \text{ кОм}$, $U_{BX} = 0,2 \text{ В}$, $R_G = 200 \text{ Ом}$, $R_H = 5 \text{ кОм}$, ОУ — К140УД12.

Задача 3.12. Определить напряжение генератора входного сигнала E_G с внутренним сопротивлением $R_G = 1 \text{ кОм}$ для получения на выходе неинвертирующего усилителя (рис. 3.33, б) напряжения $U_{ВЫХ} = 5 \text{ В}$. Сопротивление резисторов $R_1 = 20 \text{ кОм}$, $R_2 = 100 \text{ кОм}$.

Задача 3.13. Определить выходное напряжение дифференциального усилителя (рис. 3.33, в) при поступлении на его входы: а) синфазных; б) дифференциальных сигналов с амплитудами $U_{BX.IINH} = 0,2 \text{ В}$, $U_{BX.HEINH} = 0,3 \text{ В}$. Сопротивления резисторов $R_1 = R_2 = 10 \text{ кОм}$, $R_3 = R_4 = 30 \text{ кОм}$. Определить входное сопротивление усилителя.

Задача 3.14. Определить, можно ли использовать несбалансированный операционный усилитель типа К140УД11 (приложение В) с входным напряжением смещения $U_{BX.CM} = 10 \text{ мВ}$ для усиления гармонического сигнала амплитудой $0,1 \text{ В}$ в 100 раз, без искажений. Влиянием разностного тока смещения на напряжение ошибки можно пренебречь.

Задача 3.15. Неинвертирующий усилитель на основе ОУ типа 140УД6А имеет коэффициент усиления $K_U = 20$. Сопротивление нагрузки $R_H = 2 \text{ кОм}$. Усилитель работает от источника сигнала с $E_G = 0,05 \text{ В}$, $R_G = 1 \text{ кОм}$. Рассчитать параметры схемы.

Задача 3.16. Инвертирующий усилитель с сопротивлениями $R_1 = 10 \text{ кОм}$ и $R_2 = 1 \text{ МОм}$ имеет следующие параметры ОУ: $K_{U.OY} = 10^4$, $R_{BX.OY} = 300 \text{ кОм}$, $R_{ВЫХ.OY} = 700 \text{ Ом}$. Рассчитать величины $K_{U.OC}$, $R_{BX.OC}$, $R_{ВЫХ.OC}$.

Задача 3.17. Определить выходной ток дифференциального усилителя на ОУ, если сопротивление нагрузки $R_H = 3 \text{ кОм}$; $R_1 = R_2 = 10 \text{ кОм}$ и $R_3 = R_4 = 51 \text{ кОм}$; $U_{BX.ДИФ} = 1 \text{ В}$. Для схемы принять идеальный ОУ, т. е. $R_{BX.OY} = \infty \text{ Ом}$, $R_{ВЫХ.OY} = 0 \text{ Ом}$, $K_{U.OY} = \infty$.

Задача 3.18. Выходное напряжение ОУ ограничивается на уровне $\pm 12 \text{ В}$. Какое максимальное напряжение $U_{BX.max}$ можно подать на схему дифференциального усилителя, не вызывая искажений выходного сигнала $U_{ВЫХ}$? Считать, что $R_1 = R_2 = 5,1 \text{ кОм}$, $R_3 = R_4 = 51 \text{ кОм}$.

4 СХЕМЫ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

4.1 Активные фильтры

Электрический фильтр — это цепь, обладающая избирательными частотными свойствами. Фильтры низких и высоких частот соответственно пропускают только низкие или только высокие частоты, полосовые и режекторные обеспечивают пропускание или непропускание сигналов определенных частот. Простейшим представителем фильтров низких частот (ФНЧ) является интегрирующая цепь, фильтров высоких частот (ФВЧ) — дифференцирующая цепь, а полосовых фильтров (ПФ) — последовательное соединение интегрирующей и дифференцирующей цепей с различными частотами среза АЧХ. Фильтры на основе простых RC — цепей могут иметь максимальный коэффициент передачи равный единице, и называются пассивными (приложение А).

В отдельных случаях применяют электромеханические фильтры, которые относятся к числу полосовых и имеют резонансную частоту, равную частоте собственных колебаний системы. Добротность таких фильтров обычно высокая (сотни — тысячи единиц), но перестройка частоты затруднена. Поэтому электромеханические фильтры в основном применяют в технике связи или радиовещании, где имеются определенные рабочие частоты.

Наиболее широкое применение нашли активные фильтры, которые имеют коэффициент передачи больше единицы. Под активными фильтрами обычно понимают электронные усилители, содержащие RC — цепи, включенные таким образом, что у усилителя появляются избирательные свойства. На рисунке 4.1 показаны ЛАЧХ таких фильтров (штрихпунктирной линией изображены ЛАЧХ пассивных фильтров), нижняя и верхняя граничные частоты (они также называются частотами среза), обозначены $f_{\text{СРН}}$, $f_{\text{СРВ}}$.

Активные RC — фильтры строят по двум принципам: подключают усилитель (ОУ с обратной связью) на выход пассивного фильтра, либо вводят пассивный фильтр в цепь ООС усилителя (рис. 4.2).

За полосу пропускания фильтра принимается область частот, для которой коэффициент усиления уменьшается не более чем в $1/\sqrt{2} = 0,707$ раз.

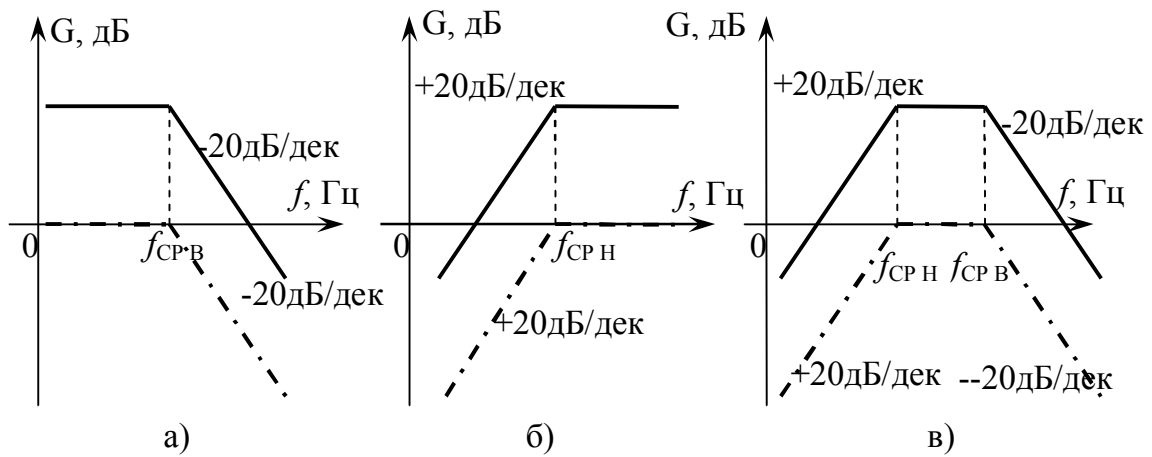


Рисунок 4.1 — Амплитудно-частотная характеристика ФНЧ (а), ФВЧ (б) и ПФ (в)

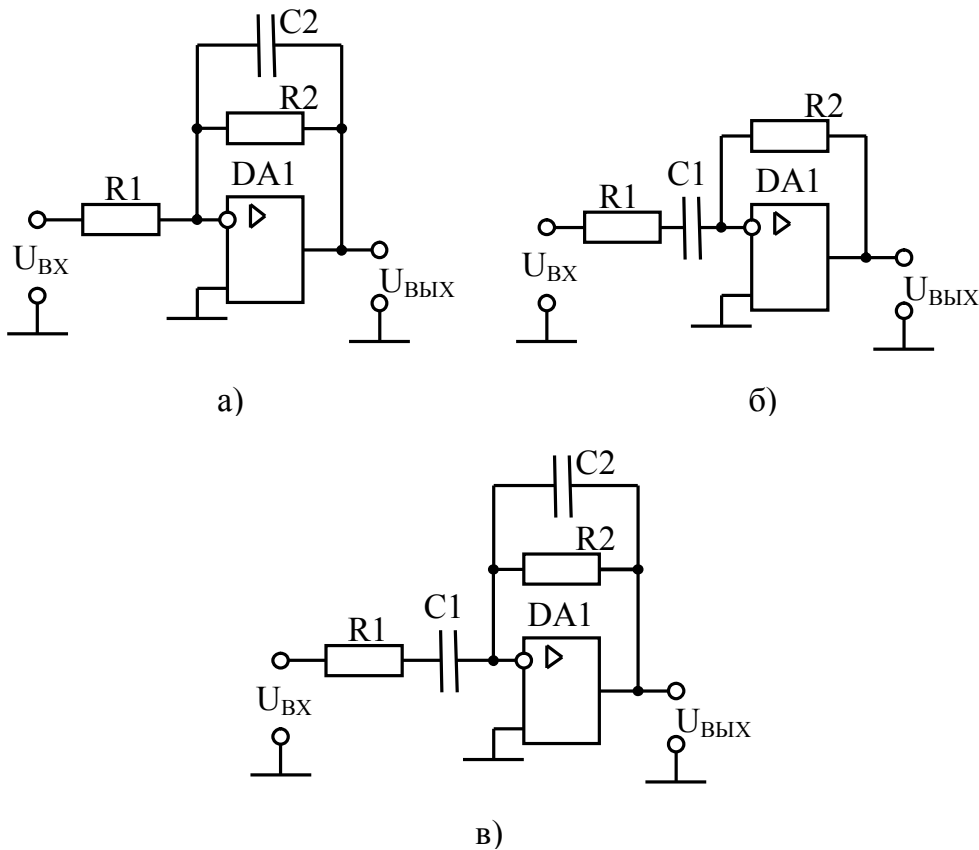


Рисунок 4.2 — Схемы активных фильтров первого порядка:
а) ФНЧ; б) ФВЧ; в) полосовой фильтр

Как видно из рисунка 4.1, наклон характеристики за полосой пропускания фильтра составляет 20дБ/дек , что характерно для фильтров

первого порядка. Более крутой наклон ($40\text{дБ} / \text{дек}$ и больше) обеспечивают фильтры второго и более высших порядков.

Принимая $I_{\text{ВХ.ОУ}} = 0$, получим передаточные функции схем, представленных на рисунке 4.2.

Для фильтра низких частот:

$$K_{(p)} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{-I_{\text{ВЫХ.ОУ}} \cdot \left(R2 \parallel \frac{1}{C2p} \right)}{I_{\text{ВЫХ.ОУ}} \cdot R1} = -\frac{R2}{R1(R2C2p + 1)} = \quad (4.1)$$

$$= -K_0 \cdot \frac{1}{T_2p + 1}.$$

где $T_2 = R2C2$ — постоянная времени, определяющая частоту среза фильтра $f_{\text{СР.В}}$, с;

$K_0 = R2/R1$ — коэффициент усиления инвертирующего усилителя.

Для фильтра низких частот:

$$K_{(p)} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{-I_{\text{ВЫХ.ОУ}} \cdot R2}{I_{\text{ВЫХ.ОУ}} \cdot \left(R1 + \frac{1}{C1p} \right)} = -\frac{R2C1p}{R1C1p + 1} = \quad (4.2)$$

$$= -K_0 \cdot \frac{T_1p}{T_1p + 1}.$$

где $T_1 = R1C1$ — постоянная времени, определяющая частоту среза фильтра $f_{\text{СР.Н}}$, с;

Для полосового фильтра:

$$K_{(p)} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{-I_{\text{ВЫХ.ОУ}} \cdot \left(R2 \parallel \frac{1}{C2p} \right)}{I_{\text{ВЫХ.ОУ}} \cdot \left(R1 + \frac{1}{C1p} \right)} = -\frac{\left(\frac{R2}{R2C2p + 1} \right)}{\left(\frac{R1C1p + 1}{C1p} \right)} = \quad (4.3)$$

$$= -\frac{R2C1p}{(R1C1p + 1)(R2C2p + 1)} = -K_0 \cdot \frac{T_1p}{T_1p + 1} \cdot \frac{1}{T_2p + 1}.$$

где $T_1 = R1C1$ — постоянная времени, определяющая первую частоту среза фильтра $f_{ср.н}$, с;

$T_2 = R2C2$ — постоянная времени, определяющая вторую частоту среза фильтра $f_{ср.в}$, с.

Как видно из выражений (4.1–4.3), передаточные функции активных фильтров состоят из произведения передаточных функций простых звеньев (см. Приложение А).

4.1.1 Примеры расчета

Пример 4.1. Построить активный фильтр низких частот первого порядка с частотой среза 8кГц и коэффициентом усиления 30, на ОУ. Напряжение на выходе усилителя не превышает 5В, ток нагрузки не превышает 1мА. Внутреннее сопротивление источника сигнала — 1кОм.

Решение. Схема активного фильтра низких частот первого порядка изображена на рисунке 4.2, а. Если исключить конденсатор С2 из цепи обратной связи (в полосе пропускания он не влияет на работу усилителя), то решение задачи сводится к расчету схемы инвертирующего усилителя (пример 3.4) и расчету конденсатора С2.

Принимаем $R_{ВХОС} = 10$ кОм. Из (3.67) $R1 = R_{ВХОС} = 10$ кОм.

Определим сопротивление нагрузки

$$R_H = \frac{U_{ВЫХ\max}}{I_{H\max}} = \frac{5}{1 \cdot 10^{-3}} = 5000 \text{ Ом.}$$

По формуле (3.67) определим сопротивление резистора обратной связи — $R2$

$$R2 = K_{УОС} \cdot R1 = 30 \cdot 10 \cdot 10^3 = 300 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Определим максимальный выходной ток операционного усилителя

$$I_{ВЫХ\max} = I_{H\max} + \frac{U_{ВЫХ\max}}{R2} = 1 \cdot 10^{-3} + \frac{5}{300 \cdot 10^3} = 1 \cdot 10^{-3} + 16,7 \cdot 10^{-6} \approx 1 \text{ мА.}$$

Из условия задачи и полученных выше данных сформируем условия выбора операционного усилителя

$$\begin{cases} U_{BЫX \max.OY} \geq U_{BЫX \max}; \\ R_{BХOY} \gg R_{BХOC}; \\ I_{BЫX \max.OY} \geq I_{BЫX \max}; \\ K_{U.OY} \geq K_U; \\ f_1 \gg f_{CP.B}. \end{cases}$$

Для уменьшения токовой погрешности выбираем резистор R_3 из выражения

$$\begin{aligned} R_3 = R_2 \parallel (R_1 + R_r) &= \frac{R_2 \cdot (R_1 + R_r)}{R_2 + R_1 + R_r} = \frac{300 \cdot 10^3 (10 + 1) \cdot 10^3}{300 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3 + 1 \cdot 10^3} = \\ &= \frac{3,3 \cdot 10^9}{311 \cdot 10^3} = 10,61 \cdot 10^3 \text{ Ом}. \end{aligned}$$

Приведем значение резистора R_3 к стандартному ряду E24 (приложение Б). $R_3 = 11 \text{ кОм}$.

Выходное сопротивление определим по формуле

$$R_{BЫX} = \frac{R_{BЫX.OY} \cdot K_{U.OC}}{K_{U.OY}} = \frac{1 \cdot 10^3 \cdot 30}{70 \cdot 10^3} = 0,43 \text{ Ом}.$$

Что удовлетворяет условию $R_{BЫX} \ll R_H$.

Из выражений (2.36 и 4.1) определим значение конденсатора C_2

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{CP.B} \cdot R_2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 8 \cdot 10^3 \cdot 300 \cdot 10^3} = 66,3 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}.$$

Приведем значение конденсатора C_2 к стандартному ряду E24. $C_2 = 68 \text{ пФ}$.

4.1.2 Задачи для самостоятельного решения

Задача 4.1. Построить активный фильтр низких частот первого порядка с частотой среза 16кГц и коэффициентом усиления 10, на ОУ. Принять внутреннее сопротивление источника сигнала равным 0Ом, а сопротивление нагрузки — ∞ .

Задача 4.2. Построить активный фильтр высоких частот первого порядка с частотой среза 800Гц, и коэффициентом усиления — 20. При-

нять внутреннее сопротивление источника сигнала равным 0Ом , а сопротивление нагрузки — ∞ .

Задача 4.3. Построить полосовой фильтр первого порядка с диапазоном частот $300\text{--}1300\text{Гц}$ и коэффициентом усиления 20 , на ОУ. Принять внутреннее сопротивление источника сигнала равным 0Ом , а сопротивление нагрузки — ∞ .

Задача 4.4. Для фильтра, изображенного на рисунке 4.2, а, найти коэффициент передачи в полосе пропускания и частоту среза при $R_1 = R_2 = 11\text{кОм}$, $C_2 = 11\text{нФ}$. Принять внутреннее сопротивление источника сигнала равным 0Ом , а сопротивление нагрузки — ∞ .

Задача 4.5. Для фильтра, изображенного на рисунке 4.2, б), найти коэффициент передачи в полосе пропускания и частоту среза при $R_1 = 11\text{кОм}$, $R_2 = 68\text{кОм}$, $C_1 = 1\text{мкФ}$. Принять внутреннее сопротивление источника сигнала равным 0Ом , а сопротивление нагрузки — ∞ .

Задача 4.6. Для фильтра, изображенного на рисунке 4.2, в), найти коэффициент передачи в полосе пропускания и частоту среза при $R_1 = 10\text{кОм}$, $R_2 = 33\text{кОм}$, $C_1 = 0,1\text{мкФ}$, $C_2 = 56\text{нФ}$. Принять внутреннее сопротивление источника сигнала равным 0Ом , а сопротивление нагрузки — ∞ .

4.2 Сумматор

Инвертирующий сумматор на n входов изображен на рисунке 4.3.

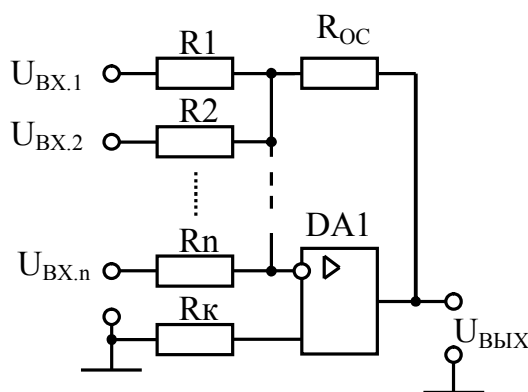


Рисунок 4.3 — Схема инвертирующего сумматора

Для входных токов, потребляемых от источников входных сигналов, с учетом того, что точка суммирования имеет нулевой потенциал, справедливы выражения $I_{BX.1} = U_{BX.1}/R_1$, $I_{BX.2} = U_{BX.2}/R_2$, $I_{BX.n} = U_{BX.n}/R_n$. Ток

цепи обратной связи равен сумме входных токов, т. е. $I_{OC} = I_{BX.1} + I_{BX.2} + \dots + I_{BX.n}$. Отсюда выходное напряжение сумматора

$$U_{ВЫХ} = -I_{OC} \cdot R_{OC} = -R_{OC} \left(\frac{U_{BX.1}}{R1} + \frac{U_{BX.2}}{R2} + \dots + \frac{U_{BX.n}}{Rn} \right). \quad (4.4)$$

Из выражения видно, что усиление по каждому входу можно регулировать, меняя сопротивление входной цепи. Если резисторы $R1, R2, \dots, Rn$ выбрать одинаковыми, то выражение (4.4) примет вид

$$\begin{aligned} U_{ВЫХ} &= -\frac{R_{OC}}{R_{BX}} (U_{BX.1} + U_{BX.2} + \dots + U_{BX.n}) = \\ &= -K_{U.OC} (U_{BX.1} + U_{BX.2} + \dots + U_{BX.n}). \end{aligned} \quad (4.5)$$

При $R_{OC} = R_{BX} = R = \dots = Rn$, то $K_{U.OC} = 1$ и выражение (4.5) принимает вид

$$U_{ВЫХ} = -(U_{BX.1} + U_{BX.2} + \dots + U_{BX.n}). \quad (4.6)$$

Величину резистора R_k , который включен для снижения токового дрейфа, выбирают из условия

$$R_k = R1 \parallel R2 \parallel \dots \parallel Rn, \quad (4.7)$$

считая, что внутренние сопротивления источников сигналов равны нулю.

Схема неинвертирующего сумматора на n входов изображена на рисунке 4.4.

Напряжение на выходе неинвертирующего сумматора может быть получено с учетом квазиравенства входных потенциалов операционного усилителя.

$$\begin{aligned} U_{ВЫХ} &= \frac{1}{N} (U_{BX.1} + U_{BX.2} + \dots + U_{BX.n}) \frac{(R2 + R1)}{R1} = \\ &= K_{U.OC} (U_{BX.1} + U_{BX.2} + \dots + U_{BX.n}) \frac{1}{N}; \end{aligned} \quad (4.8)$$

где $K_{U.OC}$ — коэффициент усиления неинвертирующего усилителя;
 N — количество входов сумматора

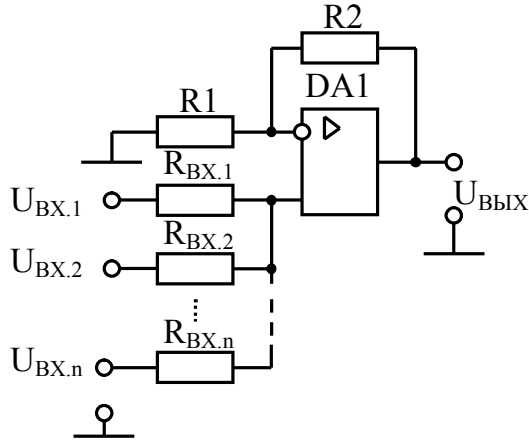


Рисунок 4.4 — Схема неинвертирующего сумматора

Расчет входных резисторов неинвертирующего сумматора производим из условий $R1 = R_{BX.1} \parallel R_{BX.2} \parallel \dots \parallel R_{BX.n}$ и $R_{BX.1} = R_{BX.2} = \dots = R_{BX.n}$ по формуле

$$R_{BX.n} = R1 \cdot N \quad (4.9)$$

Неинвертирующий сумматор, построенный на базе повторителя напряжения, может быть выполнен по схеме, приведенной на рисунке 4.5.

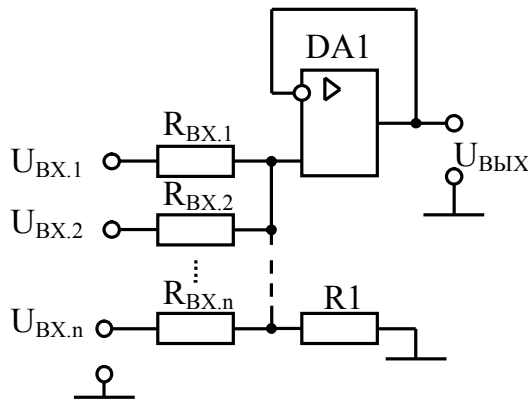


Рисунок 4.5 — Схема неинвертирующего сумматора с $K_U = 1/(2N)$

В этом случае, с учетом выражения (4.9) и квазиравенства входных потенциалов операционного усилителя запишем выражение

$$I_{R1} = \frac{U_{BX.1} - U_{R1}}{R_{BX.1}} + \frac{U_{BX.2} - U_{R1}}{R_{BX.2}} + \dots + \frac{U_{BX.n} - U_{R1}}{R_{BX.n}}; \quad (4.10)$$

$$I_{R1} = \frac{U_{BX.1} + U_{BX.2} + \dots + U_{BX.n}}{R_{BX.n}} - \frac{N \cdot U_{R1}}{R_{BX.n}}$$

Зная, что $I_{R1} = U_{R1}/R1$

$$\frac{U_{R1}}{R1} + \frac{N \cdot U_{R1}}{N \cdot R1} = \frac{U_{BX.1} + U_{BX.2} + \dots + U_{BX.n}}{N \cdot R1}, \quad (4.11)$$

$$U_{R1} = \frac{U_{BX.1} + U_{BX.2} + \dots + U_{BX.n}}{2 \cdot N} = U_{ВЫХ}.$$

4.2.1 Примеры расчета

Пример 4.2. Построить схему сумматора, напряжение на выходе которого пропорционально сумме входных напряжений: $U_{BX.1} = 1$ В, $U_{BX.2} = 2$ В, $U_{BX.3} = 3$ В. Внутреннее сопротивление источников сигнала — 1 кОм.

Решение. Схема инвертирующего сумматора изображена на рисунке 4.6.

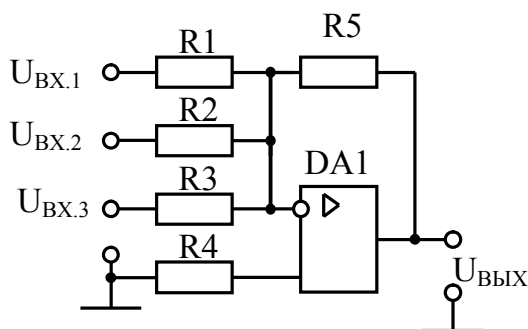


Рисунок 4.6 — Схема инвертирующего сумматора на 3 входа

При $R1 = R2 = R3 = R5$ коэффициент усиления сумматора равен 1, т. е. на выходе схемы установится значение суммы входных напряжений ($U_{BX.1} + U_{BX.2} + U_{BX.3} = 6$ В со знаком минус).

Из условия задачи и полученных выше данных сформируем условия выбора операционного усилителя

$$\begin{cases} U_{ВЫХ \max. ОУ} \geq U_{ВЫХ \max}; \\ R_{BX. ОУ} \gg R_{ВН. И. С.} \end{cases}$$

Данным условиям удовлетворяет практически любой операционный усилитель. Примем К140УД6А (приложение В) с параметрами, приведенными в таблице 4.1.

Таблица 4.1 — Характеристики ОУ

Тип ОУ	$U_{п}$, В	$U_{вых\ m}$, В	$I_{вых\ m}$, МА ($R_{н\ min}$, Ом)	K_U	$U_{вх\ m}$, В	$R_{вх}$, МОм	f_1 , МГц	$P_{п}$, мВт
К140УД6А	± 15	± 12	(1000)	$70 \cdot 10^3$	± 10	2	3	84

Из условия $R_{ВН.И.С} \ll R1 \ll R_{ВХОВ}$ принимаем сопротивление резисторов $R1 = R2 = R3 = R = 10\text{кОм}$.

Для уменьшения токовой погрешности рассчитаем значение резистора $R4$ из выражения (4.7)

$$R4 = R1 \parallel R2 \parallel R3 = \frac{R1 \cdot R2 \cdot R3}{R1R2 + R2R3 + R1R3} = \frac{(10 \cdot 10^3)^3}{3 \cdot (10 \cdot 10^3)^2} = \frac{1 \cdot 10^{12}}{3 \cdot 10^8} = 3,3\text{кОм}.$$

К установке принимаем резистор $R4$ сопротивлением 3,3 кОм.

4.2.2 Задачи для самостоятельного решения

Задача 4.7. Построить схему сумматора, напряжение на выходе которого пропорционально сумме входных напряжений: $U_{ВХ.1} = 0,1\text{ В}$, $U_{ВХ.2} = 0,2\text{ В}$, $U_{ВХ.3} = 0,3\text{ В}$. Внутреннее сопротивление источников сигнала — 0,5 кОм. Максимальное напряжение на выходе сумматора — 6В.

Задача 4.8. Построить схему сумматора, напряжение на выходе которого пропорционально сумме входных напряжений: $U_{ВХ.1} = 5\text{ В}$, $U_{ВХ.2} = 3\text{ В}$, $U_{ВХ.3} = 7\text{ В}$, $U_{ВХ.4} = 8\text{ В}$. Внутреннее сопротивление источников сигнала — 0,1 кОм. Максимальное напряжение на выходе сумматора — 5В.

4.3 Интегратор

Интеграторы применяются во многих схемах, например, в генераторах пилообразного напряжения или в системах автоматического регулирования для интегрирования сигнала ошибки.

Работа интегратора (рис. 4.7) основана на том, что инвертирующий вход заземлён, согласно принципу виртуального замыкания. Через резистор $R1$ протекает входной ток $I_{ВХ}$, в тоже время для уравновешивания точки нулевого потенциала, конденсатор будет заряжаться током одинаковым по величине $I_{ВХ}$, но с противоположным знаком. В резуль-

тате на выходе интегратора будет формироваться напряжение, до которого конденсатор заряжается этим током. Входное сопротивление интегратора будет равно сопротивлению резистора R1, а выходное сопротивление будет определяться параметрами ОУ.

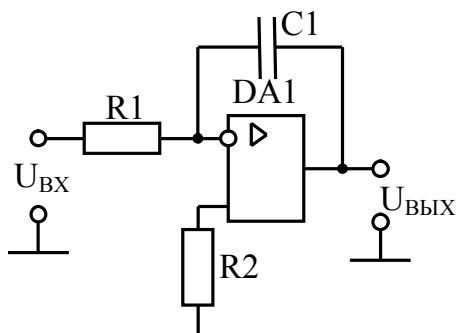


Рисунок 4.7 — Схема интегратора

Резистор R2 позволяет снизить входное напряжение смещения, за счёт снижения токового дрейфа на входах ОУ, величина $R2 = R1$.

Выходное напряжение интегратора равно

$$U_{ВЫХ} = -\frac{1}{R1C1} \int U_{ВХ} = -\frac{1}{\tau} \int U_{ВХ} =. \quad (4.12)$$

где τ — постоянная времени интегрирования.

Передаточная функция

$$K(p) = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{C1p}{R1} = \frac{1}{R1C1p} = \frac{1}{T1p}. \quad (4.13)$$

Частотные характеристики интегратора приведены в приложении А.

Основным недостатком интегратора на ОУ является явление дрейфа выходного напряжения. В основе данного явления лежит то, что конденсатор C1, кроме заряда входным током заряжается токами утечки и смещения ОУ. Последствием данного недостатка является появление напряжения смещения на выходе схемы, которое может привести к насыщению ОУ.

Пути устранения этого недостатка может быть применение ОУ с малым напряжением смещения, периодически разряжать конденсатор или шунтировать конденсатор $C1$ сопротивлением, причем $R_{\theta} C1 \gg R1C1$.

Конденсаторы, применяемые в интеграторах, должны иметь очень малый ток утечки и коэффициент температурной зависимости, особенно если частота интегрирования составляет единицы Гц .

4.4 Дифференциатор

Дифференциатор (рис. 4.8), выполняет функцию противоположную интегратору, то есть на выходе дифференциатора напряжение пропорционально скорости изменения входного напряжения. Дифференциатор находит широкое применение в активных фильтрах и схемах автоматического регулирования.

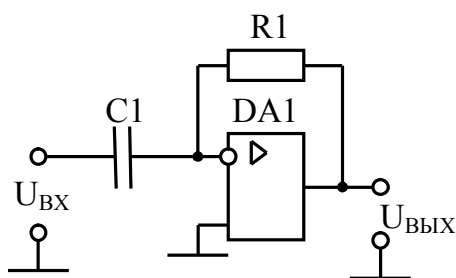


Рисунок 4.8 — Схема дифференциатора

Для дифференцирования сигналов применяют дифференциатор на ОУ, состоящий из операционного усилителя DA1, конденсатора $C1$ и резистора $R1$.

При поступлении сигнала на вход дифференциатора конденсатор $C1$ начинает заряжаться током $I_{ВХ}$, за счёт принципа виртуального замыкания ток такой же величины будет протекать и через резистор $R1$. В результате на выходе ОУ будет формироваться напряжение пропорционально скорости изменения входного напряжения.

Выходное напряжение дифференциатора равно

$$U_{ВЫХ} = -R1C1 \frac{dU_{ВХ}}{dt} = -\tau \frac{dU_{ВХ}}{dt}. \quad (4.14)$$

где τ — постоянная времени дифференцирования.

Передаточная функция

$$K(p) = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{R1}{\frac{1}{C1p}} = R1C1p = T1p. \quad (4.15)$$

Частотные характеристики дифференциатора приведены в приложении А.

Основной недостаток дифференциатора на ОУ состоит в том, что на высоких частотах коэффициент усиления больше, чем на низких частотах. Поэтому на высоких частотах происходит значительное усиление собственных шумов компонентов схемы (резисторов, активных элементов), кроме того, за счет индуктивности проводников и емкостей монтажа возможно возбуждение дифференциатора на высоких частотах.

Исправить данный недостаток можно включением последовательно с конденсатором дополнительного резистора, причем $R_д C1 \ll R1 C1$.

4.5 Логарифмирующий усилитель

В основе логарифмического усилителя лежит зависимость тока, протекающего через $p-n$ -переход полупроводникового прибора, от напряжения на этом переходе. Простейшим прибором, который имеет $p-n$ -переход, является полупроводниковый диод, у которого значение тока протекающего через $p-n$ -переход имеет следующий вид

$$I = I_{ОБР} \cdot \left(e^{\frac{qU}{kT}} - 1 \right), \quad (4.16)$$

где $I_{ОБР}$ — обратный ток насыщения диода;

q — заряд электрона ($q \approx 1,6 \cdot 10^{-19}$), Кл;

U — напряжение на диоде, В;

k — постоянная Больцмана ($k \approx 1,38 \cdot 10^{-23}$), Дж/К;

T — абсолютная температура, $^{\circ}K$.

Логарифмирующий усилитель (рис. 4.9) позволяет получить выходное напряжение, пропорциональное натуральному логарифму входного напряжения. Полярность входного сигнала должна обеспечивать прямое напряжение на диоде в цепи обратной связи.

Используя уравнение ВАХ диода и учитывая, что $U_{VD} = U_{ВЫХ}$, можно получить

$$U_{ВЫХ} = -2,3\varphi_T \ln\left(\frac{U_{ВХ}}{I_0 \cdot R1}\right), \quad (4.17)$$

где φ_T — температурный потенциал;

I_0 — тепловой ток диода.

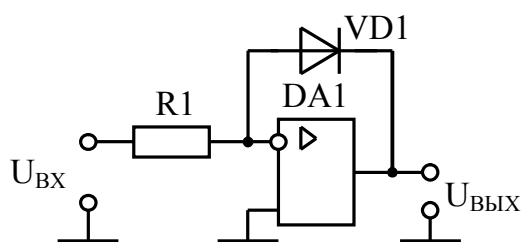


Рисунок 4.9 — Схема логарифмирующего усилителя

Еще одна схема логарифмирующего усилителя представлена на рисунке 4.10. В ней нелинейный элемент в обратной связи — диод VD1 (рис. 4.9) заменен транзистором VT1, включенным по схеме с общей базой.

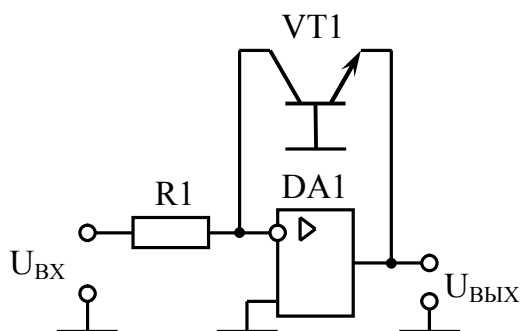


Рисунок 4.10 — Схема логарифмирующего усилителя с VT

Выходное напряжение данной схемы равно

$$U_{ВЫХ} = -\frac{kT}{q} \ln\left(\frac{U_{ВХ}}{R1 \cdot I_{КБО}}\right), \quad (4.18)$$

где k — постоянная Больцмана;

T — абсолютная температура, $^{\circ}K$;

q — заряд электрона;

$I_{КБО}$ — обратный ток коллектор–база.

Логарифмические усилители формируют на выходе напряжение только одной полярности. Так, для схем, рассмотренных ранее, при положительном входном напряжении на выходе схемы формируется отрицательное напряжение. Для получения положительного выходного напряжения при отрицательном входном, диод в схеме на рисунке 4.9 необходимо включить в обратном направлении, а для схемы, изображенной на рисунке 4.10, применить транзистор другой проводимости.

4.6 Антилогарифмирующий усилитель

Антилогарифмирующим — называется усилитель, выходное напряжение которого пропорционально экспоненциальной функции от его входного напряжения.

Для реализации экспоненциальной зависимости между выходным и входным напряжениями в рассмотренных выше схемах достаточно поменять местами полупроводниковый прибор и резистор (риу. 4.11 и 4.12).

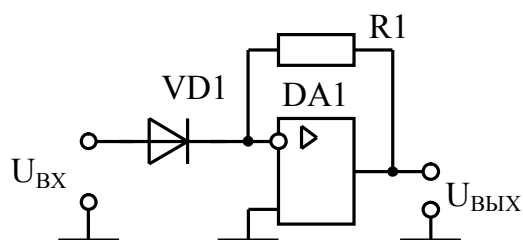


Рисунок 4.11 — Схема антилогарифмирующего усилителя

Как и в случае с логарифмирующим усилителем, антилогарифмирующий усилитель, выполненный на диоде, встречается реже, чем антилогарифмирующий усилитель, выполненный на транзисторе, вследствие своей не стабильности по температуре.

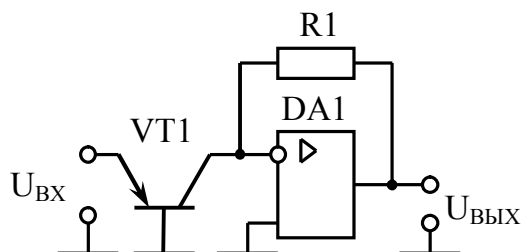


Рисунок 4.12 — Схема антилогарифмирующего усилителя с VT

Выражения, связывающие входное и выходное напряжения для приведенных схем, имеют вид, соответственно

$$U_{ВЫХ} = -R1 \cdot I_0 \exp\left(\frac{U_{ВХ}}{2,3\varphi_T}\right), \quad (4.19)$$

где φ_T — температурный потенциал;

I_0 — тепловой ток диода.

$$U_{ВЫХ} = -R1 \cdot I_{КБО} \exp\left(\frac{q \cdot U_{ВХ}}{kT}\right), \quad (4.20)$$

где k — постоянная Больцмана;

T — абсолютная температура, $^{\circ}K$;

q — заряд электрона;

$I_{КБО}$ — обратный ток коллектор–база.

В схемах антилогарифмических усилителей также predetermined получение выходного напряжения только одной полярности. Так, в устройствах на рисунках 4.11 и 4.12 при положительном входном напряжении на выходе формируется отрицательное напряжение, связанное соотношениями (4.19) или (4.20). Для изменения полярностей входных и выходных сигналов в схеме на рисунке 4.11 диод должен быть включен в обратном направлении, а в схеме на рисунке 4.12 — необходимо использовать транзистор с другим типом проводимости.

Операционные усилители для логарифмических схем должны иметь полевые транзисторы на входе, так как величина входных напряжений и токов смещения должна быть минимальна. Для экспоненциальных же усилителей допустимо использовать ОУ общего применения с небольшими смещениями на входе.

Довольно часто последовательно с резисторами в схемах усилителей применяют термисторы с ТКС примерно равным $0,3 \text{ \%}/^{\circ}C$, для компенсации температурных изменений.

4.7 Генераторы гармонических колебаний

Генератором называется устройство, которое преобразует энергию источника питания в энергию переменного тока заданной частоты и формы. Генераторами гармонических колебаний называют генераторы,

производящие колебания синусоидальной формы. В общем случае генератор является усилителем, охваченным положительной частотно-зависимой обратной связью (ПОС). Существуют два условия возникновения колебаний в генераторе:

– условие фазы:

$$\varphi_K + \varphi_\beta = 2 \cdot \pi \cdot n \quad (4.21)$$

где φ_K , φ_β — углы сдвига фазы усилителя и цепи положительной обратной связи, рад;

n — любое целое число (0, 1, 2, ...).

– условие амплитуды:

$$\beta \cdot K \geq 1 \quad (4.22)$$

где K — коэффициент усиления усилителя;

β — коэффициент передачи цепи положительной обратной связи.

В зависимости от типа элементов, используемых в цепи ПОС, генераторы делятся на LC и RC-генераторы. В LC-генераторе для возникновения колебаний используют LC — контур с высокой добротностью. Усилитель в этом случае служит для усиления напряжения, снимаемого с контура, и подачи энергии в контур. Рассмотрим схему LC-генератора, приведенную на рисунке 4.13.

Схема содержит операционный усилитель DA1, резисторы R1 и R2 для задания коэффициента усиления операционного усилителя по напряжению, резистор R3 для задания тока в LC-контуре и соответственно колебательный контур L1, C1.

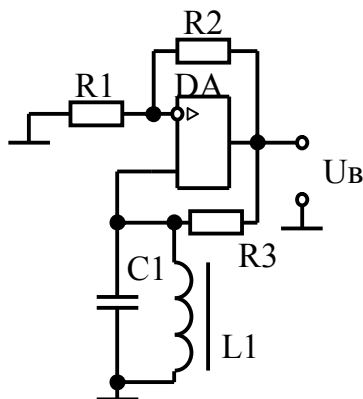


Рисунок 4.13 — Схема генератора гармонических колебаний с LC-контуром

Генератор работает таким образом. В момент подачи напряжения питания, на выходе ОУ возникает скачек напряжения, который через резистор R3 возбуждает колебательный контур LC1. Возникающие колебания поступают на неинвертирующий вход ОУ и усиливаются с заданным коэффициентом усиления (соотношение резисторов R1 и R2) усилителем DA1. Известно, что на резонансной частоте контур имеет чисто активное сопротивление, которое называют эквивалентным:

$$Z_{\text{ЭКВ}} = \frac{L_K}{C_K \cdot r_L} \quad (4.23)$$

где L_K — индуктивность катушки индуктивности, Гн;

C_K — емкость конденсатора, Ф;

r_L — активное сопротивление катушки индуктивности, Ом.

Таким образом, условие фазы соблюдено, поскольку сдвиг по фазе в резистивной цепи равен нулю. Условие амплитуды соблюдается за счет выбора коэффициента усиления ОУ.

$$K = \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R2}{R1} \quad (4.24)$$

Коэффициент передачи цепи ПОС можно рассчитать по формуле

$$\beta = \frac{Z_{\text{ЭКВ}}}{R3 + Z_{\text{ЭКВ}}} \quad (4.25)$$

Частоту генерации гармонических колебаний можно рассчитать по формуле

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (4.26)$$

Резистор R1, как правило, выбирают на порядок меньше, чем входное сопротивление операционного усилителя (справочное значение). Конденсатор C1 — выбирают как минимум на порядок больше входной емкости ОУ (справочное значение). Также необходимо выполнить условие, описанное следующим выражением:

$$I_{\text{ВЫХМАХ ОУ}} \geq I_{\text{ООС}} + I_{\text{ПОС}} + I_{\text{Н}} \quad (4.27)$$

где $I_{ВЫХМАХ ОУ}$ — предельный эксплуатационный ток выхода ОУ;
 $I_{ООС}$ — ток, потребляемый цепью отрицательной обратной связи, мА;
 $I_{ПОС}$ — ток потребляемый цепью положительной обратной связи, мА;
 I_H — ток, потребляемый нагрузкой, мА.

Схемы электрические принципиальные RC-генераторов приведены на рисунках 4.14–4.16.

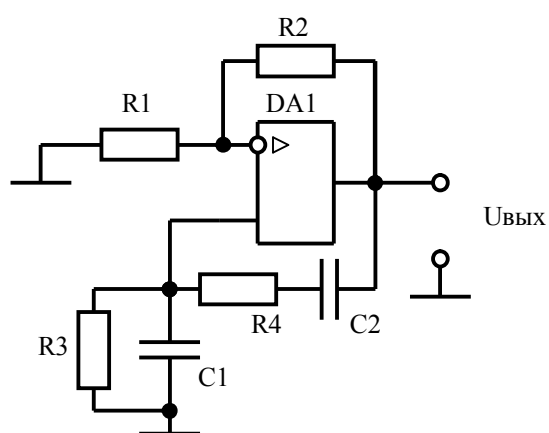


Рисунок 4.14 — Схема генератора гармонических колебаний с мостом Вина

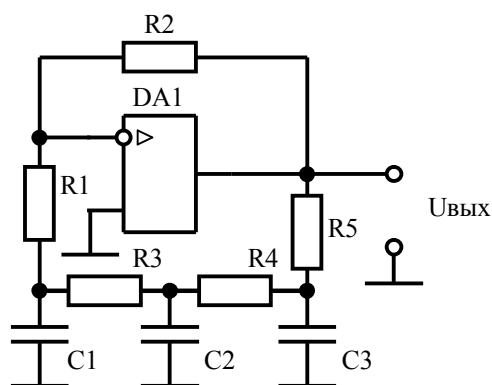


Рисунок 4.15 — Схема генератора гармонических колебаний с C-параллелью

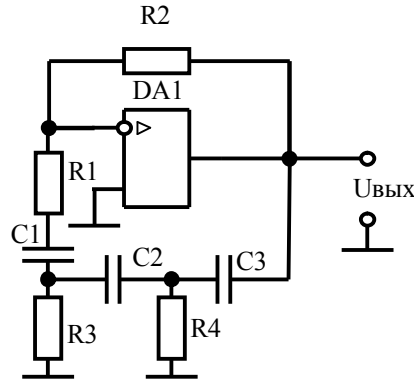


Рисунок 4.16 — Схема генератора гармонических колебаний с R-параллелью

В схеме на рисунке 4.14, резисторы R1 и R2 задают коэффициент усиления ОУ, который должен быть равен 3, по формуле 3.68 можно рассчитать один из резисторов. Резисторы R3, R4 и конденсаторы C1, C2 образуют частотно зависимую ПОС, причем для упрощения расчетов резисторы и конденсаторы выбираются равными между собой (в своей группе). Частоту колебаний можно рассчитать по формуле:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R3 \cdot C1} \quad (4.28)$$

В схемах, изображенных на рисунках 4.15, и 4.16, коэффициент усиления, равен 29, и его можно рассчитать по формуле

$$K = \frac{1}{\beta} = \frac{R2}{R1} \quad (4.29)$$

Резисторы и конденсаторы цепи ПОС выбирают одинаковыми. При этом частоты генерации определяются по формулам 4.30 и 4.31 для схем 4.15 и 4.16 соответственно.

$$f = \frac{\sqrt{6}}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \quad (4.30)$$

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C \cdot \sqrt{6}} \quad (4.31)$$

Цепи автоматической регулировки усиления (АРУ) вводят в схемы для изменения коэффициента усиления усилителя, входящего в состав генератора, в зависимости от величины его выходных параметров. Иными словами, цепь АРУ стабилизирует либо частоту, либо амплитуду-

ду выходного напряжения генератора, либо и то и другое одновременное. АРУ подразделяются на линейные и нелинейные. Нелинейные АРУ работают на принципе ограничения сигнала и применяются редко, поскольку вносят искажения в выходной сигнал. Линейные АРУ регулируют коэффициент усиления усилителя в зависимости от изменения выходных параметров.

4.7.1 Примеры расчета

Пример 4.3. Рассчитать схему генератора гармонических колебаний с мостом Вина для которого: $R_H = 10\text{кОм}$, $U_{\text{ВЫХm}} = 9\text{В}$, $f_{\text{ВЫХ}} = 20\text{кГц}$.

Решение. Схема электрическая принципиальная генератора синусоидальных колебаний приведена на рисунке 4.14. Зная, что сдвиг фазы моста Вина равен нулю и с учетом условия фазы (4.21), схема генератора построена на неинвертирующем усилителе.

Рассчитаем максимальный ток нагрузки:

$$I_{\text{нm}} = \frac{U_{\text{нm}}}{R_H} = \frac{9}{10 \cdot 10^3} = 0.9 \cdot 10^{-3} \text{ А.}$$

По максимальным параметрам тока и напряжения нагрузки, выбираем операционный усилитель DA1 — К140УД8А, с параметрами: $U_{\text{ВЫХm}} = 10\text{В}$; $I_{\text{ВЫХm}} = 5\text{мА}$; $f_1 = 1\text{МГц}$; $R_{\text{ВХ}} = 100\text{кОм}$; $C_{\text{ВХ}} = 30\text{пФ}$; $K_U = 50000$.

Исходя из входных параметров операционного усилителя, зададимся значениями резисторов R1 и конденсатора C1(C2) из условий:

$$R1 \ll R_{\text{ВХ}},$$

$$C1 = C2 \gg C_{\text{ВХ}}.$$

Исходя из заданных условий, примем $R1 = 10\text{кОм}$, $C1 = C2 = 3\text{нФ}$.

Определим значение резисторов R3 и R4:

$$R3 = R4 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{\text{вых}} \cdot C1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^{-9}} = 3316 \text{ Ом.}$$

Принимаем значение резисторов, приведенное к ряду E24–3.3кОм.

Зная, что коэффициент передачи моста Вина равен 1/3, из условия амплитуды, определим значение коэффициента усиления усилителя:

$$K_U = \frac{1}{\beta} = 3.$$

Определим значение резистора R2:

$$R2 = (K_U - 1) \cdot R1 = (3 - 1) \cdot 10 \cdot 10^3 = 20 \text{ кОм}.$$

Для проверки максимальных нагрузочных параметров найдем значение тока выхода операционного усилителя.

$$\begin{aligned} I_{\text{ВЫХ.м.ОУ}} &= I_{\text{Н.м}} + I_{\text{ПОС}} + I_{\text{ООС}} = \frac{U_{\text{Н.м}}}{R_{\text{Н}}} + \frac{U_{\text{Н.м}}}{R3 + R4} + \frac{U_{\text{Н.м}}}{R1 + R2} = \\ &= \frac{9}{10000} + \frac{9}{3300 + 3300} + \frac{9}{20000 + 10000} = 2,05 \text{ мА}. \end{aligned}$$

Данное значение меньше максимального допустимого справочного значения для выбранного операционного усилителя.

Пример 4.4. Рассчитать схему генератора гармонических колебаний с LC-контуром для которого: $R_{\text{Н}} = 11 \text{ кОм}$, $U_{\text{ВЫХм}} = 10 \text{ В}$, $f_{\text{ВЫХ}} = 19 \text{ кГц}$.

Решение. Схема электрическая принципиальная генератора синусоидальных колебаний приведена на рисунке 4.13. Зная, что сдвиг фазы колебательного контура равен нулю и с учетом условия фазы (4.21), схема генератора построена на неинвертирующем усилителе.

Схема генератора синусоидальных колебаний с LC-контуром содержит операционный усилитель DA1, резисторы R1 и R2, для задания коэффициента усиления операционного усилителя по напряжению, резистор R3 для задания тока в LC-контуре и соответственно колебательный контур L1, C1.

Рассчитаем ток нагрузки

$$I_{\text{Н.м}} = \frac{U_{\text{Н.м}}}{R_{\text{Н}}} = \frac{10}{11 \cdot 10^3} = 0,91 \text{ мА}.$$

Зная параметры нагрузки, зададимся токами ПОС и ООС $I_{\text{ПОС}} = I_{\text{ООС}} \approx I_{\text{Н.м}}$ и с учетом выражения (4.27) определим приблизительный выходной ток операционного усилителя $I_{\text{ВЫХМАХ ОУ}} \geq 3 \text{ мА}$.

Согласно исходным данным выберем операционный усилитель К140УД1Б с параметрами: $U_{\Pi} = \pm 15\text{В}$; $U_{\text{вых м}} = \pm 12\text{В}$, $I_{\text{вых м}} = 5\text{мА}$, $K_U = 10000$; $U_{\text{вх м}} = \pm 10\text{В}$, $R_{\text{вх}} = 200\text{кОм}$, $C_{\text{вх}} = 38\text{пФ}$, $f_1 = 1\text{МГц}$, $P_{\Pi} = 84\text{мВт}$.

Емкость конденсатора С1 должна быть много больше, чем входная емкость операционного усилителя. Для исключения влияния $C_{\text{вх}}$ зададимся значением конденсатора С1 хотя бы на порядок больше чем входная емкость ОУ. (примем С1 – 0,39нФ).

Рассчитаем индуктивность катушки L1 из выражения (4.26):

$$L1 = \frac{1}{4 \cdot (\pi \cdot f)^2 \cdot C1} = \frac{1}{4 \cdot (\pi \cdot 19 \cdot 10^3)^2 \cdot 0.39 \cdot 10^{-9}} = 179,9 \text{ мГн.}$$

Волновое сопротивление колебательного контура определим по формуле:

$$\rho = \sqrt{\frac{L1}{C1}} = \sqrt{\frac{179,9 \cdot 10^{-3}}{0,39 \cdot 10^{-9}}} = 21,478 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Добротность контура примем $Q = 10$. (Для генераторов гармонических колебаний $Q \geq 10$).

Сопротивление резистора R3 рассчитаем с учетом добротности:

$$R3 = \frac{\rho}{Q} = \frac{21,478 \cdot 10^3}{10} = 2,148 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Принимаем к установке резистор R3 — 2 кОм.

Ток, потребляемый цепью положительной обратной связи, определим по формуле:

$$I_{\text{ПОС}} = \frac{U_{\text{Н.м}}}{R3 + \rho} = \frac{10}{(2 + 21,478) \cdot 10^3} = 0,426 \text{ мА.}$$

Для уменьшения влияния разности входных токов, резистор R1 принимаем на порядок меньше входного сопротивления ОУ, то есть $R1 = 20\text{кОм}$.

Коэффициент передачи цепи ПОС рассчитаем по формуле (4.25):

$$\beta = \frac{\rho}{R3 + \rho} = \frac{21,478 \cdot 10^3}{(2 + 21,478) \cdot 10^3} = 0,915.$$

Условие амплитуды соблюдается за счет выбора коэффициента усиления неинвертирующего усилителя.

$$K = \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R2}{R1} = \frac{1}{0,915} = 1,09.$$

Отсюда:

$$R2 = R1 \cdot (K - 1) = 20 \cdot 10^3 (1,09 - 1) = 1,8 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Ток, потребляемый цепью отрицательной обратной связи определим по формуле:

$$I_{OOC} = \frac{U_{H.m}}{R1 + R2} = \frac{10}{(20 + 1,8) \cdot 10^3} = 0,459 \text{ мА.}$$

Проверяем условие (4.27):

$$I_{ВЫХМАХ ОУ} \geq I_{OOC} + I_{ПОС} + I_H$$

$$5 \cdot 10^{-3} \text{ А} \geq 0,459 \cdot 10^{-3} + 0,426 \cdot 10^{-3} + 0,91 \cdot 10^{-3} = 1,795 \cdot 10^{-3} \text{ А}$$

Что удовлетворяет условию.

Пример 4.5. Рассчитать схему генератора гармонических колебаний с R || для которого: $R_H = 12 \text{ кОм}$, $U_{ВЫХm} = 10 \text{ В}$, $f_{ВЫХ} = 23 \text{ кГц}$.

Решение. Схема электрическая принципиальная генератора синусоидальных колебаний приведена на рисунке 4.16. Временязадающая цепочка «R ||» сдвигает фазу на 180° поэтому, для выполнения условия фазы в схеме применен инвертирующий усилитель на ОУ.

Рассчитаем максимальный ток нагрузки

$$I_{H.m} = \frac{U_{H.m}}{R_H} = \frac{10}{12 \cdot 10^3} = 0,83 \cdot 10^{-3} \text{ А.}$$

По максимальным параметрам тока и напряжения нагрузки, выбираем операционный усилитель DA1 — К140УД8А, С параметрами: $U_{\Pi} = \pm 15 \text{ В}$; $U_{ВЫХ m} = \pm 10 \text{ В}$, $I_{ВЫХ m} = 5 \text{ мА}$, $K_U = 50000$; $U_{ВХ m} = \pm 10 \text{ В}$, $R_{ВХ} = 100 \text{ кОм}$, $C_{ВХ} = 30 \text{ пФ}$, $f_1 = 1 \text{ МГц}$, $P_{\Pi} = 150 \text{ мВт}$.

Исходя из входных параметров операционного усилителя, зададимся значениями резистора R1.

$$R1 \ll R_{ВХ.ОУ} = 10 \text{ кОм.}$$

Время задающая цепочка «R ||» имеет коэффициент передачи $\beta = 1/29$. В схеме, изображенной на рисунке 4.16, резисторы R1 и R2 задают коэффициент усиления инвертирующего усилителя на ОУ. Из условия амплитуды рассчитаем значение резистора R2.

$$K_{U.OC} = \frac{1}{\beta} = \frac{R2}{R1} \Rightarrow R2 = K_{U.OC} \cdot R1 = 29 \cdot 10 \cdot 10^3 = 290 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Резисторы R1, R3, R4, а также конденсаторы C1, C2 и C3 образуют частотно зависимую ПОС, причем для упрощения расчетов резисторы и конденсаторы выбираются равными между собой. Отсюда $R1 = R3 = R4 = 10 \text{ кОм}$, $C1 = C2 = C3$.

Из выражения (4.31) определим значение конденсаторов C1–C3:

$$C1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R1 \cdot f \cdot \sqrt{6}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 23 \cdot 10^3 \cdot \sqrt{6}} = 0,28 \cdot 10^{-9} \text{ Ф.}$$

Приведем значения конденсаторов C1–C3 к стандартному ряду E24. Выбираем $C1 = C2 = C3 = 270 \text{ пФ}$.

4.7.2 Задачи для самостоятельного решения

Задача 4.9. Рассчитать схему генератора сигналов согласно своему варианту (см. таблицу 4.2). Постройте временные диаграммы сигналов в схеме.

Таблица 4.2 — Варианты заданий

№	Схема	R_H , кОм	$f_{ВЫХ}$, кГц	$U_{ВЫХm}$, В
1	ГСК В	10	25	9
2	ГСК LC	11	24	10
3	ГСК R	12	23	12
4	ГСК С	13	22	6.3
5	ГСК В	14	21	8
6	ГСК LC	15	20	12
7	ГСК R	16	19	9
8	ГСК С	17	18	10
9	ГСК В	18	17	6
10	ГСК LC	19	16	7
11	ГСК R	20	15	5
12	ГСК С	21	14	12
13	ГСК В	22	13	9

Продолжение таблицы 4.2

№	Схема	R_H , кОм	$f_{ВЫХ}$, кГц	$U_{ВЫХm}$, В
14	ГСК LC	23	12	6.3
15	ГСК R	24	11	7
16	ГСК C	25	10	10
17	ГСК В	26	9	5
18	ГСК LC	27	8	6.3
19	ГСК R	28	7	12
20	ГСК C	29	6	9
21	ГСК В	30	5	10
22	ГСК LC	31	4	12
23	ГСК R	32	3	6.3
24	ГСК C	33	2	8
25	ГСК В	34	1	12

Примечание: ГСК В — генератор синусоидальных колебаний с мостом Вина; СК LC — генератор синусоидальных колебаний с LC-контуром; ГСК R || — генератор синусоидальных колебаний с дифференцирующей цепью обратной связи; ГСК C || — генератор синусоидальных колебаний с интегрирующей цепью обратной связи;

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Таблица частотных характеристик простых звеньев

Передаточная функция	ЛАЧХ	ЛФЧХ
Пропорциональное звено $K(p) = K_0$		
Интегрирующее звено $K(p) = \frac{1}{(Tp + 1)}$		
Дифференцирующее звено $K(p) = \frac{Tp}{(Tp + 1)}$		
Дифференциатор $K(p) = Tp$		
Интегратор $K(p) = \frac{1}{Tp}$		

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Таблица множителей рядов пассивных компонентов

Ряд	Множитель									
E12	1,0	2,2	3,3	4,7	5,6	6,8				8,2
	1,2	2,7	3,9							
	1,5									
	1,8									
E24	1,0	2,0	3,0	4,3	5,1	6,2	7,5	8,2	9,1	
	1,1	2,2	3,3	4,7	5,6	6,8				
	1,2	2,4	3,6							
	1,3	2,7	3,9							
	1,5									
	1,6									
	1,8									
E48	1,00	2,05	3,01	4,02	5,11	6,19	7,15	8,25	9,09	
	1,05	2,15	3,16	4,22	5,36	6,49	7,50	8,66	9,53	
	1,10	2,26	3,32	4,42	5,62	6,81	7,87			
	1,15	2,37	3,48	4,64	5,90					
	1,21	2,49	3,65	4,87						
	1,27	2,61	3,83							
	1,33	2,74								
	1,40	2,87								
	1,47									
	1,54									
	1,62									
	1,69									
	1,78									
	1,87									
1,96										

ПРИЛОЖЕНИЕ В

Таблица основных параметров операционных усилителей

Тип ОУ	$U_{п}, В$	$U_{вых м}, В$	$I_{вых м}, МА$ ($R_{н мин}, Ом$)	K_U	$U_{вх м}, В$	$R_{вх}, МОм$	$f_1, МГц$	$P_{п}, мВт$
К140УД1Б	± 15	± 12	5	$10 \cdot 10^3$	± 10	200	1	84
К140УД6А	± 15	± 12	(1000)	$70 \cdot 10^3$	± 10	2	3	84
К140УД7А	± 15	$\pm 10,5$	(2000)	$50 \cdot 10^3$	± 5	0,4	0,8	84
К140УД8А	± 15	± 10	5	$50 \cdot 10^3$	± 10	0,1	1	150
К140УД8Б	± 15	± 10	(2000)	$20 \cdot 10^3$	± 10	0,1	1	150
К140УД11	± 15	± 12	6	$50 \cdot 10^3$	± 5	0,1	300	240
К140УД12	± 3	± 2	3	$25 \cdot 10^3$	± 2	0,05	2	0,12
К140УД17	± 15	± 10	6	$3 \cdot 10^3$	± 5	0,1	10	150
140УД24	± 5	$\pm 4,7$	(10000)	$1 \cdot 10^6$	± 2	200	0,8	—
К140УД25	± 15	± 12	6	$3 \cdot 10^3$	± 5	0,1	10	150
К140УД27	± 15	± 12	10	$10 \cdot 10^3$	± 5	0,1	1	140
К544УД1А	± 15	± 10	(2000)	$120 \cdot 10^3$	± 10	100	1	150
К544УД2А	± 15	± 10	(2000)	$20 \cdot 10^3$	± 10	100	500	210
К553УД1Б	± 15	± 10	(2000)	$25 \cdot 10^3$	± 5	25	15	54
К553УД2	± 15	± 10	(2000)	$20 \cdot 10^3$	± 5	0,3	20	90
AD8031	+2,7;+5; ± 5	4,98	15	$10 \cdot 10^3$	$\pm 5,5$	0,28	80	1300
LM101А	± 22	± 14	16	31622	± 15	2	1	300
LM301	± 18	± 14	16	31622	± 15	2	1	300
LM218	± 20	± 13	16	300000	± 13	3	15	500
LM318	± 20	± 13	16	300000	± 13	3	15	500
МС1436	± 34	± 22	(1000)	300000	± 25	10	23	146
МС34080	± 15	$\pm 14,7$	16	100000	± 13	$1 \cdot 10^6$	16	146
МАХ406	± 12	11,95	0,25	10000	$\pm 12,3$	$1 \cdot 10^{12}$	0,04	727

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Изьюрова Г. И. Расчет электронных схем. Примеры и задачи : учеб. пособие для вузов по спец. электрон. техники. / Г. И. Изьюрова, Г. В. Королев, В. А. Терехов, и др. — М. : Высш. шк., 1987. — 335 с.; ил.
2. Королев Г. В. Электронные устройства автоматики : учеб. пособие / Г. В. Королев. — 2-е изд., перераб. и доп.— М. : Высш. шк., 1991. — 256 с.; ил.
3. Гусев В. Г. Электроника / В. Г. Гусев, Ю. М. Гусев. — 2-е изд., перераб. и доп. — М. : Высш. шк., 1991. — 622 с. : ил.
4. Титце У. Полупроводниковая схемотехника. Справочное руководство : пер. с нем. / У. Титце, К. Шенк. — М. : Мир, 1982. — 512 с.: ил.
5. Манаев Е. И. Основы радиоэлектроники / Е. И. Манаев. — 3-е изд., перераб. и доп. — М. : Радио и связь, 1990. — 512 с. : ил.
6. Быстров Ю. Г. Электронные цепи и устройства : учебн. пособие для электротех. и энерг. вузов. / Ю. Г. Быстров, И. Г. Мироненко. — М. : Высш. Школа, 1989. — 287 с. : ил.

УЧЕБНОЕ ИЗДАНИЕ

Р. Н. Погорелов, Н. В. Гонтовая

ЭЛЕКТРОНИКА И СХЕМОТЕХНИКА

Учебное пособие

В авторской редакции

Художественное оформление обложки

Н. В. Чернышова

Заказ № 123. Формат 60x84 ¹/₁₆.

Бумага офс. Печать RISO

Усл. печат. л. 7,8 Уч.-изд. л. 6,7

Издательство не несет ответственность за содержание
материала, предоставленного автором к печати.

Издатель и изготовитель:

ГОУ ВО ЛНР «ДонГТИ»

пр. Ленина, 16, г. Алчевск, ЛНР, 94204

(ИЗДАТЕЛЬСКО-ПОЛИГРАФИЧЕСКИЙ ЦЕНТР, ауд. 2113, т/факс 2-58-59)

Свидетельство о государственной регистрации издателя, изготовителя
и распространителя средства массовой информации

МИ-СР ИД 000055 от 05.02.2016