	Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Башкирский государственный аграрный университет»	Методические указания к практическим занятиям по дисциплине
		Б1.О.23 Электротехника и электроника

Кафедра электрических машин и
электрооборудования

Б1.О.23 ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА

Методические указания
к практическим занятиям и
самостоятельной работе обучающихся по дисциплине
ч.2 Электроника

Направление подготовки
13.03.01 Теплоэнергетика и теплотехника

Профиль подготовки
Энергообеспечение предприятий

Квалификация выпускника
бакалавр

Уфа 2024

Рассмотрена и одобрена на заседании методической комиссии энергетического факультета «21» марта 2024 г. (протокол № 7).

Составитель: канд. техн. наук, доцент Кафиев И.Р.

Рецензент: доцент кафедры теплоэнергетики и физики
канд. техн. наук, доцент Инсафуддинов С.З.

Ответственный за выпуск: и.о.зав. кафедрой электрических машин и электрооборудования канд. техн. наук Акчурин С.В.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	4
1 Практическое занятие № 6 Расчет электронных схем методом нагру- зочных линий	5
2 Практическое занятие № 7 Расчет типовых схем транзисторных усилительных каскадов	7
3 Практическое занятие № 8 Расчет электронных схем на операционных усилителях	15
4 Практическое занятие № 9 Расчет RC – генераторов синусоидальных колебаний	24
5 Практическое занятие № 10 Расчет однофазных выпрямителей	32
6 Практическое занятие № 11 Расчет стабилизаторов напряжения постоянного тока	38
7 Практическое занятие № 12 Расчет и синтез цифровых схем	44
8 Методические рекомендации по организации СРО в соответствии с рабочей программой дисциплины	47
Библиографический список	49

ВВЕДЕНИЕ

Методические указания к практическим занятиям по дисциплине Б1.О.23 «Электротехника и электроника» призваны способствовать освоению рабочей программы по указанной дисциплине.

Структура методических указаний включает девять разделов, восемь из которых отражают содержание соответствующего практического занятия. Тематика практических занятий полностью соответствует содержанию рабочей программы дисциплины Б1.О.23 «Электротехника и электроника» для подготовки бакалавров по направлению: Направление подготовки 13.03.01 Теплоэнергетика и теплотехника профилю подготовки «Энергообеспечение предприятий».

Раздел 8 включает методические рекомендации по организации СРО по данной дисциплине в соответствии с рабочей программой.

Содержание методических указаний направлено на углубленное изучение обучающимися наиболее важных разделов теоретического курса и включает методические рекомендации, примеры решения типовых задач, необходимые нормативные, информационные и справочные данные, а также вопросы для самоконтроля.

1 ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ № 6

РАСЧЕТ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ МЕТОДОМ НАГРУЗОЧНЫХ ЛИНИЙ

Цель занятия: получить практические навыки в расчете электронных схем методом нагрузочных линий.

Задание:

- 1) Изучить методику расчета электронных схем методом нагрузочных линий;
- 2) Решить примеры по расчету электронных схем методом нагрузочных линий.

1.1 Краткие теоретические сведения

Вольтамперные характеристики (ВАХ) элементов электронных схем отражают основные функциональные свойства элемента и ограничения его рабочих параметров [1]. Использование ВАХ в расчетах электронных схем (графо-аналитические методы расчетов) позволяет сделать расчет не только проще, но и наглядней, легко провести анализ тенденций изменения расчетного режима работы элемента от изменения собственных параметров и внешних воздействий. Одним из наиболее распространенных методов графо-аналитического расчета является метод нагрузочных линий.

Суть метода нагрузочных линий можно пояснить на следующем примере. Пусть имеется электрическая цепь, представленная на рисунке 1.1(а), состоящая из последовательно включенных в цепь постоянного напряжения E резистора R и нелинейного элемента (НЭ). При этом известна ВАХ этого НЭ – кривая 1 на рисунке 1.1(б). Закон Ома для рассматриваемой цепи имеет вид [2]

$$E = U_R + U_{НЭ} = IR + U_{НЭ}. \quad (1.1)$$

Резистор R – линейный элемент, уравнение его ВАХ – $I = U_R / R$, график представляет собой прямую, проходящую через центр координат. ВАХ НЭ не описана аналитически, поэтому невозможно найти силу тока в цепи I непосредственно из приведенного выше уравнения.

Можно рассматривать R , как нагрузку НЭ и построить график зависимости тока I через R (одинакового для R и НЭ) от напряжения на НЭ – $U_{НЭ}$ – эта линия (в данном случае – прямая) и называется нагрузочной линией (НЛ). Одна точка НЛ соответствует воображаемому случаю, когда все напряжение E приложено к R (воображаемое к.з. в НЭ, $U_{НЭ} = 0$), при этом ток максимален и равен [2]

$$I_M = E / R.$$

Вторая точка НЛ соответствует воображаемому случаю, когда ток в цепи равен нулю (воображаемый обрыв внутри НЭ), при этом падение напряжения на R так же равно нулю, а $U_{НЭ} = E$. Очевидно, что все промежуточные точки искомого графика лежат на прямой, соединяющей эти точки – линия 2 на рисунке 1.1, б. Поскольку ток через R и НЭ один и тот же, его величина будет однозначно определяться точкой пересечения линий 1 и 2 (ВАХ НЭ и нагрузочной прямой резистора) – эта точка называется рабочей точкой (РТ) НЭ.

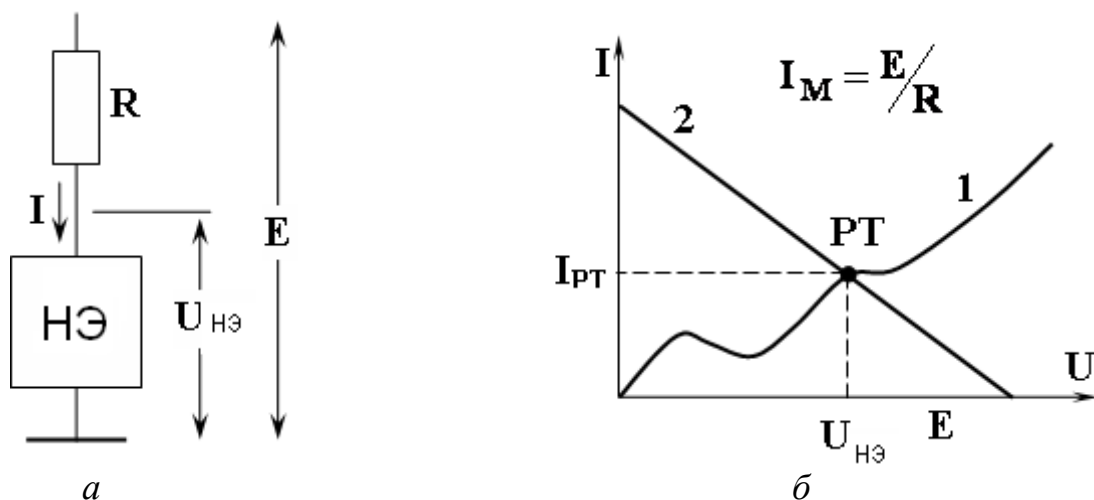


Рисунок 1.1 Электрическая цепь с нелинейным элементом: а – схема; б - ВАХ НЭ и нагрузочная прямая

1.2 Пример решения задачи

Для схемы, приведенной на рисунке 1.1, а, рассчитать мощности, рассеиваемые на резисторе P_R и на НЭ $P_{HЭ}$ и общую мощность, отбираемую от источника питания P , если $I_M = 10$ мА, $E = 10$ В, а координаты PT 7 В; 4 мА.

Уравнение анализируемой цепи (закон Ома для полной цепи)

$$E = U_R + U_{HЭ} = I R + U_{HЭ}.$$

Согласно условиям задачи и ВАХ НЭ (рисунок 1.1) $U_{HЭ} = 7$ В, следовательно $U_R = E - U_{HЭ} = 10 - 7 = 3$ В. Сила тока, протекающего через R и НЭ $I = 4$ мА. Таким образом, искомые мощности равны

$$P_R = U_R I = 3 \times 4 = 12 \text{ мВт},$$

$$P_{HЭ} = U_{HЭ} I = 7 \times 4 = 28 \text{ мВт},$$

$$P = E I = 10 \times 4 = 40 \text{ мВт} = P_R + P_{HЭ}.$$

1.3 Типовые задачи для решения на практическом занятии

Задача 1.3.1 Устройство, аналогичное НЭ (рисунок 1.1), имеет ВАХ в форме ломаной линии, проходящей через следующие точки: (0 В; 0 мА), (2 В; 2 мА), (4 В; 10 мА), (14 В; 15 мА). Данное устройство подключено к источнику постоянного напряжения $E = 10$ В через резистор R по схеме рисунка 1.1, а. Построить нагрузочную прямую и определить координаты PT . Значения сопротивления резистора R приведены в таблице 1.1.

Таблица 1.1 Варианты значений сопротивления резистора R

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8
R [кОм]	1,0	2,0	10,0	0,5	0,4	0,8	5,0	4,0

Задача 1.3.2 По координатам РТ, полученным при решении задачи 1.3.1 рассчитать мощности, рассеиваемые на резисторе R_R и на НЭ – $P_{НЭ}$ и общую мощность P , отбираемую от источника питания.

Задача 1.3.3 Используя исходные данные задачи 1.3.1 изобразить нагрузочные прямые и РТ, соответствующие изменению сопротивления резистора R в 2 раза в сторону увеличения и в сторону уменьшения (например, если $R = 1$ кОм, то нужно рассмотреть случай $R' = 2$ кОм и $R'' = 0.5$ кОм).

Задача 1.3.4. Используя исходные данные задачи 1.3.1 изобразить нагрузочные прямые и РТ, соответствующие изменению напряжения на 5 В в сторону увеличения и в сторону уменьшения, т.е. для $E' = 5$ В и $E'' = 15$ В..

Задача 1.5. Решить задачи 1.3.1 – 1.3.4 для устройства, ВАХ которого имеет форму ломаной линии, проходящей через следующие точки (таблица 1.2).

Таблица 1.2 Координаты ВАХ нелинейного элемента

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8
т.1 (В; мА)	(0;-2)	(0;-2)	(0;-2)	(0;0)	(0;0)	(0;2)	(0;2)	(0;2)
т.2 (В; мА)	(2;2)	(2;0)	(2;4)	(3;3)	(4;6)	(2;2)	(2;4)	(2;6)
т.3 (В; мА)	(8;8)	(6;12)	(8;10)	(6;12)	(8;10)	(10;10)	(8;10)	(10;10)
т.4 (В; мА)	(14;8)	(14;16)	(14;16)	(14;16)	(14;10)	(14;12)	(14;10)	(14;16)

1.4 Вопросы для самоконтроля

- 1) Пояснить сущность метода нагрузочных линий?
- 2) Какая линия называется нагрузочной?
- 3) Что называется рабочей точкой транзистора?
- 4) Как построить нагрузочную линию?

2 ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ № 7

РАСЧЕТ ТИПОВЫХ СХЕМ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

Цель занятия: получить практические навыки в расчете типовых схем транзисторных усилительных каскадов.

Задание:

- 1) Решить примеры по расчету транзисторных усилительных каскадов с общим эмиттером (ОЭ);
- 2) Решить примеры по расчету транзисторных усилительных каскадов с общей базой (ОБ).
- 3) Решить примеры по расчету транзисторных усилительных каскадов с общим коллектором (ОК);

2.1 Краткие теоретические сведения

Режимы работы усилительных каскадов зависят от способа включения и параметров усилительных элементов, а также от построения питающих цепей и расположения точки покоя на нагрузочной линии.

Типовыми схемами транзисторных усилительных каскадов являются [1]:

- каскад с ОЭ;
- каскад с ОБ;
- каскад с ОК.

Расчет режимов каскада по переменному току, как правило, проводится в области т.н. средних частот – т.е. частота сигналов выбирается такой, что влияние проходных и блокирующих конденсаторов пренебрежимо мало по сравнению с сопротивлением сопряженных с ними цепей, а частотные зависимости (ограничения) параметров транзистора еще не проявляются. При этом, проходные и блокирующие конденсаторы, в расчетах по переменному току, условно заменяют проводниками с нулевым сопротивлением.

Расчет режимов каскада по постоянному току, проводится, в целом, аналогично расчету по переменному току. При этом, проходные и блокирующие конденсаторы условно исключают из схемы (заменяют разрывами цепи). В этом случае следует особо обратить внимание и учесть в расчетах резисторы, параллельно которым подключены конденсаторы – их сопротивление в формулах расчета по переменному току не учитывалось.

Схема усилительного каскада с общим эмиттером показана на рисунке 2.1.

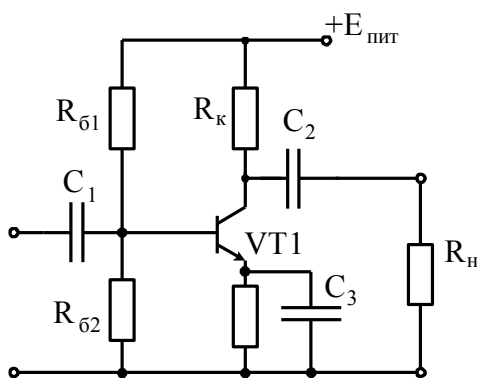


Рисунок 2.1 Схема каскада с ОЭ

Через резистор $R_б$ на базу транзистора подается напряжение смещения 0,5...0,8 В. Это напряжение предназначено для того, чтобы открыть эмиттерный переход и обеспечить постоянный ток коллектора в активном режиме работы транзистора. Величина начального постоянного ток коллектора определяется техническими условиями эксплуатации и для маломощных транзисторов составляет $I_{кн} = 0,1...10$ мА. Напряжение питания, как правило, равно 5...20 В, а полярность устанавливается такой, чтобы закрыть коллекторный переход. Описанный выше режим по постоянному току – обязательное условие, обуславливающее возможность уси-

ления слабых сигналов в усилителе. Если транзистор закрыт и постоянный ток коллектора равен нулю, то каскад не будет усиливать слабые переменные сигналы.

Совокупность переменных токов и напряжений на элементах каскада определяют режим усилителя по переменному напряжению. Через конденсатор C_1 переменный входной сигнал поступает на базу транзистора и управляет относительно большим током коллектора. Конденсатор C_1 имеет относительно большую емкость. Следовательно, его емкостное сопротивление $X_C = 1/\omega \cdot C_1$ мало и поэтому он хорошо пропускает переменный входной ток. Основное назначение этого конденсатора – не пропустить на вход усилителя постоянное напряжение, которое может присутствовать во входном сигнале. Поэтому этот конденсатор называется разделительным.

Большая часть переменного тока коллектора через выходной разделительный конденсатор протекает по внешней нагрузке усилителя R_H . На этой нагрузке выделяется усиленный по мощности переменный сигнал.

Схема усилителя с общей базой показана на рисунке 2.2. Назначение разделительных конденсаторов и резисторов в этой схеме аналогично их назначению в схеме ОЭ. В отличие от схемы с общим эмиттером в усилителе ОБ через резистор $R_Б$ подается отрицательное напряжение смещения. Только при такой полярности напряжения смещения открывается транзистор, через него начинает протекать постоянный ток и только в этом случае усилитель ОБ сможет усиливать слабые переменные сигналы.

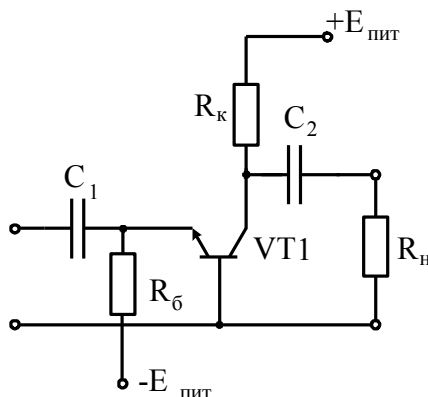


Рисунок 2.2 Схема каскада с ОБ

На рисунке 2.3 приведена схема усилителя с общим коллектором (ОК). В этой схеме коллектор транзистора с общей шиной не соединен, напротив, на коллекторе присутствует большое постоянное напряжение источника питания. В усилителе ОК напряжение смещения поступает на базу транзистора через базовый делитель, также как и в других схемах.

В схемах ОК коэффициент усиления напряжения близок к единице (точнее < 1), в результате чего выходной сигнал по величине и фазе повторяет входной ($U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}$). Эти каскады называют повторителями напряжения. Они обладают большим входным и малым выходным сопротивлениями. Вследствие этого повторители используют как согласующие и разделительные каскады, обеспечивающие без заметного ослабления передачу сигнала от высокоомных источников к низкоомным цепям и каскадам.

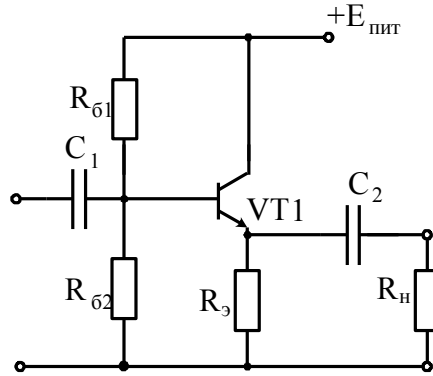


Рисунок 2.3 Схема каскада с ОК

В схемах ОБ выходной ток примерно равен входному, поэтому эти схемы называют повторителями тока. Повторители тока обладают малым входным сопротивлением, отсутствием усиления по току и пониженным (по сравнению с ОЭ) усилением по мощности. Все это накладывает определенные ограничения на область применения указанных схем. Например, повторители тока применяют при усилении сигналов на ВЧ (>10 МГц), где становятся заметнее влияние паразитных емкостей.

Тогда можно утверждать, что

$$K_{POЭ} > K_{POБ} \approx K_{POК}. \quad (2.1)$$

Малая величина $R_{вх}$ в схеме ОБ позволяет легко осуществить токовый режим управления, следовательно, минимизировать нелинейные искажения, связанные с входной ВАХ. Схема ОБ обладает наиболее регулярными выходными характеристиками, что является залогом усиления с малыми нелинейными искажениями. Вот поэтому, в частности, в усилителях мощности с трансформаторной связью схема ОБ является самой распространенной. Также известно, что схема ОБ обладает наибольшей граничной частотой усиления, поэтому незаменима при реализации ВЧ и широкополосных усилителей.

Схема ОК обладает двумя отличительными свойствами. Во-первых, она превосходит схемы ОБ и ОЭ по величине входного сопротивления и, во-вторых, уступает по величине выходного сопротивления. Эти свойства используются при построении входных и выходных каскадов, где данные свойства играют важнейшую роль.

Основными рабочими параметрами усилительных каскадов с ОЭ (рисунок 2.1) являются:

Входное сопротивление каскада:

$$R_{вх} = \partial U_{вх} / \partial I_{вх} = R_6 h_{11э} / (R_6 + h_{11э}), \quad (2.2)$$

$$\text{где } R_6 = R_{61} \parallel R_{62} - \text{сопротивление базового делителя}; \quad (2.3)$$

$$h_{11э} = h_{21э} / \gamma I_k + r_6 - \text{входное сопротивление транзистора}. \quad (2.4)$$

Значения r_6 , $h_{11э}$, $h_{21э}$, приведены в справочниках, $\gamma = 25 \text{ В}^{-1}$ (для кремневых транзисторов), I_k - ток коллектора, соответствующий выбранному режиму по постоянному току).

Выходное сопротивление каскада:

$$R_{\text{ВЫХ}} \approx R_{\text{К}}. \quad (2.5)$$

сопротивление нагрузки каскада по переменному току (для области средних частот):

$$R_{\text{Н}} = \partial U_{\text{ВЫХ}} / \partial I_{\text{ВЫХ}} \approx R_{\text{К}} \parallel R_2. \quad (2.6)$$

коэффициент усиления по напряжению (для области средних частот):

$$K_U = \partial U_{\text{ВЫХ}} / \partial U_{\text{ВХ}} = R_{\text{Н}} h_{21э} / h_{11э}, \quad (2.7)$$

Основными рабочими параметрами усилительных каскадов с ОБ (рисунок 2.2) являются:

входное сопротивление каскада:

$$R_{\text{ВХ}} \approx R_3 h_{11э} / (h_{11э} + R_3 h_{21э}), \quad (2.8)$$

выходное сопротивление каскада:

$$R_{\text{ВЫХ}} = (1 + h_{11э} R_1 \parallel R_3) / (h_{11э} + R_6)) / h_{22э} \quad (2.9)$$

где R_6 определяется по формуле (3.3).

коэффициент усиления по напряжению (для области средних частот) определяется по формуле (3.7).

Основными рабочими параметрами усилительных каскадов с ОК (рисунок 3.3) являются:

сопротивление нагрузки каскада по переменному току (для области средних частот):

$$R_{\text{Н}} = R_3 \parallel R_2; \quad (2.10)$$

входное сопротивление каскада:

$$R_{\text{ВХ}} = R_6 \parallel (h_{11э} + R_{\text{Н}} h_{21э}), \quad (2.11)$$

где R_6 определяется по формуле (3.2).

выходное сопротивление каскада:

$$R_{\text{ВЫХ}} = (h_{11э} + R_1 \parallel R_6) / h_{21э}. \quad (2.12)$$

коэффициент усиления по напряжению (для области средних частот):

$$K_U = R_{\text{Н}} h_{21э} / (R_{\text{Н}} h_{21э} + h_{11э}). \quad (2.13)$$

2.2 Пример решения типовой задачи

Задача 2.2.1 Усилительный каскад с ОЭ (рисунок 2.4) построен на транзисторе типа КТ503А. Номиналы резисторов следующие: $R_{61} = 27 \text{ кОм}$, $R_{62} = 10 \text{ кОм}$, $R_3 = 1,0 \text{ кОм}$, $R_{\text{К}} = 2,2 \text{ кОм}$, $R_1 = R_2 = 75 \text{ Ом}$. Требуется определить основные параметры каскада в области средних частот (реактивное сопротивление конденсаторов не учитывается).

Из справочника получаем требуемые для расчетов h -параметры транзистора КТ503А: $h_{11э} = 1,4 \text{ кОм}$, $h_{21э} = 70$.

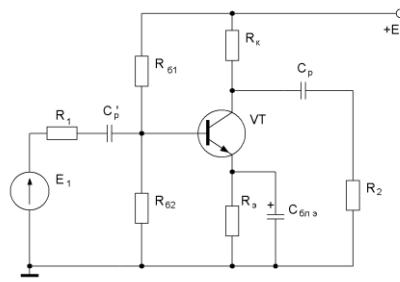


Рисунок 2.4 Схема резисторного каскада с ОЭ

Используя формулы (2.1 – 2.6) получаем:

$$R_б = R_{б1} \parallel R_{б2} = 27 \cdot 10 / (27 + 10) \approx 7,4 \text{ кОм};$$

$$R_{вх} = R_б h_{11э} / (R_б + h_{11э}) = 7,4 \cdot 1,4 / (7,4 + 1,4) = 1,1 \text{ кОм};$$

$$R_н \approx R_к \parallel R_2 = 2200 \cdot 75 / (2200 + 75) = 72 \text{ Ом};$$

$$K_U = R_н h_{21э} / h_{11э} = 72 \cdot 70 / 1400 = 3,6.$$

Задача 2.2.2 Определить параметры транзисторного усилительного каскада ОЭ (рисунок 3.5), который в частотном диапазоне $20 \dots 10^4$ должен обеспечить на нагрузке 300 Ом амплитуду выходного напряжения $U_{вх м} = 4 \text{ В}$.

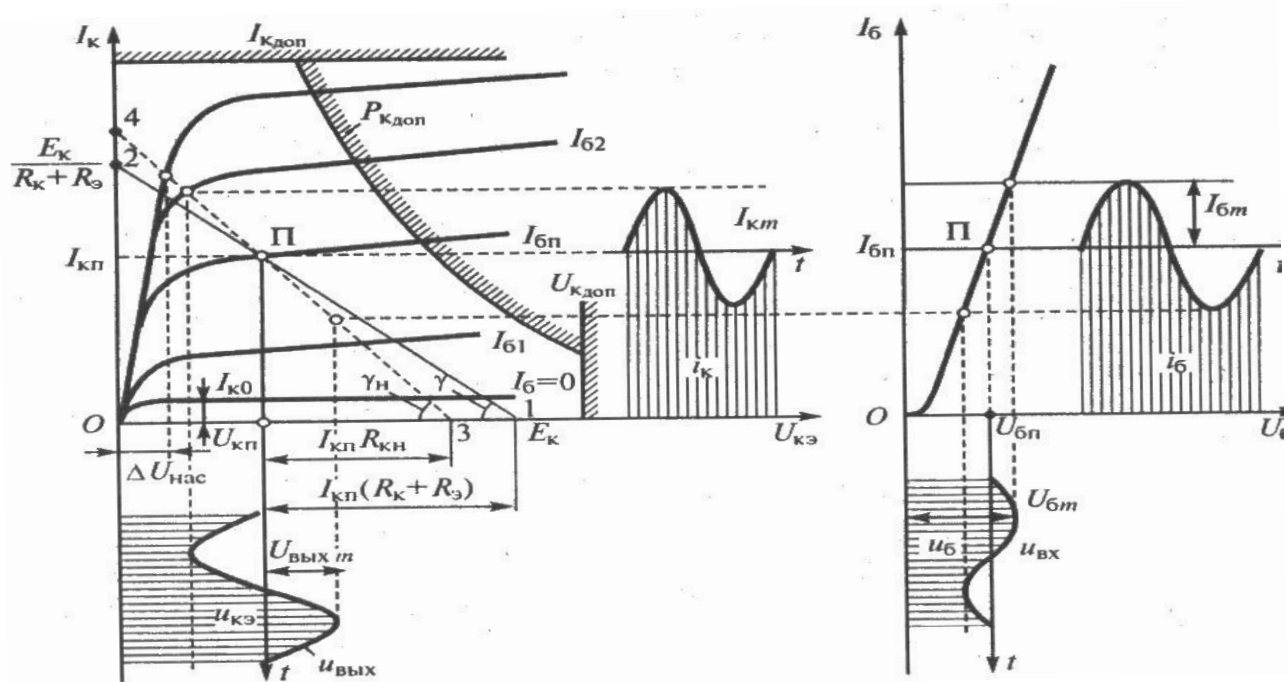
Требуемому частотному диапазону и амплитуде выходного напряжения отвечает кремниевый транзистор КТ315А с параметрами:

$$U_{к доп} = 25 \text{ В}; I_{к доп} = 50 \text{ мА}; P_{к доп} = 0,15 \text{ Вт}; h_{11} = 300 \text{ Ом}; h_{21} = 30; U_{бп} = 0,7 \text{ В}.$$

Выберем напряжение источника питания из условия

$$E_к = (2,5 \dots 3,0) U_{вх м}. \text{ Пусть } E_к = 12 \text{ В}.$$

На выходных характеристиках строим линии допустимых параметров $U_{к доп}$, $I_{к доп}$ и $P_{к доп}$ (рисунок 2.5).



а

б

Рисунок 2.5 Графический анализ каскада ОЭ по характеристикам транзистора:

а – выходным; б – входной

Зададимся максимальным током коллектора $I_{кз} = 20$ мА и через эту точку и точку $E_k = 12$ В проводим линию нагрузки по постоянному току. Так как точка покоя П должна лежать приблизительно на середине этой линии, то ток коллектора покоя: $I_{кп} = 10$ мА.

В практических схемах усилителей напряжение покоя

$$U_{Rк} = I_{кп} R_k = (0,3 \dots 0,5) E_k; \quad (2.14)$$

$$U_{эп} = I_{кп} R_э = (0,1 \dots 0,2) E_k. \quad (2.15)$$

Зададимся $U_{Rк} = 5$ В и $U_{эп} = 1$ В, тогда напряжение коллектора покоя $U_{кп} = 6$ В. Мощность рассеяния на коллекторе $P_k = U_{кп} I_{кп} = 0,06$ Вт, что меньше допустимого значения для выбранного транзистора.

Находим сопротивления в цепях коллектора и эмиттера транзистора:

$$R_k = U_{Rк} / I_{кп} = 5 / 0,01 = 500 \text{ Ом};$$

$$R_э = U_{эп} / I_{кп} = 1 / 0,01 = 100 \text{ Ом}.$$

Если учесть, что сопротивления источника питания E_k и конденсатора C_2 по переменному току малы, то сопротивление нагрузки по переменному току будет определяться параллельно включенными резисторами R_k и R_n (рисунок 2.6).

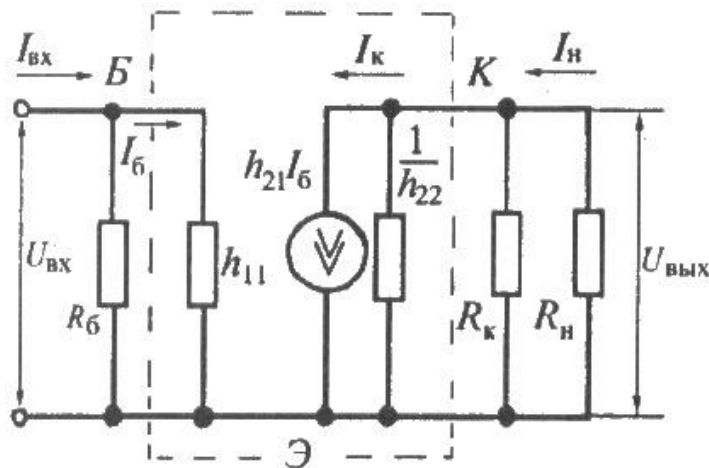


Рисунок 2.6 Эквивалентная схема каскада ОЭ

$$\text{Тогда } R_{кн} = \frac{R_k \cdot R_n}{R_k + R_n} = \frac{500 \cdot 300}{500 + 300} \approx 180 \text{ Ом}.$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = h_{21} R_{кн} / h_{11} = 18.$$

Чтобы определить сопротивление базового делителя, найдем ток базы покоя

$$I_{бп} = I_{кп} / h_{21} = 10 / 30 = 0,33 \text{ мА}.$$

Зададим ток делителя $I_d = 3 I_{бп} = 1$ мА.

Напряжение на базе $U_{бз} = U_{бп} + U_{эп} = 0,7 + 1 = 1,7$ В.

Тогда

$$R_1 = \frac{E_k - U_{бз}}{I_d + I_{бп}} = 7,7 \text{ кОм};$$

$$R_2 = \frac{U_{бз}}{I_d} = 1,7 \text{ кОм}.$$

Резисторы со стандартными сопротивлениями, которые соответствуют действующему ГОСТу: $R_K = 510 \text{ Ом}$, $R_3 = 100 \text{ Ом}$, $R_1 = 7.5 \text{ кОм}$, $R_2 = 1.6 \text{ кОм}$.

2.3 Задачи для самостоятельного решения

Задача 2.3.1. Усилительный каскад с ОБ (рисунок 2.7) построен на транзисторе типа КТ503А. Номиналы резисторов следующие: $R_{61} = 27 \text{ кОм}$, $R_{62} = 10 \text{ кОм}$, $R_3 = 1,0 \text{ кОм}$, $R_K = 2,2 \text{ кОм}$, $R_1 = R_2 = 75 \text{ Ом}$. Требуется определить основные параметры каскада в области средних частот.

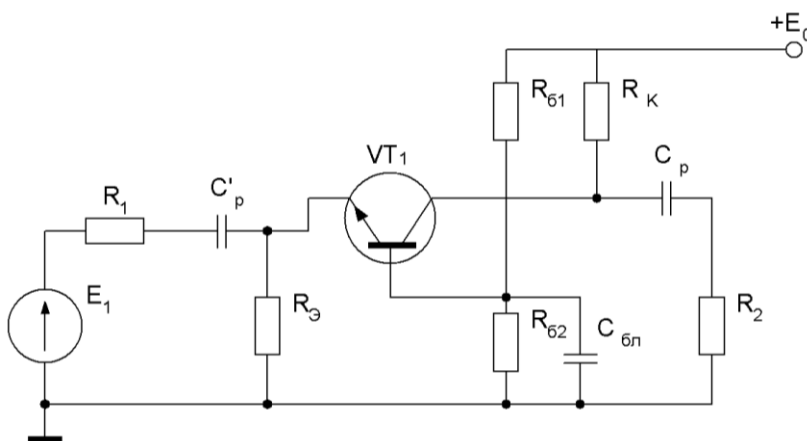


Рисунок 2.7 Схема резисторного каскада с ОБ

Задача 2.3.2. Усилительный каскад с ОК (рисунок 2.8) построен на транзисторе типа КТ503А. Номиналы резисторов следующие: $R_{61} = 27 \text{ кОм}$, $R_{62} = 10 \text{ кОм}$, $R_3 = 1,0 \text{ кОм}$, $R_K = 2,2 \text{ кОм}$, $R_1 = R_2 = 75 \text{ Ом}$. Требуется определить основные параметры каскада в области средних частот.

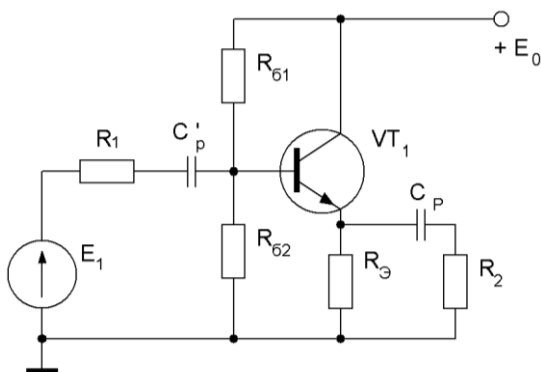


Рисунок 2.8 Схема резисторного каскада с ОК

Задача 2.3.3 Рассчитать основные параметры каскада с ОЭ (рисунок 2.1) в области средних частот при использовании транзистора типа КТ315Г. Номиналы резисторов те же, что и в задачах 2.3.1 и 2.3.2.

Задача 2.3.4 Рассчитать основные параметры каскада с ОБ (рисунок 3.2) в области средних частот при использовании транзистора типа КТ315Г. Номиналы резисторов те же, что и в задачах 2.3.1 и 2.3.2.

Задача 2.3.5. Рассчитать основные параметры каскада с ОК (Рисунок 2.3) в области средних частот при использовании транзистора типа КТ315Г. Номиналы резисторов те же, что и в задачах 2.3.1 и 2.3.2.

2.4 Задачи для самоконтроля

- 1) Дать определение электронному усилителю.
- 2) Какой параметр называется коэффициентом усиления по напряжению?
- 3) Достоинства и недостатки схемы усилительного каскада с ОЭ.
- 4) Достоинства и недостатки схемы усилительного каскада с ОБ.
- 5) Достоинства и недостатки схемы усилительного каскада с ОК.

3 ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ № 8 РАСЧЕТ И АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Цель занятия: получить практические навыки в расчете электронных схем на операционных усилителях.

Задание:

- 1) Провести расчет параметров инвертирующего и неинвертирующего усилителей;
- 2) Провести расчет параметров суммирующего и вычитающего усилителей;
- 3) Провести расчет параметров дифференцирующего и интегрирующего усилителей.

3.1 Краткие теоретические сведения

Операционный усилитель (ОУ) — это высококачественный усилитель, предназначенный для усиления как постоянных, так и переменных сигналов [1]. Ранее такие усилители использовали главным образом в аналоговых вычислительных устройствах для выполнения математических операций (сложения, вычитания и т. д.). Это объясняет происхождение термина «операционный». В настоящее время очень широко используются операционные усилители в виде полупроводниковых интегральных схем. Эти схемы содержат большое число (десятки) элементов (транзисторов, диодов и т. д.), но по размерам, стоимости приближаются к отдельным транзисторам. Оказалось, что операционные усилители очень удобно использовать для решения самых различных задач преобразования и генерирования маломощных сигналов, поэтому эти усилители очень широко используются на практике.

Операционный усилитель обеспечивает усиление как медленно, так и быстро меняющихся сигналов, спектр частот которых может быть от нуля до нескольких мегагерц. Он имеет очень высокий коэффициент усиления по напряжению, высокое входное и низкое выходное сопротивления, очень низкий входной ток — доли микроампер и даже наноампер.

Обозначение операционного усилителя (ОУ) на принципиальных электрических схемах в соответствии с ГОСТ приведено на рисунке 3.1, а. Для пояснения

принципа действия операционного усилителя и схем на его основе воспользуемся условным обозначением ОУ, применяемым ранее (рисунок 3.1,б).

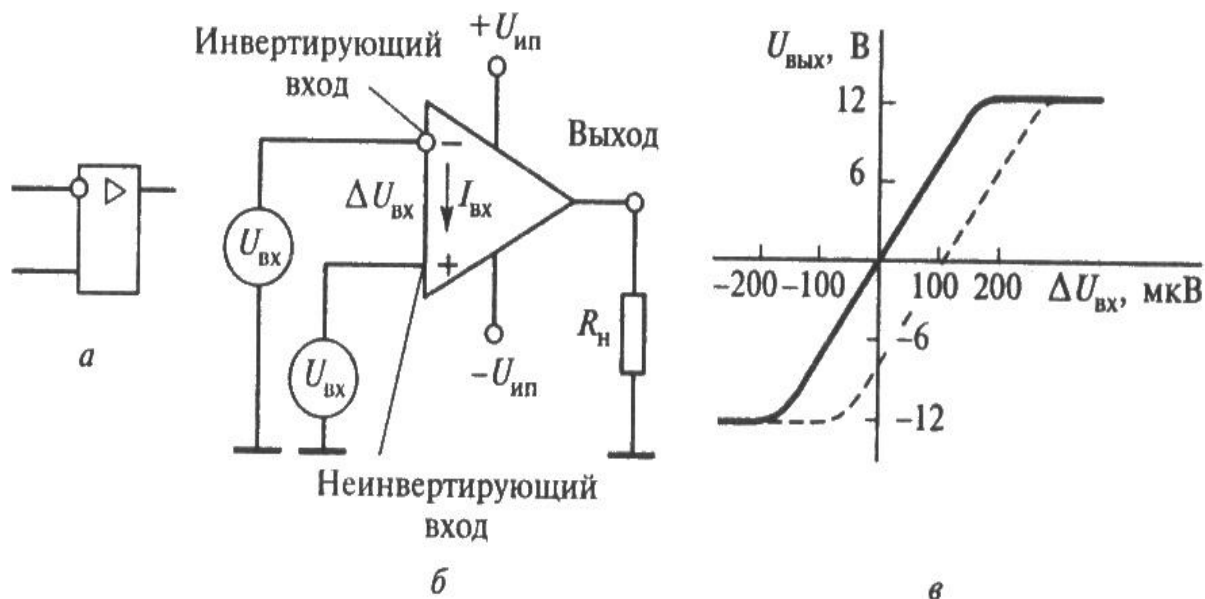


Рисунок 3.1 Операционный усилитель: а – условное обозначение в соответствии с ГОСТ; б - обозначение ОУ на функциональных схемах; в - зависимость выходного напряжения от дифференциального входного сигнала

Входной каскад ОУ выполняется в виде дифференциального усилителя. Вход, обозначенный знаком «плюс», называется неинвертирующим, а вход, обозначенный знаком «минус», — инвертирующим. Входным сигналом для операционного усилителя является разность между напряжениями на входах:

$$\Delta U_{вх} = U_{вх+} - U_{вх-}. \quad (3.1)$$

Операционный усилитель хорошо характеризует его передаточная характеристика (рисунок 3.1 б) – зависимость вида

$$U_{вых} = f(\Delta U_{вх}), \quad (3.2)$$

где f – некоторая функция.

У различных экземпляров операционных усилителей одного и того же типа эта характеристика может проходить как слева, так и справа от начала координат. Заранее предсказать точное положение этой характеристики невозможно. Значение напряжения $U_{диф}$, при котором выполняется условие $U_{вых} = 0$, называют напряжением смещения (напряжением смещения нуля) и обозначают через $U_{см}$. Для того, чтобы при нулевом усиливаемом сигнале напряжение на выходе было равным нулю, т. е. для того, чтобы передаточная характеристика проходила через начало координат, предусматривают меры по компенсации напряжения смещения (балансировка, коррекция нуля).

3.1.1 Повторитель напряжения

Схема повторителя напряжения, построенная на основе ОУ, приведена на рисунке 3.2.

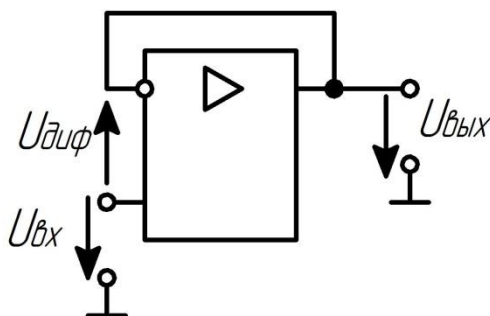


Рисунок 3.2 Схема повторителя напряжения

Это усилитель, охваченный цепью последовательной ООС по выходному напряжению с коэффициентом передачи $\beta = 1$, т. е. 100 %-ной ООС. Свойства такого усилителя подобны свойствам эмиттерного или истокового повторителя и для него выполняются условия

$$\begin{aligned} u_{вхн} &= u_{вых}, \\ R_{вх\text{ ООС}} &= R_{вх0}(1 + K_{U0}); \\ R_{вых\text{ ООС}} &= R_{вых0} / (1 + K_{U0}); \end{aligned}$$

что хорошо согласуется со свойствами ОУ. В случае $K_{U0} \rightarrow \infty$ получим $\Delta u_{вх} \rightarrow 0$ и $u_{вхн} = u_{вых}$.

Учитывая, что собственное входное сопротивление ОУ $R_{вх0}$ стремится к бесконечности, а выходное сопротивление $R_{вых0}$ стремится к нулю, можно сказать, что рассмотренная схема подобно эмиттерному или истоковому повторителю находит практическое применение в качестве буферных или согласующих элементов.

3.1.2 Неинвертирующий усилитель

Схема неинвертирующего усилителя приведена на рисунке 3.3.

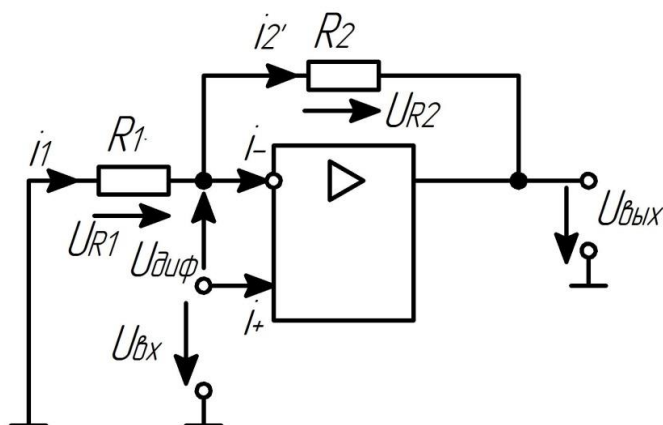


Рисунок 3.3 Схема неинвертирующего усилителя

Коэффициент передачи делителя в цепи ООС определяется из выражения

$$\beta_{OC} = Z_1 / (Z_{OC} + Z_1). \quad (3.3)$$

Тогда коэффициент передачи усилителя будет равен

$$K_{U\text{ ООС}} = K_{U0} / (1 + K_{U0}\beta_{OC}) = K_{U0} / [1 + Z_1 K_{U0} / (Z_{OC} + Z_1)].$$

С учетом $K_{U0} \rightarrow \infty$ окончательно получим

$$K_{U OOC} = (Z_I + Z_{OC}) / Z_I = 1 + Z_{OC} / Z_I = 1 / \beta_{OC}. \quad (3.4)$$

Из полученного выражения можно сделать следующие выводы:

- коэффициент передачи неинвертирующего усилителя обратно пропорционален коэффициенту передачи цепи ООС;
- при любых сопротивлениях резисторов в цепи ООС коэффициент передачи неинвертирующего усилителя не может быть меньше единицы.

В неинвертирующем усилителе фазы входного и выходного напряжений совпадают.

Входное сопротивление усилителя с цепью ООС

$$R_{ex OOC} = R_{ex0} (1 + K_{U0} \beta_{OC}), \quad (3.5)$$

где R_{ex0} – собственное входное сопротивление ОУ.

Выходное сопротивление

$$R_{вых OOC} = R_{вых0} / (1 + K_{U0} \beta_{OC}), \quad (3.6)$$

где $R_{вых0}$ – собственное выходное сопротивление ОУ.

На входах операционного усилителя, используемого в неинвертирующем усилителе, имеется синфазный сигнал, равный напряжению $u_{вх}$. Это недостаток такого усилителя.

3.1.3 Инвертирующий усилитель

Типовая схема инвертирующего усилителя на ОУ приведена на рисунке 3.4. В ней действует параллельная обратная связь по напряжению.

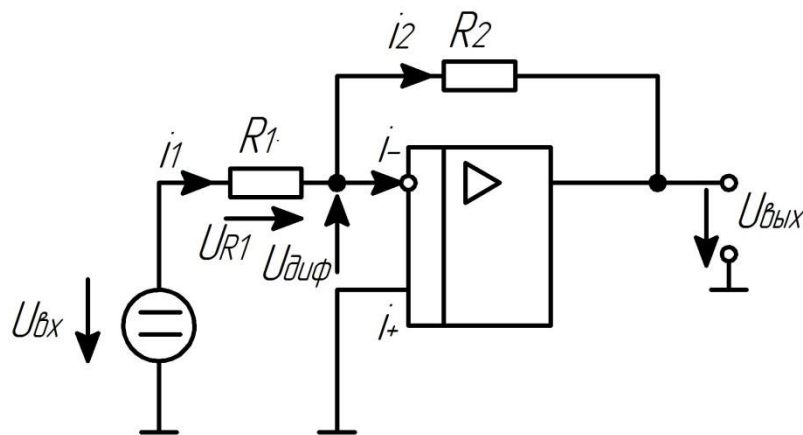


Рисунок 3.4 Инвертирующий усилитель

Инвертирующий усилитель характеризуется коэффициентом усиления по напряжению, равным

$$K_{U OOC} = - R_2 / R_1. \quad (3.7)$$

Для уменьшения влияния входных токов операционного усилителя на выходное напряжение в цепь неинвертирующего входа включают резистор с сопротивлением R_3 (рисунок 2.5), которое определяется из выражения

$$R_3 = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}. \quad (3.8)$$

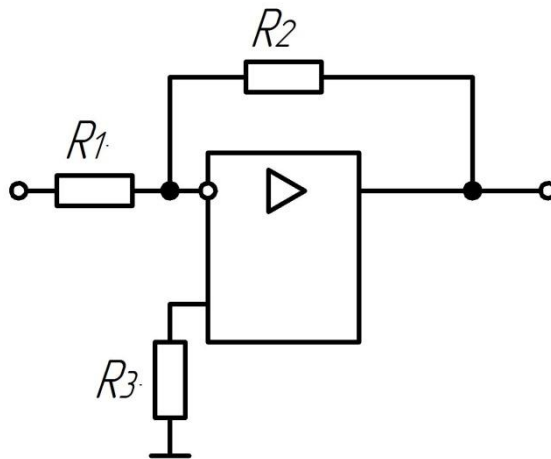


Рисунок 3.5 Использование R_3 для уменьшения влияния входных токов

Входное сопротивление инвертирующего усилителя на низких частотах значительно ниже собственного входного сопротивления операционного усилителя. Учитывая, что $U_{\text{диф}} \approx 0$, легко заметить, что входное сопротивление усилителя на низких частотах приблизительно равно R_1 .

Выходное сопротивление инвертирующего усилителя

$$R_{\text{вых.оос}} = \frac{R_{\text{вых0}}}{1 + K_{U0} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}}, \quad (3.8)$$

где K_{U0} – коэффициент усиления по напряжению операционного усилителя.

4.1.4 Усилитель с дифференциальным входом (вычитающий усилитель)

В вычитающем усилителе (рисунок 4.6) один входной сигнал подается на инвертирующий вход, а второй – на неинвертирующий. По существу, данная схема является комбинацией рассмотренных ранее схем инвертирующего и неинвертирующего усилителей.

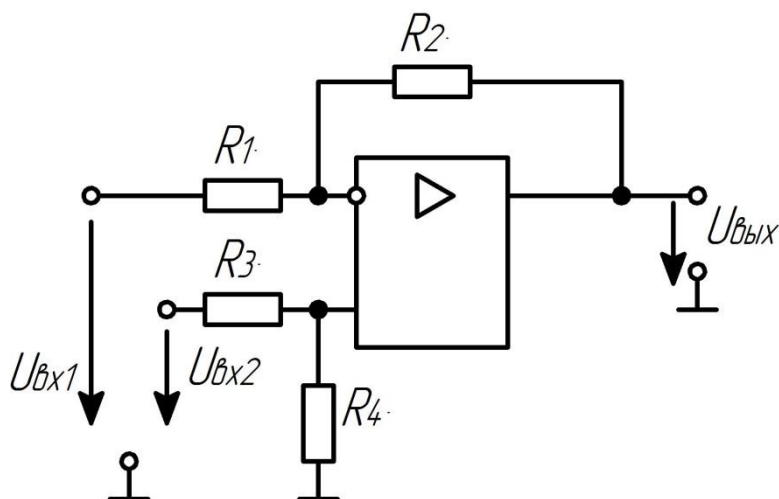


Рисунок 3.6 Усилитель с дифференциальным входом

В соответствии с принципом суперпозиции, общее напряжение на выходе $u_{\text{вых}}$ определяется из выражения

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{ex2}} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - u_{\text{ex1}} \cdot \frac{R_2}{R_1}. \quad (3.9)$$

3.1.5 Интегратор

Интегратором называется электронное устройство, выходной сигнал которого пропорционален интегралу по времени от его входного сигнала.

Простейшая схема интегратора, выполненная на ОУ, приведена на рисунке 3.7.

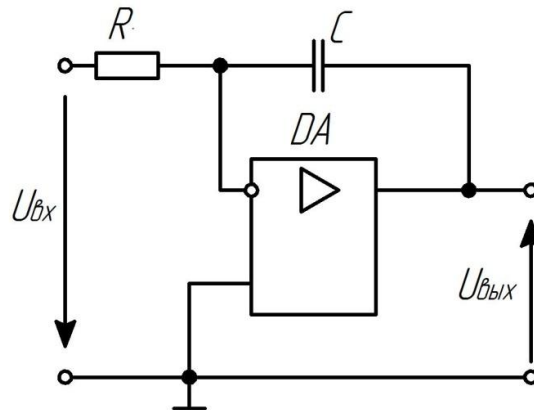


Рисунок 3.7 Интегратор на ОУ

Данная схема является инвертирующим усилителем, в цепь обратной связи которого включен конденсатор С. Передаточная функция такого устройства имеет вид

$$W(p) = Z_{OC}(p) / Z_{ex}(p) = (1 / Cp) / R = 1 / (RCp).$$

Можно также записать

$$u_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} \int u_{\text{ex}} dt. \quad (3.9)$$

Передаточная функция интегратора при условии ограниченности коэффициента усиления ОУ имеет вид

$$W_u = \frac{1}{RCp} \cdot \frac{1}{T_{OY} p / (K_{U0} + 1) + 1}, \quad (3.10)$$

где T_{OY} – собственная передаточная функция ОУ.

Из полученных выражений можно сделать следующие важные выводы:

- частота, на которой коэффициент передачи интегратора равен единице, не зависит от собственного коэффициента усиления ОУ и полностью определяется параметрами его внешней цепи;

- диапазон интегрирования реального интегратора ограничен снизу частотой

$\omega_{cp} = \frac{1}{RC(K_{U0} + 1)}$, что является следствием ограничения максимального коэффициента усиления ОУ;

- диапазон интегрирования реального интегратора ограничен сверху частотой $\omega' = \frac{K_{U0} + 1}{T_{OY}}$, что является следствием ограничения полосы пропускания ОУ.

Таким образом, схема, приведенная на рисунке 4.7 может использоваться как интегратор только в диапазоне частот $\omega_{cp} < \omega < \omega'$.

3.1.6 Дифференциатор

Дифференциатором называется устройство, выходной сигнал которого пропорционален производной от его входного сигнала. Другими словами, выходной сигнал дифференциатора пропорционален скорости изменения его входного сигнала.

Простейшая схема дифференциатора, выполненная на ОУ, приведена на рисунке 3.8. Данная схема является инвертирующим усилителем, в цепь обратной связи которого включено апериодическое RC звено.

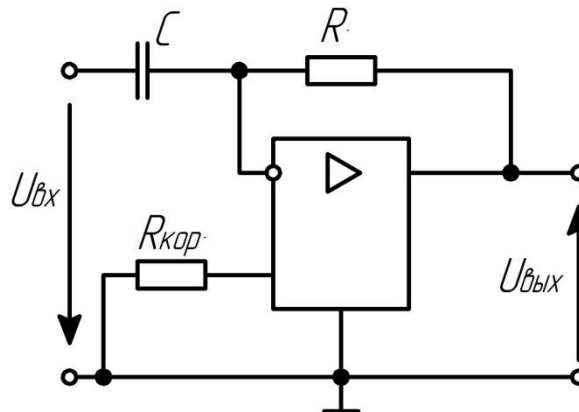


Рисунок 3.8 Дифференциатор

Передаточная функция идеального дифференциатора имеет вид

$$W_D(p) = RCp.$$

Можно также записать

$$U_{вых} = -RC du_{вх} / dt. \quad (3.11)$$

Передаточная характеристика дифференциатора с учетом ограниченности коэффициента усиления ОУ K_{U0} и собственной полосы пропускания ОУ f_b примет вид

$$W_D = \frac{RCp}{RCp / (K_{U0} + 1) + 1}. \quad (3.12)$$

3.2 Примеры решения задач

Задача 3.2.1 В схеме на рисунке 3.3 используется операционный усилитель с коэффициентом усиления $K_{OY} = 50 \cdot 10^3$. Параметры схемы: $R_0 = 5,1$ кОм; $R_{o.c.} = 100$ кОм; $R_H = 10$ кОм. Найти коэффициент усиления, выходное напряжение $U_{вых}$ и ток в цепи обратной связи $I_{o.c.}$ при $E_T = 1$ В.

Решение:

Сопротивление $R_H = 10$ кОм на расчете не отразится, так как оно существенно больше (на несколько порядков) выходного сопротивления схемы.

Найдем коэффициент усиления по формуле

$$K_U = 1 + \frac{R_{o.c.}}{R_0} = 1 + \frac{100}{5.1} = 20,6.$$

Величины $U_{\text{вых}}$ и $I_{o.c.}$ находятся по формулам

$$U_{\text{вых}} = K_U \cdot E_{\Gamma} \text{ и } I_{o.c.} = U_{\text{вых}} / (R_{o.c.} + R_0)$$

при этом учитываются, что входное сопротивление ОУ со стороны инвертирующего входа велико и сопротивление R_0 им не шунтируется.

При $E_{\Gamma} = 1$ В казалось бы, что $U_{\text{вых}} = K_U \cdot E_{\Gamma} = 20,6$ В. Однако $U_{\text{вых}}$ не может быть более, чем $U_{\text{нас}} = 14$ В (примерно на 1 В по абсолютной величине меньше, чем напряжение питания $E_1 = +15$ В или $E_2 = -15$ В).

Следовательно

$$U_{\text{вых}} = 14 \text{ В.}$$

Тогда ток в цепи обратной связи

$$I_{o.c.} = U_{\text{вых}} / (R_{o.c.} + R_0) = 14 / (100 + 5,1) \approx 0,13 \text{ мА.}$$

Задача 3.2.2 Определить рабочий диапазон частот для интегратора по схеме на рисунке, при условии $R = 1$ кОм; $C = 0,33$ мкФ; DA – К140УД17 с параметрами $K_{U0} = 200000$; $T_{OY} = 7,96 \cdot 10^{-3}$ с.

Частота единичного усиления равна

$$\omega_c = 1/(RC) = 1/(1 \cdot 10^3 \cdot 0,33 \cdot 10^{-6}) = 3 \cdot 10^3$$

$$f_c = \omega_c / 2\pi = 477,5 \text{ Гц.}$$

Нижняя частота рабочего диапазона частот

$$\omega_{cp} = \frac{1}{RC(K_{U0} + 1)} = \frac{1}{1 \cdot 10^3 \cdot 0,33 \cdot 10^{-6} (200000 + 1)} = 0,015.$$

$$f_{cp} = \omega_{cp} / 2\pi = 2,4 \cdot 10^{-3} \text{ Гц.}$$

Верхняя частота рабочего диапазона частот

$$\omega' = (K_{U0} + 1) / T_{OY} = (200000 + 1) / 7,96 \cdot 10^{-6} = 2,51 \cdot 10^7.$$

$$f' = \omega' / 2\pi = 4,0 \text{ МГц.}$$

3.3 Задачи для самостоятельного решения

Задача 3.3.1 В усилителе, схема которого приведена на рисунке 3.4 использован ОУ типа К140УД8А, имеющий следующие основные параметры: $K_{uoy} = 50000$, $R_{\text{вх.оу}} = 1$ МОм, $R_{\text{вых.оу}} = 200$ Ом. $U_{\text{пит.}} = \pm 15$ В, $U_{\text{вых.мах}} = \pm 10$ В Сопротивления резисторов: $R_1 = 12$ кОм, $R_2 = 180$ кОм. Требуется определить параметры схемы: коэффициент усиления по напряжению K_u , входное и выходное сопротивления $R_{\text{вх.}}$ и $R_{\text{вых.}}$.

Задача 3.3.2 В суммирующем усилителе, схема которого приведена на рисунке 3.9 использован ОУ типа К140УД8А, имеющий следующие основные параметры: $K_{uoy} = 50000$, $R_{\text{вх.оу}} = 1$ МОм, $R_{\text{вых.оу}} = 200$ Ом, $U_{\text{пит.}} = \pm 15$ В, $U_{\text{вых.мах}} = \pm 10$ В. Сопротивления резисторов: $R_{11} = 10$ кОм, $R_{12} = 20$ кОм, $R_2 = 100$ кОм. Требуется определить выходное напряжение $U_{\text{вых.}}$, если $U_{\text{вх.1}} = +1,2$ В, $U_{\text{вх.2}} = -0,8$ В.

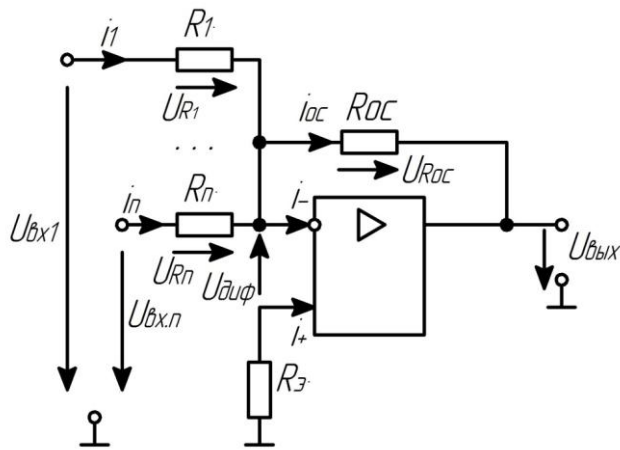


Рисунок 3.9 Суммирующий усилитель (инвертирующий сумматор)

Задача 3.3.3 В интеграторе, схема которого приведена на рисунке 3.7 использован ОУ типа К140УД8А, имеющий следующие основные параметры: $K_{\text{уоу}} = 50000$, $R_{\text{вх.оу}} = 1 \text{ МОм}$, $R_{\text{вых.оу}} = 200 \text{ Ом}$, $U_{\text{пит.}} = \pm 15 \text{ В}$, $U_{\text{вых.мах}} = \pm 10 \text{ В}$. Сопротивления резисторов: $R = 10 \text{ кОм}$, емкость $C = 0,1 \text{ мкФ}$. Требуется определить уровень выходного напряжения $U_{\text{вых}}(t)$ в моменты времени $t_1 = 2 \text{ мс}$ и $t_2 = 5 \text{ мс}$, если $U_{\text{вх.}}(t)$ имеет вид, приведенный на рисунке 4.10.

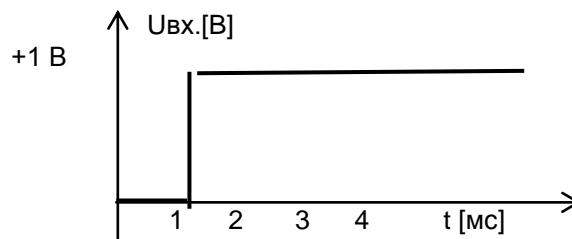


Рисунок 3.10 К задаче 4.3.3

Задача 3.3.4 В усилителе, схема которого приведена на рисунке 3.3 использован ОУ типа К140УД8А ($K_{\text{уоу}} = 50000$, $R_{\text{вх.оу}} = 1 \text{ МОм}$, $R_{\text{вых.оу}} = 200 \text{ Ом}$, $U_{\text{пит.}} = \pm 15 \text{ В}$, $U_{\text{вых.мах}} = \pm 10 \text{ В}$). Сопротивления резисторов: $R_1 = 12 \text{ кОм}$, $R_2 = 180 \text{ кОм}$.

Требуется определить максимальный уровень входного напряжения $U_{\text{вх.мах}}$ которое будет усиливаться без искажений формы сигнала.

3.4 Вопросы для самоконтроля

- 1) Дать определение операционному усилителю.
- 2) Какой усилитель называется инвертирующим?
- 3) Назначение неинвертирующего усилителя.
- 4) Чем объясняется большой коэффициент усиления операционного усилителя?
- 5) Какие допущения принимаются при расчете типовых схем на основе операционных усилителей?

4 ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №9

РАСЧЕТ RC-ГЕНЕРАТОРОВ СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Цель занятия: получить практические навыки в расчете параметров RC - генераторов синусоидальных колебаний.

Задание:

- 1) Решение задач по расчету параметров генератора с фазосдвигающей цепью;
- 2) Решение задач по расчету параметров генератора с мостом Вина;
- 3) Решение задач по расчету параметров генератора с двойным Т-образным мостом.

4.1 Краткие теоретические сведения

Генератором гармонических колебаний называют электронное устройство, преобразующее электрическую энергию источника постоянного тока в энергию незатухающих синусоидальных колебаний заданной частоты. Структура генератора содержит в своем составе активный элемент и частотно-избирательный четырехполюсник.

В качестве активных элементов используют транзисторы и интегральные усилители (особенно операционные). Гармонические колебания в генераторах поддерживаются частотно-избирательными четырехполюсниками: резонансными LC-контурами либо другими резонирующими элементами (кварцевые, объемные резонаторы и т. п.) или с помощью фазирующих RC-цепей, включаемых в цепь обратной связи усилителей. Первые называют LC-генераторами, а вторые — RC-генераторами гармонических колебаний.

4.1.1 Условие самовозбуждения автогенератора (баланс амплитуд и фаз).

Пусть имеются два четырехполюсника:

первый — с комплексным коэффициентом усиления \dot{K}_U , действующим в направлении, показанном зачерненной стрелкой (рисунок 5.1), т. е.

$$\dot{K}_U = \dot{U}_2 / \dot{U}_1 = \dot{K}_U(\omega) e^{j\varphi_K(\omega)}, \quad (4.1)$$

где $K_U(\omega) = U_2(\omega) / U_1(\omega)$ — модуль коэффициента усиления на частоте ω ;

$\varphi_K(\omega) = \psi_2(\omega) - \psi_1(\omega)$ — сдвиг фаз между выходным и входным напряжениями усилителя \dot{K}_U на частоте ω .

второй — с комплексным коэффициентом передачи \dot{B}_U , т. е.

$$\dot{B}_U = \dot{U}'_1 / \dot{U}'_2 = B_U(\omega) e^{j\varphi_B(\omega)}, \quad (4.2)$$

$B_U(\omega) = U'_1(\omega) / U'_2(\omega)$ — модуль коэффициента передачи на частоте ω ;

$\varphi_B(\omega) = \psi_1(\omega) - \psi_2(\omega)$ — сдвиг фаз между выходным и входным напряжениями четырехполюсника \dot{B}_U на частоте ω .

Соединив оба четырехполюсника, как это показано на рисунке 4.1. получим усилительное устройство со встроенным каналом обратной связи, обеспечивающим

суммирование выходного сигнала четырехполюсника с коэффициентом передачи \dot{B}_U с входным сигналом четырехполюсника K_U , т. е. реализацию ПОС.

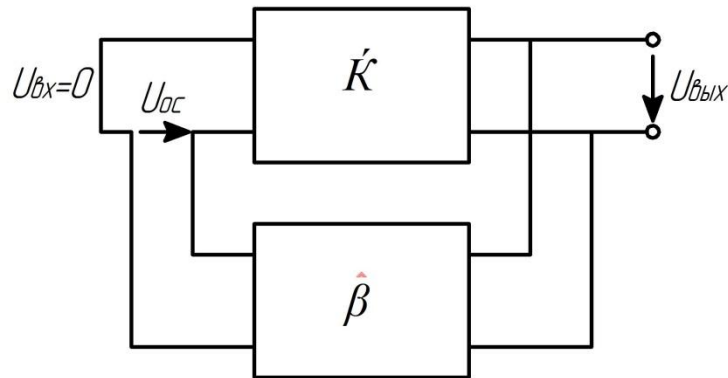


Рисунок 4.1 Структурная схема автогенератора

Запишем с учетом действия цепи ПОС выражение для суммарного коэффициента передачи полученной структуры:

$$(\dot{K}_U)_{oc} = \frac{\dot{K}_U}{1 - \dot{B}_U \dot{K}_U}. \quad (4.3)$$

Предположим, что в некоторый момент t_0 на входе схемы рисунке появилось некоторое сколь угодно малое напряжение $\Delta \dot{U}_1$. Представим это напряжение в виде суммы гармоник. В общем случае

$$\Delta \dot{U}_1 = \sum_{i=0}^{\infty} U_{mi} \sin(\omega_i t + \varphi_i). \quad (4.4)$$

Тогда для выходного напряжения рассматриваемой схемы можно записать

$$\Delta \dot{U}_2 = \Delta \dot{U}_1 \frac{K_U(\omega) e^{j\varphi_K(\omega)}}{1 - K_U(\omega) B_U(\omega) e^{[j\varphi_K(\omega) + \varphi_B(\omega)]}}. \quad (4.5)$$

Если для некоторой частоты ω_1 выполняется условие

$$K_U(\omega) B_U(\omega) e^{[j\varphi_K(\omega) + \varphi_B(\omega)]} = 1, \quad (4.6)$$

то амплитуда выходного напряжения с частотой ω_1 будет стремиться к бесконечности независимо от того, насколько было мало начальное значение U_{m1} . Это означает, что в схеме рисунок возможно существование устойчивых колебаний с частотой ω_1 .

Условие (4.6) выполняется, если

$$\varphi_K(\omega_1) + \varphi_B(\omega_1) = 2\pi k, \quad (4.7)$$

где $k = 0, 1, 2, \dots$ – целое число, и

$$|K_U(\omega_1) B_U(\omega_1)| = 1 \quad (4.8)$$

Условия (4.7) и (4.8) являются условиями самовозбуждения генератора. Выражение (4.7) известно как условие баланса фаз, а (4.8) – как условие баланса амплитуд. Если эти условия выполняются только для одной частоты, то на выходе схемы присутствуют колебания только этой частоты и устройство автогенератором гармонических колебаний.

Развитие и установление колебательного процесса в автогенераторе (при условии выполнения баланса фаз) можно объяснить с помощью графических построений (рисунок 4.2). Здесь изображены амплитудная характеристика собственно усилительного звена K (при использовании усилителей класса А) и прямая обратной связи β , характеризующая ослабляющее действие звена обратной связи.

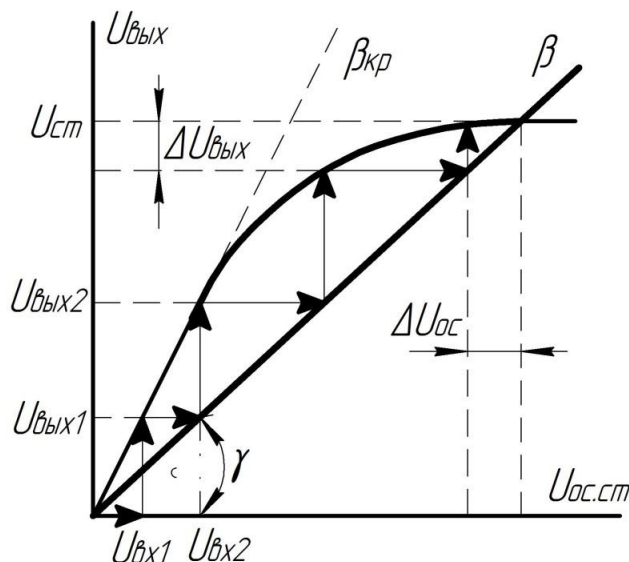


Рисунок 4.2 Мягкий режим самовозбуждения автогенератора

Несложный анализ графиков амплитудной характеристики и линии ОС позволяет пояснить возникновение, развитие и установление колебательного процесса в автогенераторе. Графически результат анализа показан стрелками на рисунке 4.2. Положим, что на вход усилителя воздействует небольшое входное напряжение $U_{вх1}$. Тогда после усиления в K раз на выходе генератора появится напряжение $U_{вых1}$. Это напряжение, ослабленное цепью положительной ОС в 3 раз, поступает на вход усилителя в виде напряжения $U_{вх2}$. Оно затем, в свою очередь, усилится до напряжения $U_{вых}$. Подобный процесс будет протекать до тех пор, пока амплитуда выходного колебания не достигнет стационарного значения, при котором выполняется условие баланса амплитуд. Стационарную амплитуду автоколебаний можно определить по координатам точки пересечения амплитудной характеристики усилителя с линией ОС (точка А на рисунке 4.2). Нетрудно показать, что точка А является точкой устойчивого равновесия, и при случайном отклонении амплитуды выходного напряжения от стационарного значения $U_{ст}$, автогенератор всегда возвращается в исходное состояние. Следовательно, после подключения к схеме генератора напряжения питания автоколебания развиваются при воздействии на вход усилительного звена бесконечно малых импульсов, которые всегда имеются в напряжении шумов. Такой режим работы автогенератора называют мягким режимом самовозбуждения.

Основными функциональными элементами автогенератора являются активный элемент, выполненный в виде усилительного устройства для обеспечения баланса амплитуд, и фазосдвигающая цепь, обеспечивающая баланс фаз. Простейший

автогенератор гармонических колебаний может быть реализован на однокаскадном усилителе, снабженном цепью ПОС. Как известно, фаза выходного сигнала в транзисторном каскаде, выполненном по схеме включения с общим эмиттером, оказывается сдвинутой относительно входного на угол, равный π . В то же время баланс фаз требует сдвига фаз $\Delta\psi = 2 \cdot \pi \cdot n_r$ ($n_r = 0, 1, 2, \dots$). Поэтому автогенератор на однокаскадном усилителе можно получить, если за счет внешней фазосдвигающей цепи обеспечить дополнительный сдвиг фазы выходного сигнала на угол, равный π .

Для реализации резистивно-емкостной связи в цепь ПОС можно включить RC-контур (Г-образную ячейку) (рисунок 8.3). Для такой цепи фазовый сдвиг $\Delta\varphi = \pi$ достигается только при $\omega \rightarrow \infty$. Поэтому для получения $\Delta\varphi = \pi$ на некоторой, отличной от бесконечности, частоте необходимо каскадно включать как минимум две таких цепи. Полагая, например, $\dot{U}_R = \dot{U}_2$ и выбирая значение $X_C = 1 / \omega C = \sqrt{3}R$, получаем сдвиг фаз (рисунок 4.3 б)

$$|\varphi| = \arctg X_C / R = \arctg \sqrt{3} = \pi / 3. \quad (4.9)$$

Поэтому для обеспечения требуемого $\varphi = \pi$ используют, как показано на рисунке в, трехзвенную комбинацию Г-образных ячеек.

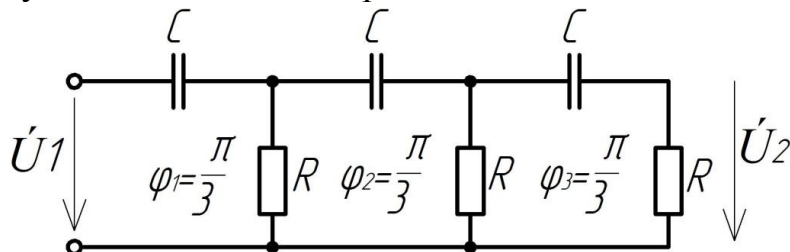


Рисунок 4.3 Схема трехзвенной цепи ПОС

Другие возможности создания необходимого сдвига фазы связаны с использованием мостовых схем. К числу наиболее распространенных в генераторах мостовых схем относятся мост Вина и двойной Т-образный мост.

4.1.2 Генератор с фазосдвигающей цепью

На рисунке 4.4, а показана функциональная схема генератора с фазосдвигающей цепью ОС, а на рисунке 5.4, б – соответствующая принципиальная схема.

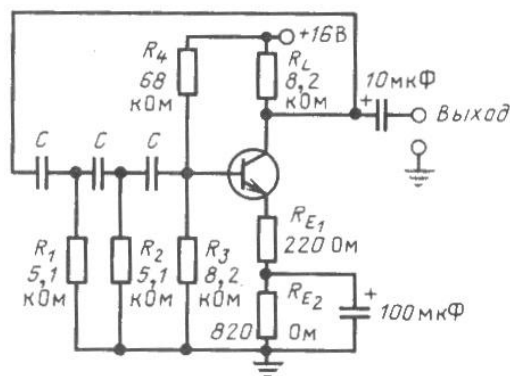
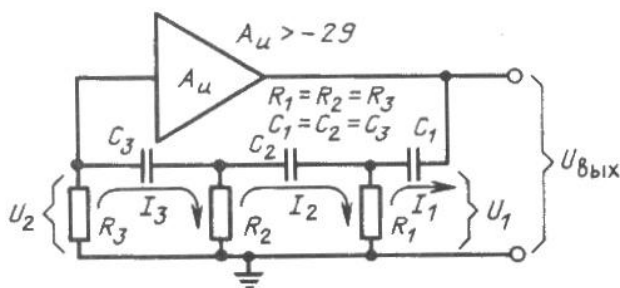


Рисунок 4.4 Генератор с фазосдвигающей цепью: а - функциональная схема; б - принципиальная схема

Усилитель обеспечивает сдвиг фазы на 180° . В RC-цепях возникают заметные потери при передаче сигнала. Выходное напряжение трехзвенной цепи ОС составляет только $1/29 U_{\text{вх}}$. Усилитель должен обеспечивать достаточное усиление для компенсации этих потерь. Если принять $R_1 = R_2 = R_3$ и $C_1 = C_2 = C_3$, то при фазовом сдвиге 180° отношение напряжений

$$\frac{U_1}{U_2} = -\left(\frac{5}{\omega^2 R^2 C^2} - 1\right). \quad (4.10)$$

Выражение для расчета генерируемой частоты имеет вид

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}. \quad (4.11)$$

4.1.3 Генератор с мостом Вина

Одним из наиболее надежных генераторов RC-типа является генератор с мостом Вина (рисунок 4.5). Как и в схеме на рисунке 4.4, RC-цепь здесь используется в качестве частотно-избирательной цепи.

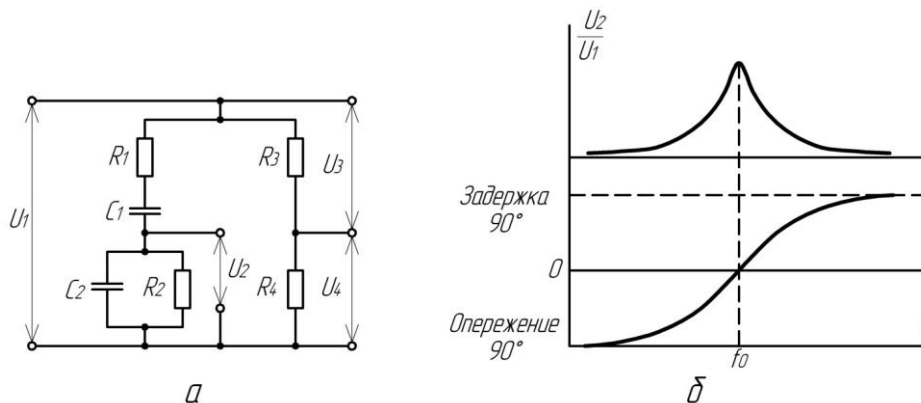


Рисунок 4.5 Мост Вина: а – схема; б - зависимости напряжения ПОС и сдвига фазы от частоты

В генераторе с мостом Вина применяется или двухкаскадный, или операционный усилитель, обеспечивающий сдвиг фазы на 360° . На рабочей частоте f_0 реактивная ветвь моста создает опережение по фазе и задержку напряжения. Когда напряжения U_2 и U_4 равны и совпадают по фазе на желаемой частоте, ПОС компенсирует ООС и возникает генерация. На любой другой частоте напряжение ПОС будет мало по сравнению с напряжением ООС U_4 и генерация не возникает. На рисунке 4.5, б показаны соответствующие фазовые соотношения. ПОС максимальна на частоте f_0 , когда сдвиг фазы равен нулю. Напряжения на R_3 и R_4 находятся в одной фазе, поэтому U_4 всегда совпадает по фазе с U_1 .

На практике мост Вина используется совместно с ОУ или двухкаскадным усилителем. Резистивное плечо моста Вина действует как делитель напряжения в цепи ООС. Опорное напряжение U_4 подключается к инвертирующему входу так, как показано на рисунке 4.6. Положительная ОС создается фазосдвигающей цепочкой, и напряжение U_2 подается на неинвертирующий вход.

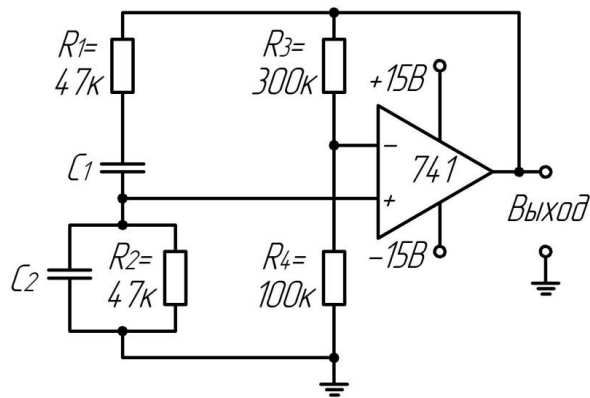


Рисунок 4.6 Схема генератора на операционном усилителе с мостом Вина

Коэффициент усиления усилителя A_f при замкнутой цепи ОС должен быть немного больше трех, поскольку коэффициент передачи цепи ПОС $\beta = 1/3$. Это означает, что сопротивление R_3 должно быть в 3 раза больше R_4 (рисунок 4.6).

Необходимое деление сигнала ПОС определяется из условий $R_1 = R_2$ и $C_1 = C_2$. Реактивное плечо моста образует делитель переменного напряжения.

Уравнение для расчета частоты генерируемых колебаний имеет вид

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (4.12)$$

4.1.4 Генератор с двойным Т-образным мостом

Применение ОУ в интегральном исполнении позволяет формировать RC-цепи с высоким Q . Узкополосные ("щелевые") фильтры приобретают новое качество благодаря их исключительно высокой избирательности. В этом классе фильтров особое место занимают двойной Т-образный мост и другие Т-образные фильтры. Частоты вблизи f_0 ослабляются или подавляются практически до нуля. На рисунке 4.7 приведены примеры схем двойного Т-образного моста и Т-образного фильтра.

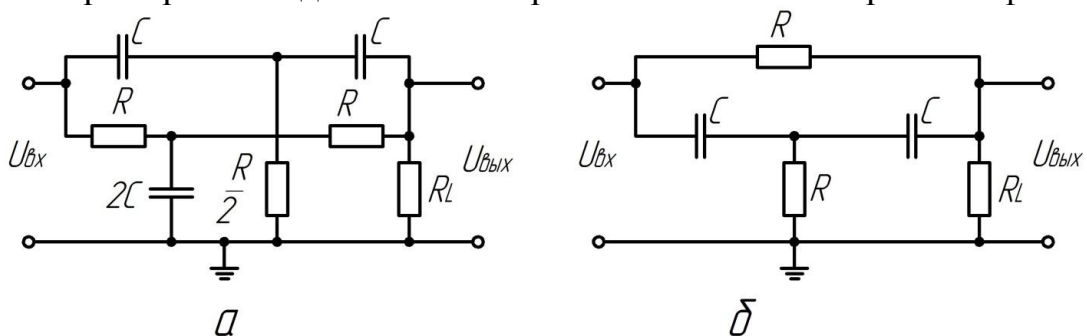


Рисунок 4.7 Электрические схемы: а - двойного Т-образного моста; б - Т-образного фильтра

Если двойной Т-образный мост использовать в цепи ООС совместно с ОУ, то коэффициент усиления усилителя на всех частотах окажется очень малым, за исключением частоты, избираемой фильтром. Поскольку ООС ослабляется благодаря высокому импедансу на частоте фильтра, коэффициент усиления усилителя очень высок. Это вызывает нестабильность усиления и приводит к возникновению гене-

рации. Коэффициент усиления усилителя в схеме генератора с двойным Т-образным мостом устанавливается с помощью переменного сопротивления R_4 (рисунок 4.8).

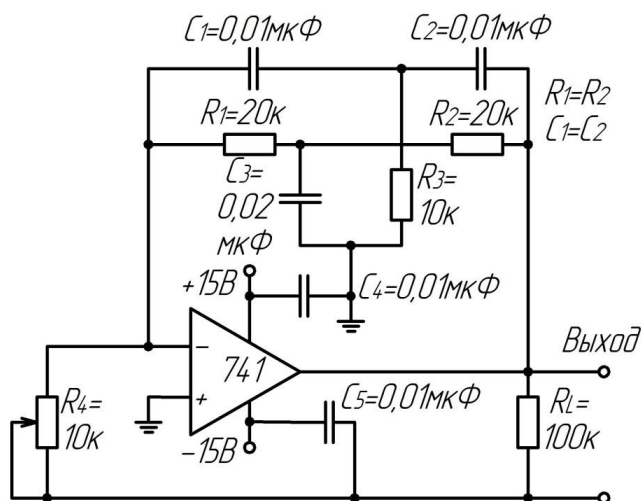


Рисунок 4.8 Генератор с двойным Т-образным мостом на ОУ

С помощью R_4 устанавливается коэффициент усиления усилителя, достаточный для возникновения генерации. В дальнейшем R_4 используется в качестве регулятора амплитуды колебаний. Стабилизацию частоты обеспечивают взаимно согласованные прецизионные компоненты.

Для генератора с двойным Т-образным мостом компоненты плеч моста определяются следующими соотношениями:

$$R_3 = R_1 / 2; \quad (4.13)$$

$$C_3 = 2C_1. \quad (4.14)$$

Выбор стандартных величин, кратных двум, может оказаться затруднительным. Поэтому часто используются переменные сопротивления.

Частота колебаний генератора

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}. \quad (4.15)$$

Это выражение совпадает с аналогичным выражением для генератора с мостом Вина, а также для генератора с Т-образным мостом. Следует отметить, что для повышения избирательности фильтра применяются несколько (n) секций. В этом случае для расчетов используются несколько иные соотношения. Если $n = 2$, то для двухсекционного фильтра, каждая секция которого представляет собой двойной Т-образный мост, частота

$$f_0 = \frac{1}{2\pi n R_1 C_1} = \frac{1}{4\pi R_1 C_1}. \quad (4.16)$$

В случае двухсекционного мостового Т-образного фильтра ($n=2$) частота

$$f_0 = \frac{n}{2\pi RC} = \frac{2}{2\pi RC} = \frac{1}{\pi RC}. \quad (4.17)$$

4.2. Пример решения задачи

Задача 4.2.1 Рассчитайте емкость в фазосдвигающей цепи (рисунок 4.9), необходимую для возбуждения генерации на частоте 3 кГц, при условии $R_{вх} = Z_{вх} = 5,1 \text{ кОм}$.

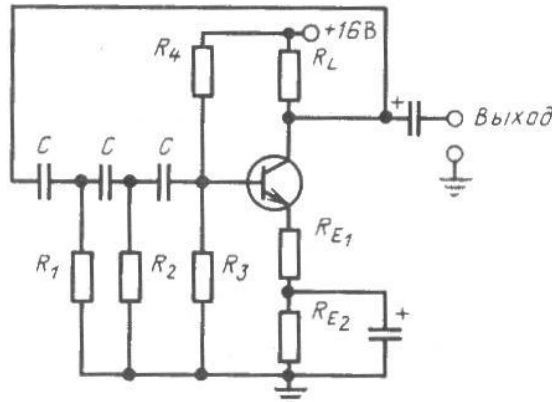


Рисунок 4.9 К задаче 4.2.1

Известно, что

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC},$$

поэтому

$$C = \frac{1}{2\pi f_0 R \sqrt{6}} = \frac{1}{6,28 \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 5,1 \cdot 10^3 \cdot 2,45} = 4,248 \text{ пФ}.$$

4.3 Задачи для самостоятельного решения

Задача 4.3.1 В схеме мостового генератора Вина (рисунок 4.11) $R_1 = 6,8 \text{ кОм}$; $R_2 = 10 \text{ кОм}$; $R_3 = 10 \text{ кОм}$, $R' = R'' = R = 10 \text{ кОм}$, $C' = C'' = 0,1 \text{ мкФ}$. Напряжение стабилизации на паре стабилитронов D_1 и D_2 $U_{ст} = \pm 4,2 \text{ В}$. Чему равны частота и амплитуда колебаний?

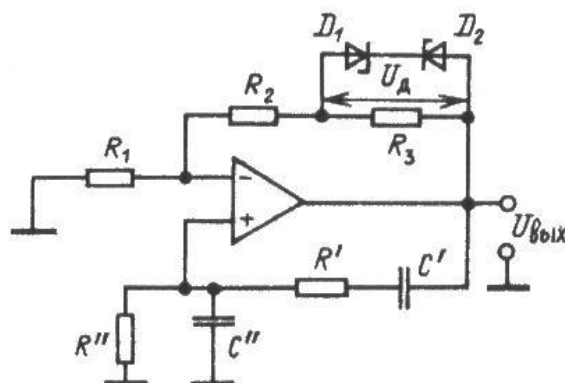


Рисунок 4.11 К задаче 4.3.1

Задача 4.3.2 Для схемы генератора с мостом Вина (рисунок 4.12) рассчитайте R_3 , если $R_4 = 100 \text{ кОм}$, коэффициент усиления усилителя $K = 3$.

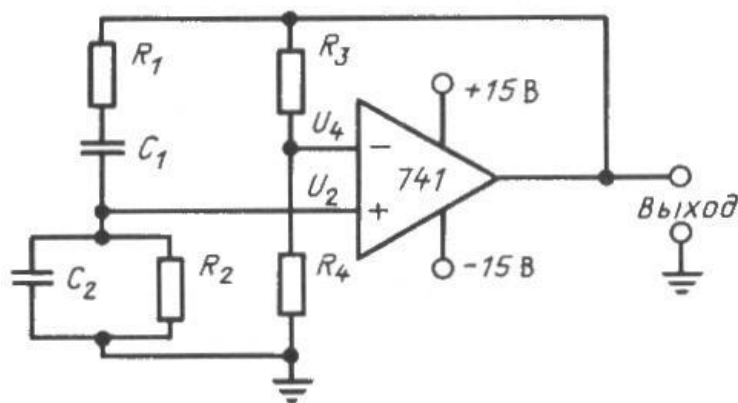


Рисунок 4.12 Для задачи 4.3.2

По условиям задачи определите емкости конденсаторов, если $R_1 = R_2 = 100$ кОм.

5.4 Вопросы для самоконтроля

- 1) Дать определение генератору синусоидальных колебаний.
- 2) Пояснить условия самовозбуждения генератора.
- 3) Что называется автогенератором?
- 4) Что называется мостом Вина?
- 5) Откуда название генератора двойным Т-образным мостом?

5 ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ № 10 РАСЧЕТ ОДНОФАЗНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Цель занятия: получить практические навыки в расчете параметров однофазных выпрямителей.

Задание:

- 1) Провести расчет параметров однофазного однополупериодного выпрямителя;
- 2) Провести расчет параметров однофазного мостового выпрямителя.
- 3) Провести расчет выпрямителей со сглаживающими фильтрами.

5.1 Краткие теоретические сведения

Выпрямителем называется устройство, предназначенное для преобразования переменного напряжения в напряжение одной полярности (пульсирующее). В маломощных источниках питания (до нескольких сотен ватт) обычно используют однофазные выпрямители. В мощных источниках целесообразно применять трехфазные выпрямители.

Выпрямители имеют следующие основные параметры: а) среднее значение выходного напряжения $u_{\text{вых}}$

$$U_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{\text{вых}} dt,$$

где T — период напряжения сети (для промышленной сети — 20 мс);

б) среднее значение выходного тока $i_{\text{вых}}$

$$I_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{вых}} dt,$$

в) коэффициент пульсаций выходного напряжения

$$\varepsilon = \frac{U_m}{U_{\text{ср}}}$$

где U_m — амплитуда низшей (основной) гармоники выходного напряжения.

Часто коэффициент пульсаций измеряют в процентах.

Однофазный однополупериодный выпрямитель является простейшим и имеет схему, приведенную на рисунке 5.1,а. В таком выпрямителе ток через нагрузку протекает лишь в течение полупериода входного напряжения (рисунок 5.1,б).

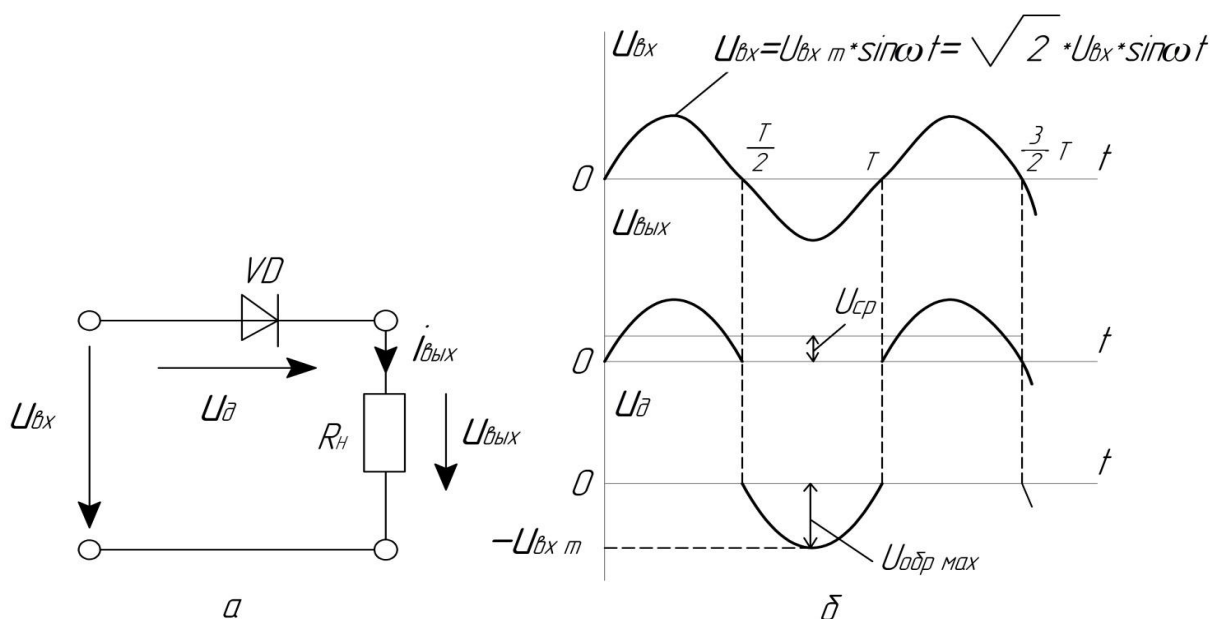


Рисунок 5.1 Однофазный однополупериодный выпрямитель:
а - электрическая схема; б - диаграмма напряжений

Основные параметры однополупериодного выпрямителя:
среднее значение выходного напряжения

$$U_{\text{ср}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_{\text{вх}} \approx 0,45 \cdot U_{\text{вх}};$$

среднее значение тока на нагрузке выпрямителя

$$I_{cp} = \frac{U_{cp}}{R_n};$$

коэффициент пульсаций выходного напряжения

$$\varepsilon = \frac{\pi}{2} = 1,57,$$

максимальное обратное напряжение диода

$$U_{обр.макс} = \sqrt{2} \cdot U_{ex} = \pi \cdot U_{cp},$$

среднее значение тока через диод

$$I_{пр.ср} = I_{cp},$$

максимальный ток диода

$$I_{пр.макс} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{ex}}{R_n} = \pi \cdot I_{cp}.$$

Такой выпрямитель находит ограниченное применение в маломощных устройствах. Отрицательной чертой однополупериодного выпрямителя является протекание постоянной составляющей тока во входной цепи.

Двухполупериодный выпрямитель со средней точкой представляет собой параллельное соединение двух однополупериодных выпрямителей (рисунок 5.2,а). Диоды схемы проводят ток поочередно, каждый в течение полупериода (рисунок 5.2,б).

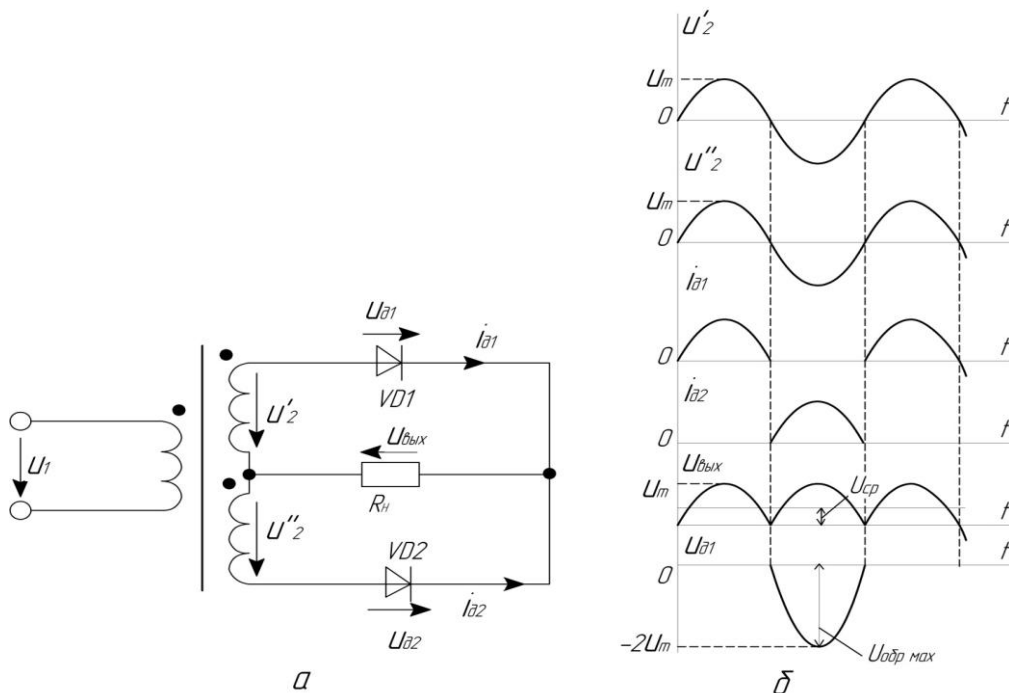


Рисунок 5.2 Двухполупериодный выпрямитель со средней точкой
а - электрическая схема; б - временные диаграммы напряжений и токов

Основные параметры данного выпрямителя:

среднее значение выходного напряжения

$$U_{cp} = 2 \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2 \approx 0,9 \cdot U_2,$$

где U_2 – действующее значение напряжения каждой половины вторичной обмотки;
среднее значение тока на нагрузке выпрямителя

$$I_{cp} = \frac{U_{cp}}{R_n};$$

коэффициент пульсаций выходного напряжения

$$\varepsilon = \frac{2}{3} \approx 0,67,$$

максимальное обратное напряжение диода

$$U_{обр.макс} = \sqrt{2} \cdot U_{ex} = \pi \cdot U_{cp},$$

среднее значение тока через диод

$$I_{np.cp} = \frac{1}{2} \cdot I_{cp},$$

максимальный ток диода

$$I_{пр.макс} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{ex}}{R_n} = \frac{\pi}{2} \cdot I_{cp}.$$

Двухполупериодный выпрямитель со средней точкой характеризуется довольно высокими технико-экономическими показателями и широко используется в технике. Недостатком рассматриваемого выпрямителя является необходимость двойного количества витков во вторичной обмотке трансформатора.

Однофазный мостовой выпрямитель (рисунок 5.3,а) можно считать пределом совершенства бестрансформаторных выпрямителей. Диоды в рассматриваемой схеме включаются и выключаются парами: одна пара – это диоды VD_1 и VD_2 , а другая – VD_3 и VD_4 . В течение одного полупериода открыты диоды VD_1 и VD_2 , и ток протекает по цепи: диод VD_1 , нагрузка R_n , диод VD_2 . В течение другого полупериода ток протекает по цепи: диод VD_3 , нагрузка R_n , диод VD_4 . На нагрузке обеспечивается пульсирующий ток одного направления. Временные диаграммы напряжений и токов на входе и выходе выпрямителя представлены на рисунке 6.3,б.

Основные параметры такого выпрямителя:

среднее значение выходного напряжения

$$U_{cp} = 2 \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{ex} \approx 0,9 \cdot U_{ex};$$

среднее значение тока на нагрузке выпрямителя

$$I_{cp} = \frac{U_{cp}}{R_n};$$

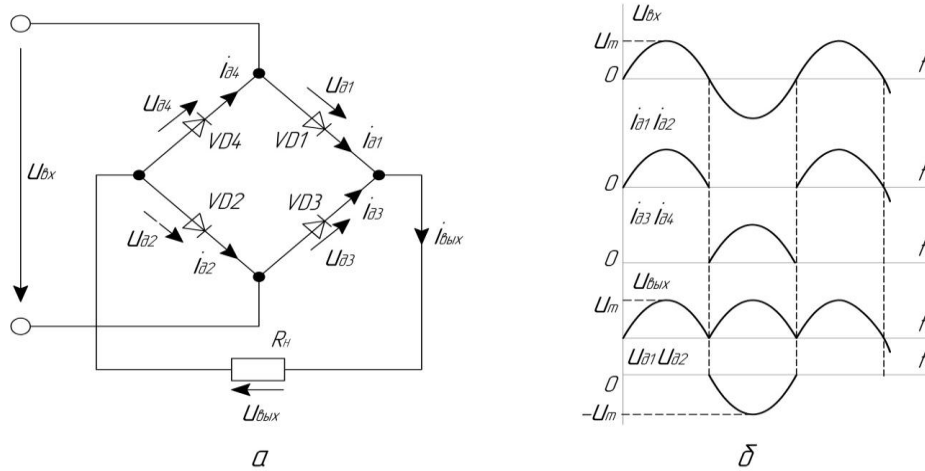


Рисунок 5.3 Однофазный мостовой выпрямитель:
а - электрическая схема; б - временные диаграммы напряжений и токов

коэффициент пульсаций выходного напряжения

$$\varepsilon = \frac{2}{3} \approx 0,67,$$

максимальное обратное напряжение диода

$$U_{обр.макс} = \sqrt{2} \cdot U_{ex} = \frac{\pi}{2} \cdot U_{cp},$$

среднее значение тока через диод

$$I_{np.cp} = \frac{1}{2} \cdot I_{cp},$$

максимальный ток диода

$$I_{пр.макс} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{ex}}{R_n} = \frac{\pi}{2} \cdot I_{cp}.$$

Такой выпрямитель характеризуется высокими технико-экономическими показателями и широко используется на практике. Часто все четыре диода выпрямителя помещают в один корпус.

5.2 Пример решения задачи

Задача 5.2.1. На выход однофазного трансформатора с напряжением 220 В на первичной обмотке подключен однополупериодный выпрямитель (рисунок 5.1,а), работающий на активную нагрузку 3 кОм. Падение напряжения на на-

грузке 180 В. Определить среднее и амплитудное значения тока, протекающего через диод в прямом направлении при условии идеальности диода ($R_{npVD}=0$; $U_{npVD}=0$; $I_{обрVD}=0$), максимальное напряжение, приложенное к диоду в обратном направлении, коэффициент трансформации однофазного трансформатора.

Решение:

Как видно из рисунка 5.1, а, нагрузка R_n и диод VD включены последовательно, следовательно, среднее значение тока нагрузки I_n равно среднему значению тока, протекающего через диод в прямом направлении $I_{np.cp}$, и по закону Ома для участка цепи

$$I_n = I_{np.VD.cp} = U_n / R_n = 180/3000 = 60 \cdot 10^{-3}, A = 60 \text{ мА}.$$

Максимальное или амплитудное значение тока через диод определяется как

$$I_{np.max} = \pi \cdot I_{np.cp} = \pi \cdot 60 = 188, \text{ мА}.$$

Максимальное напряжение, действующее на закрытый диод,

$$U_{обр.max} = \pi \cdot U_n = \pi \cdot 180 = 565, \text{ В}.$$

Для определения коэффициента трансформации нужно перейти к действующим значениям напряжения.

Действующее значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора U_2 :

$$U_2 = U_{обр.max} / 2 = 565 / 2 = 400, \text{ В}.$$

Коэффициент трансформации трансформатора: $k = U_2 / U_1 = 400 / 220 \approx 1,82$.

5.3 Задачи для самостоятельного решения

Задача 5.3.1 На выход однофазного трансформатора с напряжением 220 В на первичной обмотке подключен однополупериодный выпрямитель (рисунок 5.1,а), работающий на активную нагрузку 540 Ом. Падение напряжения на нагрузке 180 В. Определить среднее и амплитудное значения тока, протекающего через диод в прямом направлении при условии идеальности диода, максимальное напряжение, приложенное к диоду в обратном направлении, коэффициент трансформации однофазного трансформатора и подобрать диод, на котором может быть построен рассматриваемый выпрямитель.

Задача 5.3.2 На выход однофазного трансформатора с напряжением 220 В на первичной обмотке подключен двухполупериодный мостовой выпрямитель работающий на активную нагрузку 2,5 кОм. Ток нагрузки 400 мА. Определить коэффициент трансформации однофазного трансформатора при условии идеальности диодов. Подобрать диоды, на которых может быть построен рассматриваемый выпрямитель.

Задача 5.3.3 На выход однофазного трансформатора с напряжением 220 В на первичной обмотке подключен двухполупериодный выпрямитель (по схеме с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора), работающий на активную нагрузку 250 Ом. Ток нагрузки 150 мА. Определить коэффициент трансформации однофазного трансформатора при условии идеальности диодов. Подобрать диоды, на которых может быть построен рассматриваемый выпрямитель.

Задача 5.3.4 Подобрать полупроводниковые диоды для двухполупериодного выпрямителя с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора, если на нагрузочном резисторе $R_n = 1$ кОм, среднее значение выпрямленного напряжения $U_{нсп} = 50$ В.

Задача 5.3.5 Подобрать полупроводниковые диоды для мостового выпрямителя, если известно, что в нагрузочном резисторе с сопротивлением $R_n = 600$ Ом выпрямленный ток $I_n = 300$ мА. Найти значение коэффициента трансформации трансформатора, подключенного к сети напряжением $U_l = 220$ В.

5.4 Вопросы для самоконтроля

- 1) Что называется выпрямителем?
- 2) Достоинства и недостатки однополупериодного выпрямителя.
- 3) Достоинства и недостатки мостового выпрямителя.
- 4) Что называется коэффициентом пульсации выпрямителя?
- 5) Что называется коэффициентом сглаживания фильтра.

6 ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ № 11 РАСЧЕТ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Цель занятия: получить практические навыки в расчете стабилизаторов напряжения постоянного тока

Задание:

- 1) Провести расчет параметров параметрического стабилизатора напряжения;
- 2) Провести расчет параметров компенсационного стабилизатора напряжения.

6.1 Теоретические сведения

Стабилизаторами напряжения называются устройства, автоматически обеспечивающие поддержание напряжения на нагрузке с заданной степенью точности.

Важнейшими параметрами стабилизатора напряжения являются коэффициент стабилизации $K_{ст}$, выходное сопротивление $R_{вых}$ и коэффициент полезного действия $\eta_{ст}$.

Коэффициент стабилизации — это отношение относительного изменения напряжения на входе к соответствующему относительному изменению напряжения на выходе стабилизатора.

$$K_{ст} = \frac{\frac{\Delta u_{вх}}{u_{вх}}}{\frac{\Delta u_{вых}}{u_{вых}}}, \quad (6.1)$$

где $u_{вх}$, $u_{вых}$ — постоянные напряжения соответственно на входе и выходе стабилизатора;

$\Delta u_{вх}$ — изменение напряжения $u_{вх}$;

$\Delta u_{\text{ВЫХ}}$ — изменение напряжения $u_{\text{ВЫХ}}$, соответствующее изменению напряжения $\Delta u_{\text{ВХ}}$.

Чем больше коэффициент стабилизации, тем меньше изменяется выходное напряжение при изменении входного. У простейших стабилизаторов величина $K_{\text{СТ}}$ составляет единицы, а у более сложных — сотни и тысячи.

Выходное сопротивление стабилизатора определяется выражением

$$R_{\text{ВЫХ}} = \left| \frac{\Delta u_{\text{ВЫХ}}}{\Delta i_{\text{ВЫХ}}} \right|, \quad (6.2)$$

где $\Delta u_{\text{ВЫХ}}$ — изменение постоянного напряжения на выходе стабилизатора;

$\Delta i_{\text{ВЫХ}}$ — изменение постоянного выходного тока стабилизатора, которое вызвало изменение выходного напряжения.

Коэффициент полезного действия стабилизатора $\eta_{\text{СТ}}$ — это отношение мощности, отдаваемой в нагрузку $P_{\text{Н}}$, к мощности, потребляемой от входного источника напряжения $P_{\text{ВХ}}$

$$\eta_{\text{СТ}} = \frac{P_{\text{Н}}}{P_{\text{ВХ}}}. \quad (6.3)$$

Непрерывные стабилизаторы напряжения подразделяется на параметрические (ПСН), компенсационные (КСН) и комбинированные.

В параметрических стабилизаторах стабилизация осуществляется за счет использования свойств некоторых специально предназначенных для этой цели компонентов радиоэлектроники. Это чаще всего полупроводниковые стабилитроны.

Такой нелинейный элемент НЭ (часто стабилитрон) обычно включается параллельно сопротивлению нагрузки и подключается к источнику постоянного нестабилизированного напряжения через гасящий резистор, который часто называют балластным сопротивлением $R_{\text{Б}}$ (рисунок 6.1).

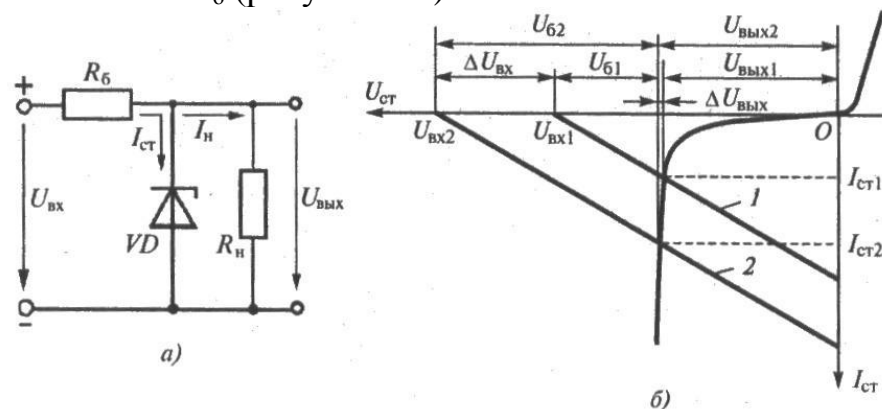


Рисунок 6.1 Параметрический стабилизатор на стабилитроне: а – схема б - графическая интерпретация его работы

Благодаря особенностям ВАХ нелинейного стабилитрона (рисунок 6.2 б) на сопротивлении нагрузки $R_{\text{Н}}$ будет иметься напряжение, равное напряжению стабилизации $U_{\text{ВЫХ}}$.

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} - U_{\text{Б}}. \quad (6.4)$$

При изменении напряжения питания на величину $\Delta U_{\text{вх}}$ увеличивается ток через гасящее сопротивление $R_{\text{б}}$ и падение напряжения на нем ($U_{\text{б}} + \Delta U_{\text{б}}$). При этом падение напряжения на сопротивлении нагрузки остается практически неизменным

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - U_{\text{б}} + \Delta U_{\text{вх}} - \Delta U_{\text{б}}. \quad (6.5)$$

Отсюда следует, что

$$\Delta U_{\text{вх}} \approx \Delta U_{\text{б}}. \quad (6.6)$$

Другими словами приращение входного напряжения компенсируется соответствующим приращением падения напряжения на гасящем сопротивлении. В итоге падение напряжения на нагрузке остается практически постоянным

Величину резистора $R_{\text{б}}$ выбираю из условия

$$R_{\text{б}} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}}{I_{\text{н}} + I_{\text{ст.ном}}}, \quad (6.7)$$

где $I_{\text{ст.ном}} = \frac{I_{\text{ст.мах}} + I_{\text{ст.мин}}}{2}$ – номинальный ток, $I_{\text{ст.мах}}$, $I_{\text{ст.мин}}$ – максимальные и минимальные токи стабилизатора в режиме стабилизации.

Выходное сопротивление параметрического стабилизатора определяется дифференциальным сопротивлением стабилизатора,

$$R_{\text{вых}} = R_{\text{д}} \parallel R_{\text{б}} \approx R_{\text{д}}. \quad (6.8)$$

Выходное сопротивление характеризует изменение выходного напряжения при изменении тока нагрузки и постоянном входном напряжении:

$$R_{\text{вых}} = \left. \frac{dU_{\text{вых}}}{dI_{\text{н}}} \right|_{U_{\text{вх}}=\text{const}}. \quad (6.9)$$

Коэффициент стабилизации можно определить, полагая при $R_{\text{д}} \ll R_{\text{н}}$ и $R_{\text{б}} \gg R_{\text{д}}$, что $\Delta U_{\text{н}} = \Delta I_{\text{ст}} R_{\text{д}}$ и $\Delta U_{\text{вх}} = \Delta I_{\text{ст}} (R_{\text{д}} + R_{\text{б}}) \approx \Delta I_{\text{ст}} R_{\text{б}}$.

Тогда

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta I_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} \cdot \frac{I_{\text{н}}}{\Delta I_{\text{н}}} = \frac{\Delta I_{\text{ст}} R_{\text{б}}}{U_{\text{вх}}} \cdot \frac{U_{\text{н}}}{\Delta I_{\text{ст}} R_{\text{д}}} = \frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{вх}}} \cdot \frac{R_{\text{б}}}{R_{\text{д}}}. \quad (6.10)$$

Обычно $K_{\text{ст}}$ не превышает $20 \div 50$. Для увеличения $K_{\text{ст}}$ нет смысла $R_{\text{б}}$, так как $U_{\text{вх}}$ тоже необходимо увеличивать.

Компенсационные непрерывные стабилизаторы напряжения имеют в своем составе регулирующий элемент РЭ, включаемые последовательно или параллельно с сопротивлением нагрузки, параметры которого автоматически изменяются с помощью систем регулирования так, что выходной параметр остается неизменным при изменениях параметров нагрузки и первичного источника энергии.

На рисунке 6.2, а приведена структурная схема непрерывного компенсационного стабилизатора напряжения с последовательным включением регулирующего элемента, а на рисунке 6.2,б – с параллельным включением регулирующего элемента.

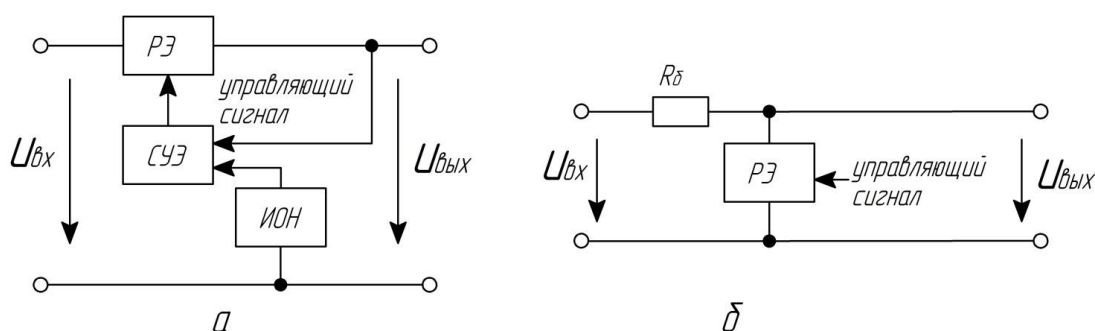


Рисунок 6.2 Компенсационные стабилизаторы напряжения: а - с последовательным включением регулирующего элемента; б - с параллельным включением регулирующего элемента

Необходимыми узлами компенсационного стабилизатора являются источник опорного напряжения ИОН, измерительный элемент ИЭ, сравнивающее устройство, показанное как вычитатель сигналов в виде окружности и усилитель $У$ сигнала погрешности. Им управляется регулирующий элемент РЭ.

Роль источника опорного напряжения, как правило, выполняет параметрический стабилизатор.

Его назначение – обеспечить получение известного напряжения, стабильного во времени и остающегося неизменным при воздействиях возмущающих факторов.

Напряжение на сопротивлении нагрузки измеряется с помощью измерительного элемента ИЭ и сравнивается с сигналом, заданным с помощью ИОН. Разность этих напряжений усиливается усилителем $У$. Выходной сигнал его изменяет параметры регулирующего элемента РЭ так, что разность сигналов ИОН и ИЭ уменьшается и при большом коэффициенте усиления усилителя $У$ стремиться к нулю.

Из-за лучших электрических показателей на практике обычно используют только структуру с последовательным включением регулирующего элемента РЭ.

Типовая схема непрерывного стабилизатора напряжения приведена на рисунке 6.3.

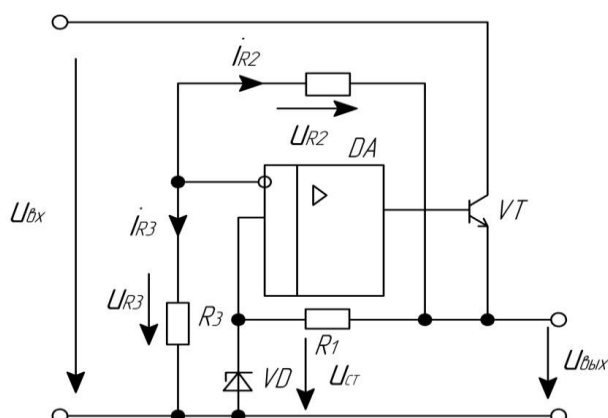


Рисунок 6.3 Схема непрерывного компенсационного стабилизатора постоянного напряжения

Выходное напряжение стабилизатора равно разности его входного напряжения и падения напряжения между выводами эмиттера и коллектора регулирующего транзистора VT:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - U_{KЭ}. \quad (6.11)$$

В свою очередь, для $U_{KЭ}$ справедливо выражение

$$U_{KЭ} = U_{KB} + U_{БЭ} \approx U_{KB} + \text{const}. \quad (6.12)$$

Напряжение U_{KB} определяется падением напряжения на резисторе смещения

$$R_{CM} (U_{KB} = I_R R_{CM} = U_{\text{вх}} - U_{DA \text{ вых}}). \quad (6.13)$$

Операционный усилитель DA включен по схеме усилителя с дифференциальным входом и поэтому его выходное напряжение равно

$$U_{DA \text{ вых}} = K_{UO}(U_{\text{эм}} - U_{R2}). \quad (6.14)$$

Так как цепь ООС в усилителе отсутствуем, то из-за большого K_{UO} можно считать, что во всех режимах работы $U_{\text{эТ}} - U_{R2} = 0$, и, следовательно, выходное напряжение, стабилизатора

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{эм}} \cdot (R_1 + R_2)/R_2. \quad (6.14)$$

Возникновение любых отклонений выходного напряжения от указанного уровня приводит к нарушению условия $U_{\text{эТ}} - U_{R2} = 0$. Это изменяет выходное напряжение операционного усилителя, а следовательно, и напряжение U_{KB} транзистора VT, компенсируя возникшие отклонения.

Допустим, выходное напряжение стабилизатора увеличилось. Тогда $U_{R2} > U_{\text{оп}}$, что приводит к уменьшению напряжения $U_{DA \text{ вых}}$ и соответствующему увеличению $U_{R \text{ см}}$ и $U_{KЭ}$ транзистора VT, что компенсирует возникшие отклонения. При уменьшении $U_{\text{вых}}$ увеличивается $U_{DA \text{ вых}}$, уменьшается $U_{R \text{ см}}$ и $U_{KЭ}$ и выходное напряжение восстанавливается.

6.2 Пример решения задачи

Задача 6.2.1 Определить сопротивление резистора $R_{\text{бал}}$ в стабилизаторе напряжения (рисунок 7.1, а), если напряжение стабилизации $U_{\text{ст}}$ составляет 10 В, а на вход поступает напряжение $U_{\text{вх}} = 20$ В. Входной ток $I_{\text{вх}} = 0,02$ А.

Решение:

По второму закону Кирхгофа определяем напряжение на балластном сопротивлении:

$$U_R = U_{\text{вх}} - U_{\text{ст}} = 20 - 10 = 10 \text{ В}.$$

По закону Ома рассчитываем сопротивление резистора

$$R_{\text{бал}} = U_R / I_{\text{вх}} = 10/0,02 = 500 \text{ Ом}.$$

Задача 6.3.2 Для непрерывного компенсационного стабилизатора напряжения (рисунок 6.3) предназначенный для питания нагрузки, $U_n = 5 \text{ В}$, $I_n = 1 \text{ А}$, рассчитать и выбрать регулирующий элемент – транзистор VT. Диапазон изменения входного напряжения 9,2 ... 13,2 В.

Выбираем силовой транзистор из следующих условий:

$$I_{k \text{ max доп}} \geq I_k / K_{зан} = 1 / 0,7 \approx 1,45 \text{ А};$$

$$U_{KЭ \text{ max доп}} \geq U_{вх \text{ max}} / K_{зан} = 13,2 / 0,7 = 19 \text{ В};$$

$$P_k \geq I_{k \text{ max}} \cdot (U_{вх \text{ max}} - U_{вых}) = 1 \cdot (13,2 - 5) = 8,2 \text{ Вт},$$

где $K_{зан}$ – коэффициент запаса, равный 0,7 ... 0,8.

Этим требованиям удовлетворяет транзистор КТ817А с параметрами:

$U_{KЭ \text{ max доп}} = 40 \text{ В}$; $I_{k \text{ max доп}} = 5 \text{ А}$; $P_k = 25 \text{ Вт}$; $h_{21Э} = 25$.

Тогда, максимальный ток базы транзистора

$$I_B = I_n / (h_{21Э} + 1) = 1 / 26 = 38,46 \text{ мА}.$$

6.3 Задачи для самостоятельного решения

Задача 6.3.1 Определить коэффициент стабилизации $K_{ст}$ параметрического стабилизатора напряжения, если при изменении входного напряжения от 1 до 3 В напряжение на нагрузке изменилось от 1 до 1,5 В.

Задача 6.3.3 Определить ток стабилитрона $I_{ст}$ параметрического стабилизатора напряжения (рисунок 6.10), если ток в нагрузке $I_n = 0,02 \text{ А}$, а выходной ток $I_{вх} = 0,05 \text{ А}$.

Задача 6.3.4 Определить величину сопротивления $R_{бал}$ (рисунок 6.2) параметрического стабилизатора напряжения на кремниевом стабилитроне, если $R_n = 1,125 \text{ кОм}$, стабилитрон типа Д809 с параметрами $U_{см} = 9 \text{ В}$, $I_{см \text{ min}} = 3 \text{ мА}$, $I_{см \text{ max}} = 29 \text{ мА}$. Напряжение источника питания меняется от $U_{min} = 12 \text{ В}$ до $U_{max} = 15 \text{ В}$.

Задача 76.3.5 Вычислить величину допустимых колебаний входного напряжения параметрического стабилизатора напряжения, выполненного на кремниевом стабилитроне типа КС175Е с параметрами $U_{ст} = 7,5 \text{ В}$, $I_{ст \text{ min}} = 3 \text{ мА}$, $I_{ст \text{ max}} = 17 \text{ мА}$. Балластное сопротивление $R_{бал} = 100 \text{ Ом}$, $R_n = 1500 \text{ Ом}$.

Задача 6.3.6 Определить величину сопротивления $R_{бал}$ (рисунок 6.2) параметрического стабилизатора напряжения на кремниевом стабилитроне, если сопротивление нагрузки меняется от $R_{n \text{ min}} = 7,0 \text{ кОм}$ до $R_{n \text{ max}} = 9,0 \text{ кОм}$, стабилитрон типа КС215Ж с параметрами $U_{ст} = 15 \text{ В}$, $I_{ст \text{ min}} = 0,5 \text{ мА}$, $I_{ст \text{ max}} = 8,3 \text{ мА}$. Напряжение источника питания меняется в пределах $U = 25 \text{ В}$.

6.4 Вопросы для самоконтроля

- 1) Дать определение стабилизаторы напряжения постоянного тока.
- 2) Принцип работы параметрического стабилизатора напряжения.
- 3) Что называется коэффициентом стабилизации стабилизатора?
- 4) Назвать основные элементы компенсационного стабилизатора напряжения.
- 5) Достоинства и недостатки компенсационного стабилизатора напряжения.

7 ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №12 РАСЧЕТ И СИНТЕЗ ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ

Цель занятия: получить практические навыки в расчете и анализе цифровых устройств.

Задание:

- 1) Составить таблицы истинности для заданных логических функций цифровых устройств;
- 2) Записать логические функции для заданных цифровых устройств;
- 3) Построить комбинационные схемы, реализующие заданные логические функции

7.1 Краткие теоретические сведения

В устройствах цифровой электроники используются элементы, входные и выходные сигналы которых могут принимать лишь два значения: Логической единицы «1» и логического нуля «0». Такие элементы, называемые логическими, осуществляют простейшие операции с такими двоичными числами.

Для описания алгоритмов работы и структуры логических схем используют алгебру логики или булеву алгебру по имени ирландского математика 19 века Д.Буля. В ее основе лежат три основные логические операции: логическое отрицание, или операция НЕ (инверсия), логическое сложение, или операция ИЛИ (дизъюнкция), логическое умножение, или операция И (конъюнкция).

Операция НЕ над переменной A записывается в виде \bar{A} , операция ИЛИ над двумя переменными A и B записывается в виде $A+B$, операция И – в виде $A \cdot B$.

Некоторая логическая функция может быть задана в алгебраической форме или в виде таблицы истинности.

Алгебраическая форма, или булево выражение, представляет собой формулу, состоящую из логических переменных, связанных операциями И, ИЛИ, НЕ, например:

$$Y = f(A,B,C) = A + B + C. \quad (7.1)$$

(читается: A или B или C).

Как и в обычных алгебраических выражениях для задания порядка действий используются скобки. Предполагается, что выполнение операции И предшествует операции ИЛИ.

Можно построить схему, которая реализует булево выражение (8.1). На рисунке 7.1 показан вид необходимого для этого логического элемента ИЛИ.

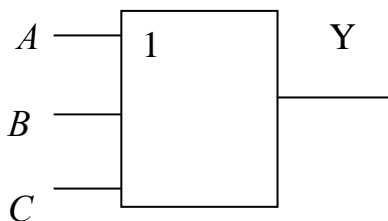


Рисунок 7.1 Схема, реализующая булево выражение $A + B + C = Y$

Способ конструирования комбинационных логических схем на основе булевых выражений состоит в последовательном построении от выхода схемы к входу. Булевы выражения встречаются в двух основных формах: суммы произведений (дизъюнктивная нормальная форма), которую мы построили выше, и произведения сумм (конъюнктивная нормальная форма). Способ построения последней аналогичен рассмотренному.

Таблицы истинности – другой точный метод описания того, как работает логическая схема. Таблицей истинности называется таблица, содержащая все возможные комбинации значений входных переменных и соответствующие им значения логической функции.

Так, таблицы истинности логических функций И, ИЛИ, НЕ таковы:

Функция И			Функция ИЛИ			Функция НЕ	
A	B	Y	A	B	Y	A	Y
0	0	0	0	0	0	0	1
0	1	0	0	1	1	1	0
1	0	0	1	0	1		
1	1	1	1	1	1		

а

б

в

Рисунок 7.2 Таблицы истинности для функций: а – И; б - ИЛИ; в - НЕ

Часто конструирование логических схем начинается с составления таблицы истинности.

Таблица 7.1 Пример конструирования логической схемы

Входы			Выходы
C	B	A	Y
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	1
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	0

Заметим, что только две из восьми возможных комбинаций двоичных сигналов на входах А, В, С дают на выход логическую «1». Эти две возможные комбинации представлены выражениями:

$$\bar{C} \cdot B \cdot A = 1 \quad \text{и} \quad C \cdot \bar{B} \cdot \bar{A} = 1$$

Чтобы получить булево выражение для данной таблицы истинности, свяжем эти две комбинации логической функцией ИЛИ:

$$\bar{C} \cdot B \cdot A + C \cdot \bar{B} \cdot \bar{A} = 1.$$

7.2 Примеры решения типовых задач

Задача 7.2.1 Для логической функций $F1 = X_1 \cdot X_2 + X_3 \cdot X_4$ заполнить таблицу 7.2.

Решение:

$x_1 = x_2 = x_3 = x_4 = 0$	$F1 = 0 \cdot 0 + 0 \cdot 0 = 0;$
$x_1 = x_2 = x_3 = 0, x_4 = 1$	$F1 = 0 \cdot 0 + 0 \cdot 1 = 0;$
$x_1 = x_2 = 0, x_3 = 1, x_4 = 0$	$F1 = 0 \cdot 0 + 1 \cdot 0 = 0;$
$x_1 = x_2 = 0, x_3 = 1, x_4 = 1$	$F1 = 0 \cdot 0 + 1 \cdot 1 = 1;$
$x_1 = 0, x_2 = 1, x_3 = 0, x_4 = 0$	$F1 = 0 \cdot 1 + 0 \cdot 0 = 0;$
$x_1 = 0, x_2 = 1, x_3 = 0, x_4 = 1$	$F1 = 0 \cdot 1 + 0 \cdot 1 = 0;$
$x_1 = 0, x_2 = 1, x_3 = 1, x_4 = 0$	$F1 = 0 \cdot 1 + 1 \cdot 0 = 0;$
$x_1 = 0, x_2 = 1, x_3 = 1, x_4 = 1$	$F1 = 0 \cdot 1 + 1 \cdot 1 = 1.$

Таблица 7.2 Таблица истинности для логической функции **F1**

x_1	x_2	x_3	x_4	F1
0	0	0	0	0
0	0	0	1	0
0	0	1	0	0
0	0	1	1	1
0	1	0	0	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	0
0	1	1	1	1

Задача 7.2.2 Записать логическую функцию **F(X1,X2)** для приведенной на рисунке 7.5 комбинационной схемы.

Решение:

После первого элемента И получаем логическую функцию $y_1 = x_1 \cdot x_2$.

После первого элемента ИЛИ получаем $y_2 = x_1 + x_2$. После второго элемента ИЛИ получаем $y_3 = x_1 \cdot x_2 \cdot (x_1 + x_2)$. После второго элемента И получаем $y = (x_1 \cdot x_2 \cdot (x_1 + x_2)) \cdot (x_1 + x_2)$.

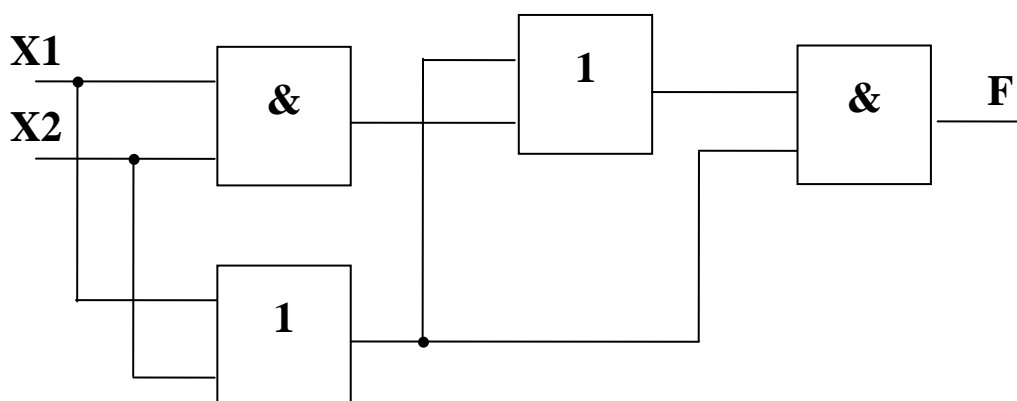


Рисунок 7.5 Комбинационная схема

7.3 Задачи для самостоятельного решения

Задача 7.3.1 Для логических функций $F1 = \overline{(X1 + X2)} \cdot \overline{(X3 + X4)}$ составить таблицу истинности.

Задача 7.3.2 Составить комбинационную схему включения и выключения звукового сигнала, реализующую логическую функцию $y = x_1 \cdot x_2 + x_1 x_2$.

Задача 7.3.3 Записать таблицу истинности для схемы включения и выключения звукового сигнала по результатам задачи 7.3.2.

Задача 7.3.4 Составить логические схемы с использованием логических элементов И, ИЛИ, НЕ для следующих булевых выражений, приведенных в таблице 8.3.

Таблица 8.3 Исходные данные для составления

№ вар.	а) булево выражение	б) булево выражение
1	$\overline{A} \cdot B + A \cdot \overline{B} = Y$	$\overline{A} \cdot C + A \cdot B \cdot C = Y$
2	$A \cdot \overline{B} + A \cdot \overline{B} = Y$	$A \cdot \overline{C} + A \cdot B \cdot C = Y$
3	$\overline{A} \cdot B + \overline{A} \cdot B = Y$	$A \cdot C + \overline{A} \cdot B \cdot C = Y$
4	$\overline{A} \cdot B + A \cdot B = Y$	$A \cdot C + A \cdot \overline{B} \cdot C = Y$
5	$A \cdot B + A \cdot \overline{B} = Y$	$A \cdot C + A \cdot B \cdot \overline{C} = Y$

7.4 Вопросы для самоконтроля

- 1) Какие устройства называются цифровыми?
- 2) Что называется логической функцией цифрового устройства?
- 3) Что называется таблицей истинности цифрового устройства?
- 4) Условное обозначение элементов НЕ, ИЛИ и И.
- 5) Какой порядок выполнения операций НЕ, ИЛИ и И?

8 МЕТОДИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ОРГАНИЗАЦИИ СРО В СООТВЕТСТВИИ С РАБОЧЕЙ ПРОГРАММОЙ ДИСЦИПЛИНЫ

Внеаудиторными видами СРО являются:

- подготовка к практическим и лабораторным занятиям;
- самостоятельное изучение теоретического материала (СИТМ), предусматривающее изучение отдельных разделов и тем дисциплины по заданию преподавателя, чтение учебной литературы, конспектирование текстов;
- подготовка к промежуточной аттестации (к сдаче экзамена по дисциплине).

Подготовка к практическим занятиям и лабораторным работам производится согласно методическим указаниям по соответствующей теме работы.

Для самостоятельного изучения теоретического материала по дисциплине «Электротехника и электроника» в соответствии с рабочей программой предусмотрены следующие темы (таблица 8.1).

Таблица 8.1 Содержание СРО, темы СИТМ и рекомендуемая литература

№ п/п	№ раздела	Название (содержание) работы	Рекомендуемая литература	Объем, часы
1	1	Расчетно-графическая работа	Расчет усилительного каскада	20
2	5...6	Подготовка к ПЗ и ЛР, подготовка к контролю знаний на ПЗ согласно ФОС	Рабочая программа дисциплины с ФОС	10
2	5	Оптоэлектронные приборы. Статический режим работы усилителей. Динамический режим работы усилителей. Типовые каскады усиления. Генераторы синусоидальных колебаний	Кафиев, И.Р. Электроника [Электронный ресурс]: конспект лекций / И. Р. Кафиев, Р. З. Шаяхметов, М. Л. Петров, С. П. Покшубин ; Башкирский ГАУ. - Уфа : БашГАУ, 2015. - 190 с. - Режим доступа: http://biblio.bsau.ru/metodic/32942.pdf	20
3	6	Трехфазные выпрямители. Аналоговые ключи. Триггеры. Генератор линейно изменяющего напряжения (ГЛИН). Триггеры. Арифметические устройства. Микропроцессорное устройство.	Кафиев, И.Р. Электроника [Электронный ресурс]: конспект лекций / И. Р. Кафиев, Р. З. Шаяхметов, М. Л. Петров, С. П. Покшубин ; Башкирский ГАУ. - Уфа : БашГАУ, 2015. - 190 с. - Режим доступа: http://biblio.bsau.ru/metodic/32942.pdf	26

Контроль за ходом СРО осуществляется преподавателем, в том числе при проведении занятий (лекционных, практических и лабораторных), а также на групповых и индивидуальных консультациях.

Контроль результатов СРО осуществляется при сдаче экзамена по дисциплине

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Лачин, В.И. Электроника: Учебное пособие/ В.И.Лачин, Н.С. Савелов. - Ростов-на-Дону : Феникс, 2009. – 703 с.
2. Кафиев, И.Р. Электроника [Электронный ресурс] : конспект лекций / И. Р. Кафиев, Р. З. Шаяхметов, М. Л. Петров, С. П. Покшубин ; Башкирский ГАУ. – Уфа : БашГАУ, 2015. - 190 с. - Режим доступа: <http://biblio.bsau.ru/metodic/32942.pdf>
3. Основы электроники : учеб. пособие для студ. вузов / И. Ф. Бородин [и др.]. – Москва : КолосС, 2009. - 207 с.

