

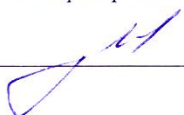
МИНОБРНАУКИ РОССИИ

Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Тульский государственный университет»

Институт *высокоточных систем им. В.П. Грязева*
Кафедра «Приборы управления»

Утверждено на заседании кафедры
«Приборы управления»
« 22 » января 20 24 г., протокол № 1

Заведующий кафедрой


В.В. Матвеев

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ
по проведению практических (семинарских)
занятий по дисциплине (модулю)
«Электроника»

основной профессиональной образовательной программы
высшего образования – программы бакалавриата

по направлению подготовки
12.03.03 Фотоника и оптоинформатика

с направленностью (профилем)
Интеллектуальные фотонные системы
Форма обучения: очная

Идентификационный номер образовательной программы: 120303-01-24

Тула 2024 год

Разработчик методических указаний:

Алалуев В.В., доц. каф., к.т.н., _____



(подпись)

Содержание

	С.
Семестр 5	
Практическое занятие № 1 Однокаскадный усилитель на биполярном транзисторе с общим эмиттером. Расчет по постоянному току	4
Практическое занятие № 2 Однокаскадный усилитель на биполярном транзисторе с общим эмиттером. Расчет по переменному току.	8
Практическое занятие № 3 Однокаскадный усилитель на биполярном транзисторе с общим коллектором. Расчет по переменному току.	10
Практическое занятие № 4 Усилители постоянного тока. Расчет основных параметров	14
Практическое занятие № 5 Операционные усилители. Расчет основных схем включения.	17
Семестр 6	
Практическое занятие № 1 Расчет выпрямителей	22
Практическое занятие № 2 Расчет параметрических стабилизаторов напряжения.	26
Практическое занятие № 3 Расчет компенсационных стабилизаторов напряжения.	30
Практическое занятие № 4 Расчет активных фильтров верхних и нижних частот первого порядка. Активные фильтры верхних и нижних частот второго порядка.	37
Практическое занятие № 5 Расчет активных фильтров верхних и нижних частот второго порядка	40
Практическое занятие № 6 Расчет мультивибраторов	43
Практическое занятие № 7 Расчет ждущих мультивибраторов	47

Пятый семестр

Практическое занятие № 1

ОДНОКАСКАДНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ.

РАСЧЕТ ПО ПОСТОЯННОМУ ТОКУ

1. Цель и задачи работы

Цель работы: получение практических навыков расчета по постоянному току однокаскадного усилителя на биполярном транзисторе с общим эмиттером.

Задачи работы: получение практических навыков расчета элементов схемы однокаскадного усилителя на биполярном транзисторе с общим эмиттером при расчете по постоянному току.

2. Общие положения (теоретические сведения)

Каскад на базе биполярного транзистора (*БТ*) с общим эмиттером (*ОЭ*) относится к усилителям низкой частоты. Он состоит из основных и вспомогательных элементов.

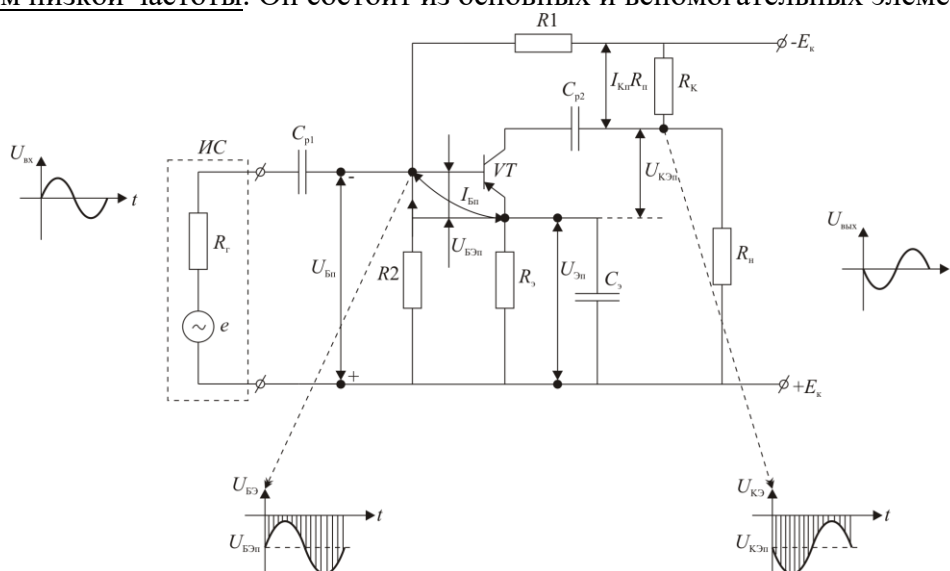


Рисунок 1 – Электрическая схема усилителя на биполярном транзисторе схема с ОЭ

Основные элементы:

1. Транзистор VT – активный элемент, предназначенный для усиления входного тока $I_{\text{в}}$.
2. Транзистор R_k – сопротивление коллекторной нагрузки, предназначен для преобразования тока коллектора транзистора VT в выходное напряжение.
3. Источник питания E_k , за счет энергии которого обеспечивается увеличение выходной мощности в усилителе.

Вспомогательные элементы:

1. Разделительные конденсаторы C_{p1} , C_{p2} предназначены для отделения входа и выхода схемы от источника сигнала и нагрузки по постоянному току.

2. Резисторы R_1, R_2 образуют входной делитель напряжения, который предназначен для создания начального смещения напряжения на базе транзистора VT с целью выведения рабочей точки на линейный участок характеристики.

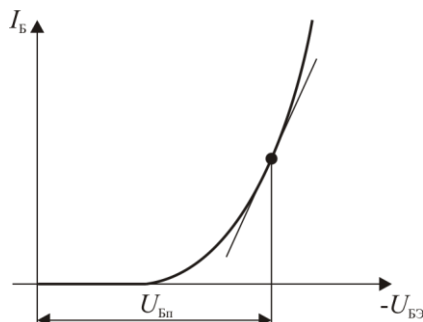


Рисунок 2 – Зависимость тока базы от напряжения база-эмиттер

3. R_3 и C_3 - элементы схемы температурной стабилизации каскада, которые предназначены для создания отрицательной обратной связи по напряжению с целью стабилизации постоянной составляющей тока коллектора при изменении температуры окружающей среды.

Усилитель работает в 2-ух основных режимах: режиме покоя и режиме отсечки. В режиме покоя на усилитель подано напряжение питания E_k , а входной сигнал отсутствует. В режиме усиления сигнала на усилитель подано напряжение питания E_k и подключен входной сигнал.

Работа схемы температурной стабилизации каскада

$$U_{Bn} = U_{BЭn} + U_{Эn} \Rightarrow U_{BЭn} = U_{Bn} - U_{Эn}.$$

$$U_{BЭn} = U_{Bn} - I_{Эn} R_3. \quad (1)$$

$$I_{Kn} = \beta I_{Bn}. \quad (2)$$

При увеличении температуры окружающей среды самопроизвольно увеличивается коэффициент усиления транзистора β . Это приводит к увеличению тока коллектора покоя (2). Увеличение тока коллектора покоя I_{Kn} вызывает увеличение $I_{Эn}$. При этом, падение напряжения на R_3 увеличивается, следовательно, уменьшается напряжение $U_{BЭn}$ (1), т.к. напряжение U_{Bn} практически не зависит от температуры окружающей среды. В соответствии со входной характеристикой уменьшение $U_{BЭ}$ приводит к уменьшению тока I_{Bn} . Следовательно, в соответствии с (2) дальнейший рост I_{Kn} прекращается.

Конденсор C_3 , включенный параллельно R_3 , обеспечивает протекание переменной составляющей тока эмиттера, вызванной изменением сигнала на входе в обход схемы температурной стабилизации. При этом, не возникает отрицательной обратной связи по переменному току и не происходит резкого увеличения коэффициента усиления каскада.

3. Задание на работу (рабочее задание)

Рассчитать параметры однокаскадного усилителя на биполярном транзисторе с общим эмиттером.

4. Ход работы (порядок выполнения работы)

Расчет ведется с помощью *графоаналитического метода*. Различают расчет каскада по постоянному и переменному току. Целью расчета по постоянному току

является определение номиналов элементов, входящих в схему (резисторов, конденсаторов), расчет напряжения питания и выбор транзистора. Расчет по переменному току сводится к получению основных параметров усилителя: R_{ex} , $R_{вых}$, K_I , K_U , K_P .

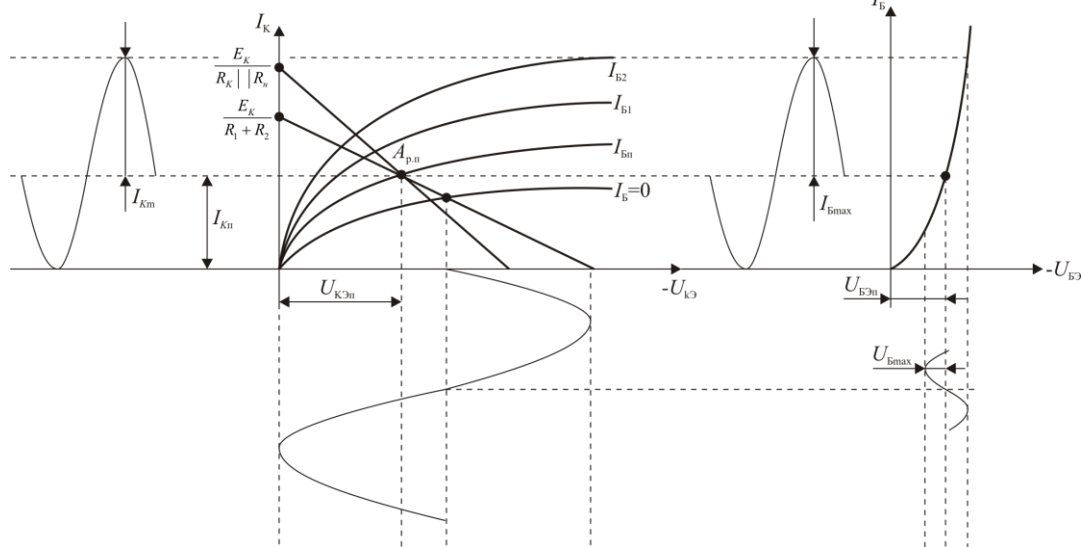


Рисунок 3 – К расчету параметров усилителя

Исходные данные к расчету по постоянному току.

Составим уравнение баланса напряжений в выходной цепи усилителя:

$$E_{II} = U_{Кн} + U_{КЭн} + U_{Эн},$$

где $U_{Эн} = I_{Эн} R_{Э}$ и $I_{Эн} \approx I_{Кн}$.

Тогда, получим

$$E_{II} = U_{КЭн} + I_{Кн} (R_{Э} + R_K). \quad (3)$$

Уравнение (3) представляет собой *уравнение нагрузочной прямой по постоянному току*. Оно показывает как связаны между собой в каждый момент времени ток коллектора, протекающий через транзистор, и падение напряжения на коллекторе-эмиттере.

$$I_{Кн} = \frac{E_K}{R_{Э} + R_K}.$$

$$U_{Эн} \approx (0,1 \dots 0,3) E_K.$$

R_K выбирается из условия:

$$R_K \approx (3 \dots 5) R_n.$$

$R_K > R_n$ с целью увеличения коэффициента усиления по току и напряжению.

$$E_K = \frac{U_{КЭн} + I_{Кн} R_K}{(0,7 \dots 0,9)}.$$

Расчет входного делителя (сопротивления R_1, R_2).

Для улучшения температурной стабилизации схемы необходимо выбирать ток делителя большим

$$I_{\partial} > I_{Бн}.$$

С другой стороны, если $I_{\partial} \gg I_{Бн}$, сопротивление R_1, R_2 получаются маленькими, что приводит к изменению входного сопротивления каскада. Поэтому, ток делителя выбирают следующим образом:

$$I_{\partial} = (2 \dots 5) I_{Бн}.$$

$$R_2 = \frac{U_{Бн}}{I_{\partial}} = \frac{U_{БЭн} + U_{Эн}}{I_{\partial}}.$$

$$R_1 = \frac{E_K - U_{Бн}}{I_{\partial} + I_{Бн}}.$$

Выбор транзистора.

Транзистор выбирают по следующим параметрам:

- максимально допустимый ток коллектора
- максимально допустимое напряжение $U_{КЭ}$
- максимально допустимая рассеиваемая мощность на коллекторе
- частотный диапазон транзистора.

3.3.1. $I_{К(\partial on)} > I_{Кн} + I_{Км}$ (максимум в 2 раза).

3.3.2. $U_{КЭ(\partial on)} > U_{КЭн} + U_{Км} > E_K$.

3.3.3. $P_{К(\partial on)} > I_{Кн} \cdot U_{КЭн}$.

3.3.4. Допустимая граничная частота.

$$f_{Г(\partial on)} > f_{\epsilon}.$$

$$f_{Г(БЭ)} = \frac{f_{Г(ОБ)}}{\beta}.$$

5. Контрольные вопросы

1. Каково назначение эмиттерных повторителей?
2. Что происходит с рабочей точкой каскада с общим эмиттером при увеличении сопротивления резистора R_2 ?
3. Какие элементы схемы влияют на АЧХ усилителя с общим эмиттером в области верхних частот сигнала?

Список использованных источников

1. Щука, А. А. Электроника : учеб. пособие для вузов / А. А. Щука ; под ред. А. С. Сигова .— СПб. : БХВ-Петербург, 2005 .— 800 с.
2. Скаржепа В.А. Электроника и микросхемотехника: учебник в 2 ч. Ч.1. Электронные устройства информационной автоматики / В.А. Скаржепа, А.Н. Луценко; под общ. ред. А.А. Краснопрошеной. – Киев: Выща школа. 1989. – 430 с.
3. Забродин Ю.С. Промышленная электроника: Учебник для вузов / Ю.С. Забродин – М.: Высш. школа, 1982. – 496 с.
4. Токхейм Р. Основы цифровой электроники / Р. Токхейм; пер. с англ. В.А. Курочкина, В.М. Матвеева; под ред. Е.К. Масловского. – М.: Мир, 1988. – 392 с.

Практическое занятие № 2

ОДНОКАСКАДНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ. РАСЧЕТ ПО ПЕРЕМЕННОМУ ТОКУ

1. Цель и задачи работы

Цель работы: получение практических навыков расчета по постоянному току однокаскадного усилителя на биполярном транзисторе с общим эмиттером.

Задачи работы: получение практических навыков расчета элементов схемы однокаскадного усилителя на биполярном транзисторе с общим эмиттером при расчете по переменному току.

2. Общие положения (теоретические сведения)

Аналогичны рассмотренным в Практическом занятии 5.1 «Однокаскадный усилитель на биполярном транзисторе с общим эмиттером. расчет по постоянному току»

3. Задание на работу (рабочее задание)

Рассчитать параметры однокаскадного усилителя на биполярном транзисторе с общим эмиттером.

4. Ход работы (порядок выполнения работы)

Исходные данные к расчету по переменному току.

При расчете по переменному току будем считать, что

$$X_{Cp1} = X_{Cp2} = X_{C3} = 0.$$

Таким образом,

$$R_3 \gg X_C = \frac{1}{\omega_n C}.$$

Будем считать, что внутреннее сопротивление источника питания для переменного тока равно нулю, т.е. $R_{EП} = 0$. В результате допущений будем считать, что $R_3 = 0$, а вместо R_K будет $R_K \parallel R_n$.

$$R_K \parallel R_n = \frac{R_K \cdot R_n}{R_K + R_n}.$$

Уравнение нагрузочной прямой для переменного тока примет вид:

$$I_K = \beta I_B.$$

Расчет входного сопротивления каскада

Входное сопротивление каскада.

$$R_{ex} = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{ex},$$

где R_{ex} – сопротивление входной цепи транзистора ($R_{ex} \approx 1...3 \text{ кОм}$). В случае выбора высокоомного входного делителя, каскад с ОЭ имеет

$$R_{ex} \approx 1...3 \text{ кОм}.$$

Таким образом, усилительный каскад с общим эмиттером имеет относительно малое входное сопротивление.

Определение коэффициента усиления по току

Коэффициент усиления по току определяется выражением

$$K_I = \frac{I_n}{I_{ex}}$$

$$K_I = \beta \frac{R_{ex}}{r_{ex}} \cdot \frac{r_{к(э)} \parallel R_K \parallel R_n}{R_n}, \quad (1)$$

где $r_{к(э)}$ – сопротивление коллекторной цепи транзистора в схеме с общим эмиттером. Таким образом, из формулы (1) следует, что

- 1) коэффициент усиления по току каскада пропорционален коэффициенту усиления транзистора β ;
- 2) коэффициент усиления по току зависит от шунтирующего действия $R_K \parallel R_n$ и $R_1 \parallel R_2$.

Для приближенных расчетов для упрощения формулы (1) используются следующие допущения: $R_{ex} \approx r_{ex}$ и $r_{к(э)} \gg R_K \parallel R_n$. В этом случае, формула (1) принимает следующий вид:

$$K_I \approx \beta \frac{R_K \parallel R_n}{R_n} \approx (20 \dots 50).$$

Таким образом, каскад с общим эмиттером является усилителем тока.

Определение коэффициента усиления по напряжению

Коэффициент усиления по напряжению:

$$K_U = \frac{U_n}{U_{ex}}; \quad U_n = I_n R_n; \quad U_{ex} = I_{ex} (R_\Gamma + R_{ex});$$

$$K_U = \frac{I_n}{I_{ex}} \cdot \frac{R_n}{R_\Gamma + R_{ex}};$$

$$K_U \approx \beta \frac{R_K \parallel R_n}{R_\Gamma + R_{ex}} \approx (20 \dots 50).$$

Для увеличения коэффициента усиления по напряжению K_U необходимо выбирать транзистор с большим коэффициентом усиления β , выбирать $R_K > R_n$ и применять источник сигнала с меньшим внутренним сопротивлением.

Определение коэффициента усиления по мощности

Коэффициент усиления по мощности:

$$K_P = K_I \cdot K_U \approx (400 \dots 2500).$$

Каскад с общим эмиттером является усилителем мощности.

Расчет выходного сопротивления

Выходное сопротивление:

$$R_{вых} = R_K \parallel r_{к(э)};$$

$$R_{вых} \approx R_K \approx (3 \dots 5) \text{ кОм.}$$

Каскад с общим эмиттером обладает высоким выходным сопротивлением, поэтому его нельзя использовать в качестве выходного. Таким образом, каскад с общим эмиттером используется в качестве предварительного усилителя по напряжению.

5. Контрольные вопросы

1. В каком режиме окажется схема эмиттерной стабилизации при отключении резистора R_2 ?
2. В каком из режимов возможно эффективное управление коллекторным током биполярного транзистора?
3. В какой из схем смещения режим каскада с общим эмиттером по постоянному току мало зависит от параметров транзистора?

Список использованных источников

1. Щука, А. А. Электроника : учеб. пособие для вузов / А. А. Щука ; под ред. А. С. Сигова .— СПб. : БХВ-Петербург, 2005 .— 800 с.
2. Скаржепа В.А. Электроника и микросхемотехника: учебник в 2 ч. Ч.1. Электронные устройства информационной автоматики / В.А. Скаржепа, А.Н. Луценко; под общ. ред. А.А. Краснопрошеной. – Киев: Выща школа. 1989. – 430 с.
3. Забродин Ю.С. Промышленная электроника: Учебник для вузов / Ю.С. Забродин – М.: Высш. школа, 1982. – 496 с.
4. Токхейм Р. Основы цифровой электроники / Р. Токхейм; пер. с англ. В.А. Курочкина, В.М. Матвеева; под ред. Е.К. Масловского. – М.: Мир, 1988. – 392 с.

Практическое занятие № 3

ОДНОКАСКАДНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ С ОБЩИМ КОЛЛЕКТОРОМ. РАСЧЕТ ПО ПЕРЕМЕННОМУ ТОКУ

1. Цель и задачи работы

Цель работы: получение практических навыков расчета по постоянному току однокаскадного усилителя на биполярном транзисторе с общим коллектором.

Задачи работы: получение практических навыков расчета элементов схемы однокаскадного усилителя на биполярном транзисторе с общим коллектором при расчете по переменному току.

2. Общие положения (теоретические сведения)

В отличие от каскада с $ОЭ$, нагрузка в схеме однокаскадного усилителя с общим коллектором ($ОК$) подключена к эмиттеру транзистора. Сопротивление $R_э$ является сопротивлением эмиттерной нагрузки предназначен для преобразования выходного тока эмиттера в выходное напряжение (по величине оно такое же как сопротивление $R_к$ в схеме с $ОЭ$). $R_э = 3...5$ кОм. Сопротивление R_2 в схеме может отсутствовать для увеличения входного сопротивления каскада.

$$I_к = \beta I_б. \quad (1)$$

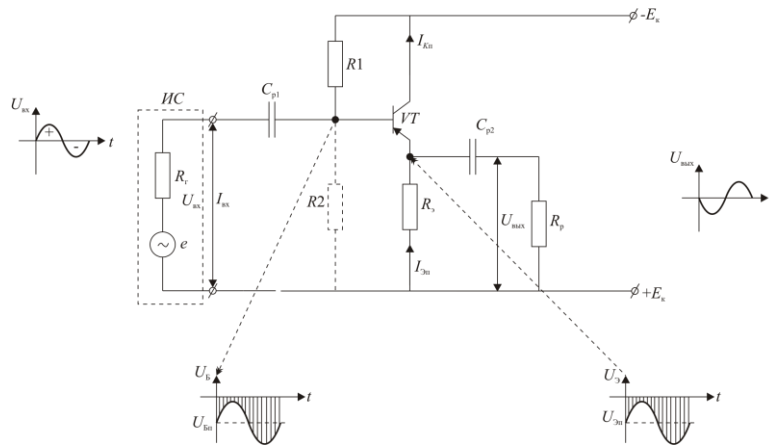


Рисунок 1 – Электрическая принципиальная схема
Принцип действия каскада с общим коллектором

При положительном полупериоде напряжения на входе, отрицательное напряжение на базе транзистора уменьшается, следовательно, уменьшается ток базы. В соответствии с (1) уменьшение тока базы приводит к уменьшению тока коллектора, а следовательно уменьшается также ток эмиттера. При этом, падение напряжения на $R_{Э}$ уменьшается и $U_{Э}$ становится менее отрицательным.

Во второй полупериод входного напряжения отрицательное напряжение на базе увеличивается. Следовательно, увеличивается ток базы, поэтому в соответствии с (1) увеличивается ток коллектора. Падение напряжения на $R_{Э}$ увеличивается и потенциал эмиттера становится более отрицательный.

Конденсатор C_{p2} не пропускает постоянной составляющей напряжения. Поэтому, выходное напряжение симметрично относительно нуля. Таким образом, каскад с общим коллектором (ОК) не является инвертирующим, т.к. напряжение на выходе по форме повторяет входное напряжение. Расчет постоянному току аналогичен расчету каскада с общим эмиттером.

3. Задание на работу (рабочее задание)

Рассчитать параметры однокаскадного усилителя на биполярном транзисторе с общим эмиттером.

4. Ход работы (порядок выполнения работы)

При расчете каскада по переменному току делается следующее допущение:

$$X_{Cp1} = X_{Cp2} = 0, R_{Eк} = 0.$$

Расчет каскада ведется на основании эквивалентной схемы замещения физических параметров.

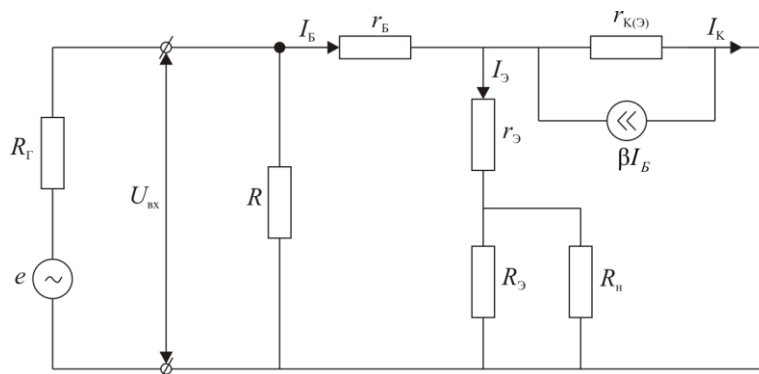


Рисунок 1 – Расчетная схема

На приведенном рисунке $R = R_1 \square R_2$.

Расчет входного сопротивления

Входное сопротивление:

$$R_{ex} = R_1 \square R_2 \square r_{ex}.$$

Выразим входное напряжение через ток базы:

$$U_{ex} = I_B r_B + I_{\mathcal{E}} (r_{\mathcal{E}} + R_{\mathcal{E}} \square R_H) \Rightarrow I_{\mathcal{E}} = I_B (1 + \beta).$$

Тогда, получим:

$$U_{ex} = I_B [r_B + (1 + \beta)(r_{\mathcal{E}} + R_{\mathcal{E}} \square R_H)]. \quad (1)$$

Поделим правую и левую часть уравнения (1) на I_B , получим:

$$\frac{U_{ex}}{I_B} = r_B + (1 + \beta)(r_{\mathcal{E}} + R_{\mathcal{E}} \square R_H).$$

Учитывая, что $R_{\mathcal{E}} \ll R_{\mathcal{E}} \square R_H$ и $r_B \ll (1 + \beta)(R_{\mathcal{E}} \square R_H)$, получим:

$$r_{ex} \approx (1 + \beta)(R_{\mathcal{E}} \square R_H).$$

$$R_{ex} = R_1 \square R_2 (1 + \beta)(R_{\mathcal{E}} \square R_H).$$

Пример. Пусть $\beta=50$, $R_{\mathcal{E}} \square R_H = 1$ кОм, а делитель $R_1 \square R_2$ - высокоомный. Тогда, $R_{ex} \approx (1 + \beta)(R_{\mathcal{E}} \square R_H) \approx 51$ кОм.

Таким образом, каскад с общим коллектором имеет высокое входное сопротивление и может применяться в качестве согласующего звена при работе с источником сигнала, имеющим большое внутренне сопротивление.

Расчет коэффициента усиления по току

Коэффициент усиления по току:

$$K_I = \frac{I_H}{I_{ex}}.$$

Выразим ток нагрузки через ток эмиттера:

$$I_H = I_{\mathcal{E}} \frac{R_{\mathcal{E}} \square R_H}{R_H}; \quad I_{\mathcal{E}} = (1 + \beta) I_B.$$

$$I_H = (1 + \beta) I_B \frac{R_{\mathcal{E}} \square R_H}{R_H}.$$

$$U_{ex} = I_{ex} \cdot R_{ex}.$$

$$U_{ex} = I_B \cdot r_{ex} \Rightarrow I_B = I_{ex} \frac{R_{ex}}{r_{ex}}.$$

Тогда, получим:

$$I_H = (1 + \beta) I_{ex} \frac{R_{ex}}{r_{ex}} \cdot \frac{R_{\mathcal{E}} \square R_H}{R_H}. \quad (2)$$

Разделим обе части уравнения (7) на I_{ex} , получим:

$$\frac{I_H}{I_{ex}} = (1 + \beta) \frac{R_{ex}}{r_{ex}} \cdot \frac{R_{\mathcal{E}} \square R_H}{R_H}.$$

Тогда, получим:

$$K_I = (1 + \beta) \frac{R_{ex}}{r_{ex}} \cdot \frac{R_3 \parallel R_n}{R_n}.$$

Как было ранее получено, $R_{ex} = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{ex}$. При $R_{ex} \approx r_{ex}$, получим

$$K_I \approx (1 + \beta) \frac{R_3 \parallel R_n}{R_n}.$$

Если $R_3 \approx R_K$, то $K_{I(OK)} \approx K_{I(OЭ)}$. Таким образом, каскад с общим коллектором, также как и каскад с общим эмиттером является усилителем тока. Коэффициент усиления по току пропорционален β и R_3 .

Расчет коэффициента усиления по напряжению

Коэффициент усиления по напряжению.

$$K_U = K_I \frac{R_3 \parallel R_n}{R_T + R_{ex}}.$$

Пусть $R_{ex} \gg R_T$, тогда получим

$$R_{ex} = (1 + \beta)(R_3 \parallel R_n).$$

$$K_U = (1 + \beta) \frac{R_3 \parallel R_n}{R_{ex}} \Rightarrow K_U = 1.$$

На практике $K_U \approx 0,9...0,95$. Таким образом, каскад с общим коллектором не усиливает напряжение, а повторяет на выходе входное напряжение.

$$K_P = K_I \cdot K_U = K_I.$$

Следовательно, каскад с общим коллектором является усилителем мощности.

Расчет выходного напряжения

Выходное напряжение.

$$R_{вых} \approx R_3 \parallel r_3 \approx 10...50 \text{ Ом.}$$

Поэтому,

$$R_{вых} \approx r_3 \approx 10...50 \text{ Ом.}$$

Следовательно, каскад с общим коллектором может отдавать большой ток в нагрузку, его можно использовать в качестве выходного каскада.

5. Контрольные вопросы

1. Каковы особенности включения транзистора с ОК?
2. Каково назначение эмиттерных повторителей?
3. Что происходит с рабочей точкой каскада с общим эмиттером при увеличении сопротивления резистора R_2 ?

Список использованных источников

1. Щука, А. А. Электроника : учеб. пособие для вузов / А. А. Щука ; под ред. А. С. Сигова. — СПб. : БХВ-Петербург, 2005. — 800 с.
2. Скаржепа В.А. Электроника и микросхемотехника: учебник в 2 ч. Ч.1. Электронные устройства информационной автоматики / В.А. Скаржепа, А.Н. Луценко; под общ. ред. А.А. Краснопрошеной. – Киев: Выща школа. 1989. – 430 с.

3. Забродин Ю.С. Промышленная электроника: Учебник для вузов / Ю.С. Забродин – М.: Высш. школа, 1982. – 496 с.

4. Токхейм Р. Основы цифровой электроники / Р. Токхейм; пер. с англ. В.А. Курочкина, В.М. Матвеева; под ред. Е.К. Масловского. – М.: Мир, 1988. – 392 с.

Практическое занятие № 4

УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА. РАСЧЕТ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ

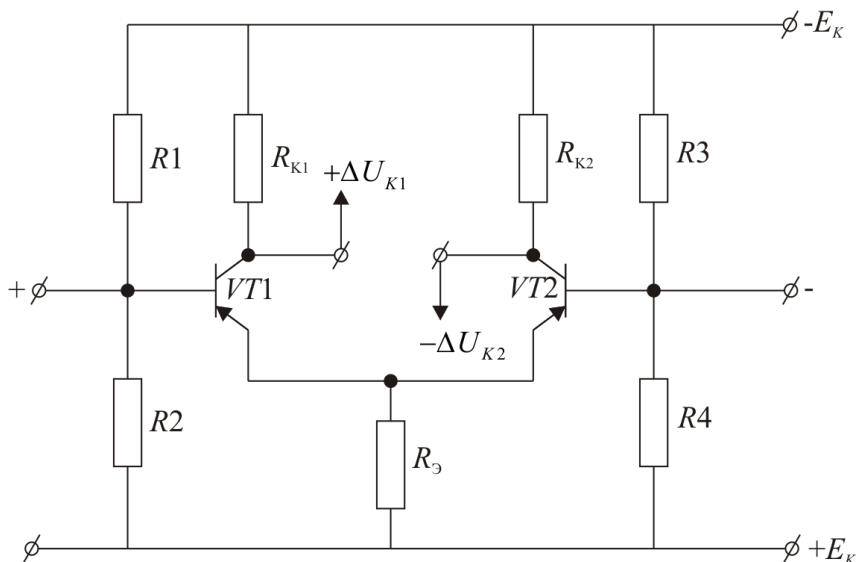
1. Цель и задачи работы

Цель работы: получение практических навыков расчета усилителей постоянного тока.

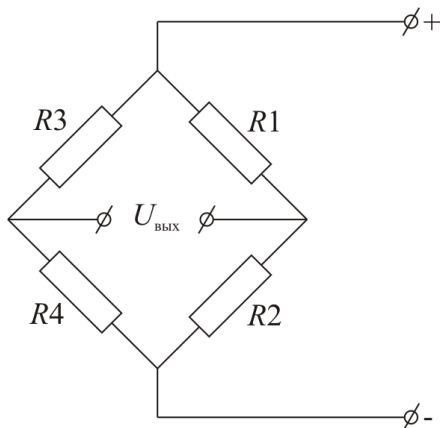
Задачи работы: получение практических навыков расчета элементов схемы усилителей постоянного тока.

2. Общие положения (теоретические сведения)

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД



В данной схеме транзисторы $VT1$, $VT2$ и сопротивления R_{K1} , R_{K2} включены по мостовой схеме. Данная схема Мао чувствительна к изменению напряжения питания и температурному дрейфу параметров транзисторов $VT1$ и $VT2$. Для этого необходимо подбирать транзисторы $VT1$ и $VT2$ с одинаковыми коэффициентами усиления β и одинаковым обратным током коллектора. В одну диагональ моста подается напряжение питания, с другой диагонали коллектора транзистора снимается выходное напряжение. Входное напряжение подается так, чтобы изменять сопротивление нижних плеч моста $VT1$ и $VT2$. R_3 предназначено для температурной стабилизации каскада. При увеличении температуры увеличиваются токи коллектора транзисторов $VT1$ и $VT2$, а значит и их токи эмиттера.



$$I_{\mathcal{E}} = I_{\mathcal{E}10} + I_{\mathcal{E}20} + \Delta I_{\mathcal{E}1} + \Delta I_{\mathcal{E}2};$$

$$\Delta I_{\mathcal{E}} = \Delta I_{\mathcal{E}1} + \Delta I_{\mathcal{E}2};$$

$$\Delta U_{R_{\mathcal{E}}} = R_{\mathcal{E}} \cdot \Delta I_{\mathcal{E}}.$$

В результате появления приращения напряжения на $R_{\mathcal{E}}$ начинает работать отрицательная обратная связь, в результате чего напряжение база-эмиттер обоих транзисторов уменьшается. Следовательно, потенциалы коллекторов первого и второго транзисторов возвращаются в исходное состояние. Подавать напряжение на вход можно 2-мя способами:

1. Подача входного напряжения между базами транзисторов:

$$r_{ex1} = r_{ex2}, \quad U_{ex1} = +\frac{U_{ex}}{2}; \quad U_{ex2} = -\frac{U_{ex}}{2}.$$

В результате ток I_{B1} уменьшается, а ток I_{B2} увеличивается. Поэтому, падение напряжения на R_{K1} увеличивается, а на R_{K2} - уменьшается. Следовательно, потенциал коллектора VT2 становится менее отрицательным, а потенциал транзистора VT1 более отрицательным.

$$|\Delta I_{K1}| = |\Delta I_{K2}| \Rightarrow |\Delta U_{K\mathcal{E}1}| = |\Delta U_{K\mathcal{E}2}|;$$

$$U_{вых} = 2\Delta U_{K\mathcal{E}}.$$

Для схемы температурной стабилизации можно записать следующие уравнения:

$$I_{\mathcal{E}} = I_{\mathcal{E}10} - \Delta I_{\mathcal{E}1} + I_{\mathcal{E}20} + \Delta I_{\mathcal{E}2} = I_{\mathcal{E}}.$$

Причем, $|\Delta I_{\mathcal{E}1}| = |\Delta I_{\mathcal{E}2}|$. Таким образом, в этой схеме не возникает обратная связь по сигналу.

2. Подача сигнала между базой и общим проводом:

$$U_{ex1} = -U_{ex}; \quad U_{ex2} = 0;$$

$$\Delta U_{\mathcal{E}} = \Delta I_{\mathcal{E}1} \cdot R_{\mathcal{E}};$$

$$U_{ex1} = -U_{ex} - (-\Delta U_{\mathcal{E}});$$

$$U_{ex2} = 0 - (-\Delta U_{\mathcal{E}2}) = +\Delta U_{\mathcal{E}};$$

$$U_{вых} = 2\Delta U_{K\mathcal{E}}.$$

За счет действия отрицательной обратной связи на вход транзистора VT2 получается положительное напряжение $\Delta U_{\mathcal{E}}$. Следовательно, транзистор VT1 открывается отрицательным входным напряжением, а транзистор VT2 закрывается положительным напряжением обратной связи. Поэтому, напряжение сигнала на выходе будет таким же, как и напряжение в предыдущем случае. Однако входное напряжение не может быть большим, т.к. должно выполняться условие:

$$U_{BЭн} > \Delta U_{\mathcal{E}}.$$

Коэффициент усиления по напряжению, по определению, равен

$$K_U = \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta U_{ex}};$$

$$\pm \Delta U_{вых1,2} = \pm \Delta I_K \cdot R_K = \pm I_B \cdot \beta I_K;$$

$$\Delta U_{ex} = (R_{\Gamma} + 2R_{ex}) \Delta I_{ex}.$$

Тогда,

$$K_{U_{1,2}} = \frac{K_{U(OЭ)}}{2};$$

$$K_{U(дифф)} = K_{U(OЭ)}.$$

Таким образом, дифференциальный каскад имеет такой же коэффициент усиления по напряжению, что и каскад с общим эмиттером. Дифференциальный каскад может быть построен на полевых транзисторах. В этом случае он будет обладать высоким входным сопротивлением ($R_{вх} > 1 \text{ МОм}$).

3. Задание на работу (рабочее задание)

Рассчитать параметры дифференциального усилительного каскада.

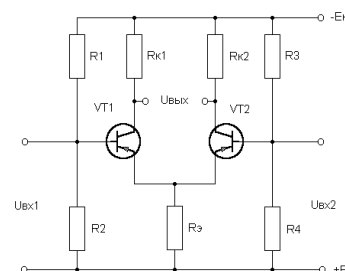
4. Ход работы (порядок выполнения работы)

1. В дифференциальном усилительном каскаде на транзисторах $VT1$ и $VT2$ при подаче входного напряжения между базами ток эмиттера транзистора $VT1$ изменился на 1 мА . На сколько изменится ток эмиттера транзистора $VT2$? Ответ: $\Delta I_{э2} = 1 \text{ мА}$.
2. Суммарный ток эмиттера в дифференциальном усилительном каскаде на транзисторах $VT1$ и $VT2$ в режиме покоя $I_{эп} = 2 \text{ мА}$. Чему он будет равен после подачи входного напряжения между базами, если ток эмиттера каждого транзистора изменился на $0,5 \text{ мА}$? Ответ: $I_э = 2 \text{ мА}$.
3. Ток эмиттера транзистора $VT1$ в дифференциальном усилительном каскаде при изменении температуры окружающей среды увеличился на 1 мА . На сколько изменится ток эмиттера, протекающий через сопротивление цепи температурной стабилизации каскада. Ответ: $\Delta I_э = 2 \text{ мА}$.
4. Ток эмиттера, протекающий через сопротивление цепи температурной стабилизации дифференциального усилительного каскада, при повышении температуры окружающей среды изменился на 3 мА . На сколько изменится ток эмиттера покоя транзистора $VT1$? Ответ: $\Delta I_{э1} = 1,5 \text{ мА}$.
5. При подаче напряжения между базами транзисторов в дифференциальном усилительном каскаде ток коллектора транзистора $VT1$ увеличился на 1 мА . Какое напряжение будет на выходе усилительного каскада, если сопротивление коллекторной нагрузки транзистора $VT1$ $R_{к1} = 1 \text{ кОм}$?
 1. $\Delta U_{к1} = \Delta I_{к1} \cdot R_{к1} = 1 \text{ В}$.
 2. $U_{вых} = 2 \cdot \Delta U_{к1} = 2 \text{ В}$.
 Ответ: 2 В .

5. Контрольные вопросы

1. В чем заключается особенность усилителя постоянного тока?
2. Какой вид межкаскадной связи используется в усилителях постоянного тока?
3. Что называется дрейфом нуля усилителя постоянного тока?
5. Причины дрейфа нуля усилителя?

6. Какое условие накладывает приведенный к входу дрейф нуля усилителя постоянного тока?
7. Если дифференциальный каскад построить не на биполярных, а на полевых транзисторах, то у него появится еще одно достоинство:
8. Для чего предназначены резисторы R1, R2, R3, R4?
9. Какие требования предъявляются к транзисторам дифференциального каскада?
10. Какую схему образуют транзисторы в дифференциальном усилительном каскаде?
11. За счет чего происходит компенсация дрейфа нуля усилительного каскада при изменении температуры?



Список использованных источников

1. Щука, А. А. Электроника : учеб. пособие для вузов / А. А. Щука ; под ред. А. С. Сигова .— СПб. : БХВ-Петербург, 2005 .— 800 с.
2. Скаржепа В.А. Электроника и микросхемотехника: учебник в 2 ч. Ч.1. Электронные устройства информационной автоматики / В.А. Скаржепа, А.Н. Луценко; под общ. ред. А.А. Краснопрошеной. – Киев: Выща школа. 1989. – 430 с.
3. Забродин Ю.С. Промышленная электроника: Учебник для вузов / Ю.С. Забродин – М.: Высш. школа, 1982. – 496 с.
4. Токхейм Р. Основы цифровой электроники / Р. Токхейм; пер. с англ. В.А. Курочкина, В.М. Матвеева; под ред. Е.К. Масловского. – М.: Мир, 1988. – 392 с.

Практическое занятие № 5

ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ. РАСЧЕТ ОСНОВНЫХ СХЕМ ВКЛЮЧЕНИЯ

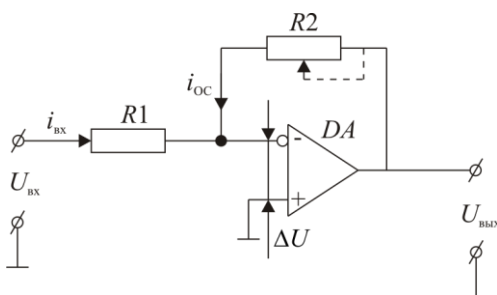
Цель работы: получение практических навыков расчета базовых схем на операционных усилителях.

Задачи работы: получение практических навыков расчета элементов и параметров схем на операционных усилителях.

2. Общие положения (теоретические сведения)

ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

1. Инвертирующее включение операционного усилителя



Будем считать, что для операционного усилителя $\Delta U = 0$. Тогда,

$$U_{\text{вх}} = i_{\text{вх}} R_1;$$

$$U_{\text{вых}} = i_{\text{OC}} R_2;$$

$$i_{\text{вх}} + i_{\text{OC}} = i_{\Sigma}.$$

Т.к. потенциал инвертирующего входа равен 0, то из этой точки не вытекает ток, т.е. $i_{\Sigma} = 0$. Тогда, получим

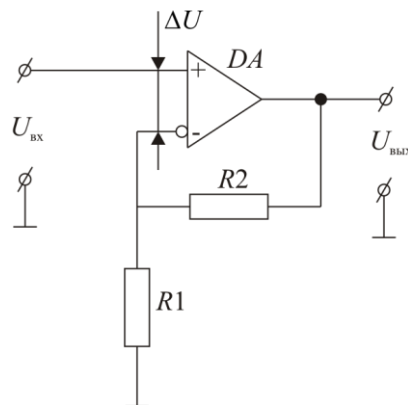
$$i_{\text{вх}} = -i_{\text{OC}};$$

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{i_{\text{OC}} R_2}{i_{\text{вх}} R_1} = -\frac{R_2}{R_1}.$$

$$K_U = -\frac{R_2}{R_1}.$$

Таким образом, коэффициент усиления по напряжению данной схемы не зависит от коэффициента усиления операционного усилителя, а определяется только элементами обратной связи R_1, R_2 ; *схема является инвертирующей*, на что указывает знак «-» в формуле коэффициента усиления. Т.к. на инвертирующем входе имеем потенциал искусственной земли, то входной ток протекает только через сопротивление R_1 . $R_{\text{вх}}$ выбирают из следующего условия: $R_{\text{вх}} = R_1$ (не менее 10 кОм). Коэффициент усиления по напряжению K_U выбирают путем выбора R_2 .

2. Неинвертирующее включение операционного усилителя



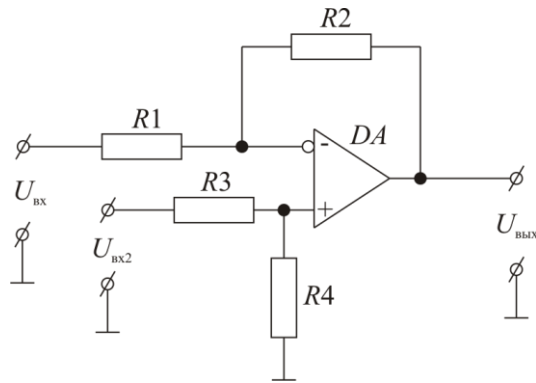
$$U_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вых}}}{R_1 + R_2} R_1;$$

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1};$$

$$K_U = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

Недостатком данной схемы является то, что ее коэффициент усиления не может быть меньше 1, а *достоинством* является большое входное сопротивление, которое равно входному сопротивлению операционного усилителя.

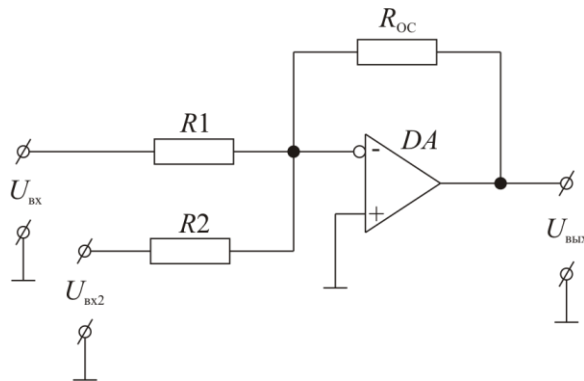
3. Дифференциальный усилитель



$$U_{\text{вЫХ}} = U_{\text{вХ2}} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - U_{\text{вХ1}} \frac{R_2}{R_1}.$$

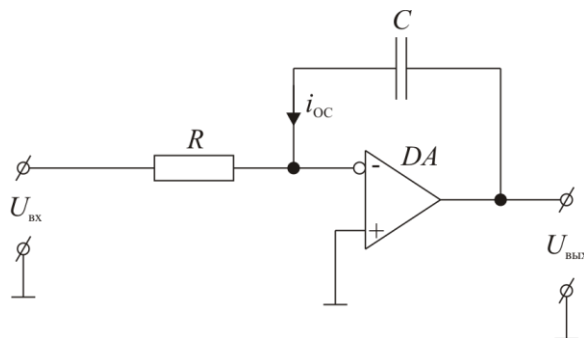
В частном случае, когда $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ получаем, что $U_{\text{вЫХ}} = U_{\text{вХ2}} - U_{\text{вХ1}}$.

4. Инвертирующий сумматор



$$U_{\text{вЫХ}} = - \left(\frac{R_{OC}}{R_1} U_{\text{вХ1}} + \frac{R_{OC}}{R_2} U_{\text{вХ2}} \right).$$

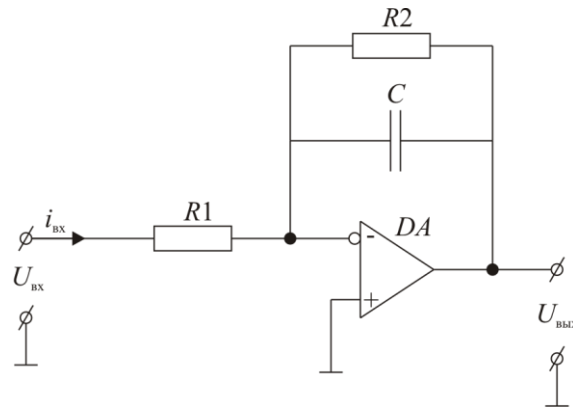
5. Инвертирующий интегратор



$$\begin{aligned} i_{\text{вХ}} &= -i_{OC}; \\ U_{\text{вХ}} &= R \cdot i_{\text{вХ}}; \quad U_{\text{вЫХ}} = X_C \cdot i_{OC}; \\ U_{\text{вЫХ}} &= X_C \cdot i_{OC}; \\ K_U &= -\frac{X_C}{R} = -\frac{1}{j\omega CR}; \quad j\omega \rightarrow p \Rightarrow K(p) = -\frac{1}{Tp}, \end{aligned}$$

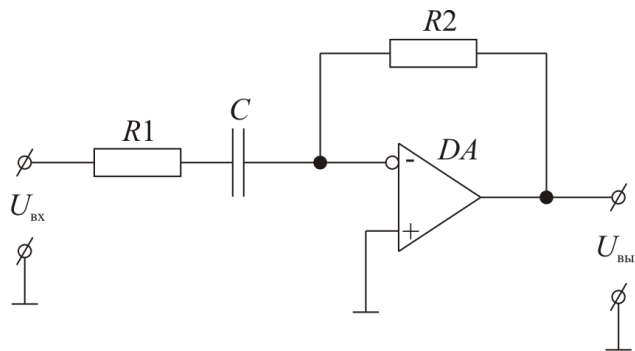
где $T = RC$ - постоянная времени интегратора.

6. Аperiodический инвертирующий усилитель



$$K(p) = \frac{k}{Tp + 1}$$

7. Дифференцирующий усилитель



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

3. Задание на работу (рабочее задание)

Рассчитать параметры схем на операционных усилителях.

4. Ход работы (порядок выполнения работы)

1. Определить коэффициент усиления по напряжению операционного усилителя в инвертирующей схеме включения и входное сопротивление, если сопротивление обратной связи $R_{oc} = 100$ кОм, а сопротивление в прямой цепи $R1 = 10$ кОм.

Ответ: $K_U = -10$. $R_{вх} = 10$ кОм.

2. Рассчитать коэффициент усиления инвертирующего аperiodического усилителя, у которого постоянная времени $T = 0,1$ с, емкость интегрирующего конденсатора $C = 1$ мкФ и сопротивление в прямой цепи 100 кОм. Ответ: $K = -1$.

3. При выполнении какого условия напряжение на выходе дифференциального усилителя определяется по формуле $U_{вых} = U_{вх2} - U_{вх1}$. Ответ: $R1 = R2 = R3 = R4$.

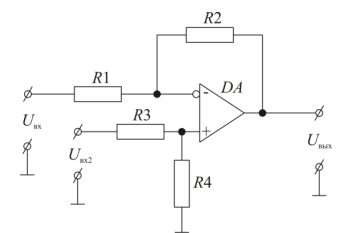
4. При выполнении какого условия напряжение на выходе дифференциального усилителя определяется по формуле $U_{\text{вых}} = \frac{R_2}{R_1}(U_{\text{вх}2} - U_{\text{вх}1})$. Ответ: $R_3/R_4 = R_1/R_2$

5. Рассчитать сопротивление в обратной связи неинвертирующего усилителя, если $K_U = 11$, а сопротивление в прямой цепи $R_1 = 20$ кОм. Ответ: $R_{\text{oc}} = 200$ кОм.

6. Какое сопротивление необходимо включить в прямую цепь интегратора, чтобы получить постоянную времени $T = 2$ с при емкости интегрирующего конденсатора $3,3$ мкФ. Ответ: $R = 606$ кОм.

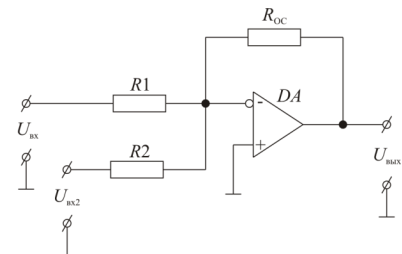
7. В схеме инвертирующего сумматора сопротивление обратной связи $R_{\text{oc}} = 100$ кОм. Рассчитать значения сопротивлений в прямой цепи, чтобы коэффициенты передачи по первому и второму входам сумматора были равны: $K_1 = -5$, $K_2 = -2$.

8. Какое напряжение необходимо подать на первый вход дифференциального усилителя, чтобы получить на выходе $U_{\text{вых}} = 3$ В, если на второй вход подано напряжение $U_{\text{вх}2} = 4$ В, а в схему включены сопротивления $R_1 = 10$ кОм, $R_2 = 20$ кОм, $R_3 = 10$ кОм, $R_4 = 5$ кОм. Ответ: $U_{\text{вх}1} = 0,5$ В.

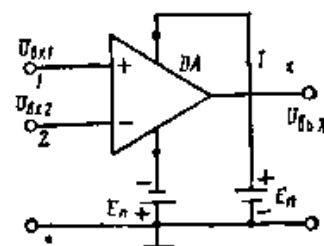


9. Рассчитать сопротивление R_2 в схеме дифференциального усилителя, чтобы получить на выходе $U_{\text{вых}} = 3$ В, если на первый вход подано напряжение $U_{\text{вх}1} = 0,5$ В, на второй вход подано напряжение $U_{\text{вх}2} = 4$ В, а в схему включены сопротивления $R_1 = 10$ кОм, $R_3 = 10$ кОм, $R_4 = 5$ кОм. Ответ: $R_2 = 20$ кОм.

10. Какое напряжение необходимо подать на первый вход схемы, чтобы получить на выходе $U_{\text{вых}} = 3$ В, если на второй вход подано напряжение $U_{\text{вх}2} = 4$ В, а в схему включены сопротивления $R_1 = 10$ кОм, $R_2 = 20$ кОм, $R_{\text{oc}} = 10$ кОм. Ответ: $U_{\text{вх}1} = -5$ В.



11. На вход 2 ОУ подается постоянное напряжение $U_{\text{вх}2} = +2$ В, а на вход 1 – постоянное напряжение $U_{\text{вх}1} = +1$ В. Воспользовавшись справочными данными ОУ, определить напряжение на его выходе. Ответ: $U_{\text{вых}} = -10$ В.



Справочные данные $U_{\text{п}} = \pm 15$ В; $U_{\text{вых. max}} = \pm 10$ В;
 $K_u = 20 \cdot 10^3$; $R_{\text{вх}} = 0,3$ МОм; $R_{\text{н}} \geq 2$ кОм.

5. Контрольные вопросы

1. Чему равен коэффициент усиления при неинвертирующем включении ОУ?
2. Какие параметры операционного усилителя относятся к статическим?
3. Для чего предназначен каскад сдвига уровня в операционном усилителе?

Список использованных источников

1. Щука, А. А. Электроника : учеб. пособие для вузов / А. А. Щука ; под ред. А. С. Сигова .— СПб. : БХВ-Петербург, 2005 .— 800 с.
2. Скаржепа В.А. Электроника и микросхемотехника: учебник в 2 ч. Ч.1. Электронные устройства информационной автоматики / В.А. Скаржепа, А.Н. Луценко; под общ. ред. А.А. Краснопрошеной. – Киев: Выща школа. 1989. – 430 с.
3. Забродин Ю.С. Промышленная электроника: Учебник для вузов / Ю.С. Забродин – М.: Высш. школа, 1982. – 496 с.
4. Токхейм Р. Основы цифровой электроники / Р. Токхейм; пер. с англ. В.А. Курочкина, В.М. Матвеева; под ред. Е.К. Масловского. – М.: Мир, 1988. – 392 с.

Шестой семестр

Практическое занятие № 5

РАСЧЕТ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Цель работы: получение практических навыков расчета схем однофазных выпрямителей..

Задачи работы: получение практических навыков расчета и выбора выпрямительных диодов и основных параметров выпрямителей.

2. Общие положения (теоретические сведения)

Схема однофазного двухполупериодного выпрямителя с нулевым выводом

Схема выпрямителя показана на рис. 3.29. Необходимым элементом выпрямителя является силовой трансформатор Tr с двумя вторичными обмотками $n=\omega_1/\omega_{2-1}=\omega_1/\omega_{2-2}$. Схема соединения обмоток такова, что одинаковые по величине напряжения на выводах вторичных обмоток относительно общей (нулевой) точки сдвинуты по фазе на 180° . Вторичные обмотки трансформатора подключены к анодам диодов D_1, D_2 . Выходное напряжение U_d снимается между нулевой точкой трансформатора и общей точкой соединения катодов обоих диодов. Принцип действия схемы рассмотрим для случая $ч$ и $с$ т о активной нагрузки R_H с использованием временных диаграмм напряжений и токов, приведенных на рис. 3.30.

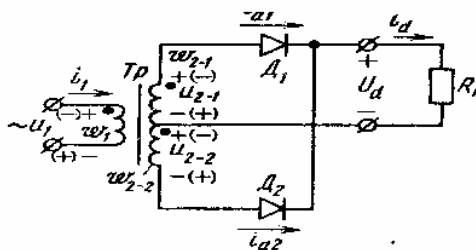


Рис. 3.29

При поступлении полуволны напряжения u_1 положительной полярности (интервал $0—\pi$ на рис. 3.30) на вторичных обмотках трансформатора действуют напряжения u_{2-1} и u_{2-2} с полярностью относительно нулевой точки, показанной на рис. 3.29 без скобок. К аноду диода D_1 относительно нулевой точки прикладывается напряжение положительной полярности, а к аноду диода D_2 - отрицательной.

При указанной полярности напряжений на анодах диод D_1 на интервале $0—\pi$ открыт, а диод D_2 закрыт. Поскольку в открытом состоянии падение напряжения на диоде мало, практически все напряжение u_{2-1} прикладывается к нагрузке R_H , создавая на ней напряжение u_d . На данном интервале анодный ток диода равен току нагрузки $i_{a1}=i_d=u_{2-1}/R_H$. В конце интервала $0—\pi$ напряжения и токи в схеме достигают нулевых значений.

При поступлении напряжения u_1 отрицательной полярности (интервал $\pi-2\pi$ на рис. 3.30) полярность напряжений на вторичных обмотках становится обратной. В проводящем состоянии находится диод D_2 , а диод D_1 закрыт. К нагрузке R_H прикладывается напряжение u_{2-2} определяющее напряжение u_d той же полярности, что и на предшествующем интервале. Теперь токи в схеме определяются полуволной напряжения положительной полярности $u_{2-2}; i_d=i_{a2}=u_{2-2}/R_H$.

Связь между действующим значением вторичного напряжения U_2 трансформатора со средним значением выпрямленного напряжения U_d находим из кривой рис. 3.30, определяя напряжение U_d как среднее за полупериод значение напряжения u_2 :

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta d\vartheta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0.9 U_2 \quad (3.20)$$

Поскольку величина U_d при расчете выпрямителя является заданной, находим вторичное напряжение:

$$U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d = 1.1 U_d, \quad (3.21)$$

а также коэффициент трансформации трансформатора:

$$n = \frac{U_1}{U_2}. \quad (3.22)$$

Как видно из рис. 3.30 выпрямленное напряжение пульсирует. Его мгновенные значения U_d изменяются в течение полупериода от максимального значения, равного $\sqrt{2}U_2$ до нуля. Напряжение u_d помимо постоянной составляющей U_d содержит переменную составляющую, представляющую собой сумму гармонических. Разложение в ряд Фурье кривой u_d (рис. 3.30) позволяет определить амплитуду **в ы с ш и х г а р м о н и к**:

$$U_{dvm} = 2U_d / ((vm)^2 - 1), \quad (3.23)$$

где $V = 1, 2, 3, \dots$ — номера гармонических; m — эквивалентное число фаз выпрямления (для данной схемы $m = 2$).

Для оценки качества выпрямленного напряжения пользуются так называемым коэффициентом пульсации q_v , характеризующим отношение амплитуды V -й гармоники к среднему значению напряжения U_d . Коэффициент пульсации обычно определяют по амплитуде первой (основной) гармоники ($V = 1$), как наибольшей из всех остальных и

наиболее трудно поддающейся фильтрации:

$$q_1 = \frac{U_{d1m}}{U_d} = \frac{2}{(m^2 - 1)} \quad (3.24)$$

Для рассматриваемой схемы частота первой гармоники пульсации $f_{П(1)}=2f_c$ и при частоте питающей сети $f_c = 50$ Гц составляет 100 Гц.

Подстановкой в выражение (3.24) $m = 2$ определяем коэффициент пульсации по первой гармонике:

$$q_1=0,67$$

т. е. амплитуда первой гармонической для данной схемы составляет 67% от U_d .

При определении типа диодов необходимо знать среднее значение тока I_a , протекающего через каждый из диодов, и прикладываемое к ним максимальное обратное напряжения U_{bmax} .

Поскольку ток i_d протекает через диоды поочередно (рис. 3.30), средний ток через каждый диод составит

$$I_a = \frac{I_d}{2} \quad (3.25)$$

Обратное напряжение прикладывается к закрытому диоду, когда проводит ток другой диод. При открытом, например, диоде D_2 из интервале $\pi-2\pi$ (рис. 3.30) на диоде D_1 в обратном направлении действует суммарное напряжение двух вторичных обмоток, в связи с чем $u_b=2u_2$ (рис. 3.30) и максимальное обратное напряжение

$$U_{Bmax} = 2\sqrt{2}U_2$$

3. Задание на работу (рабочее задание)

Рассчитать основные параметры выпрямителя и выбрать диоды.

4. Ход работы (порядок выполнения работы)

1. В схеме однополупериодного выпрямителя через диод проходит выпрямленный ток $I_0=75$ мА. Определить сопротивление нагрузки R_H , если амплитуда напряжения вторичной обмотки трансформатора $U_{2r}= 200$ В. Ответ: $R_H = 850$ Ом

2. Амплитуда напряжения вторичной обмотки трансформатора двухполупериодной схемы выпрямителя $U'_{2m} = 210$ В. Определить выпрямленный ток, проходящий через каждый диод I_0 , если сопротивление нагрузки $R_H= 510$ Ом. Ответ: $I_0 = 131$ мА.

3. Для схемы двухполупериодного выпрямителя с индуктивным сглаживающим фильтром определить коэффициент сглаживания q , если известно, что амплитуда напряжения вторичной обмотки трансформатора $U'_{2m}=300$ В, выпрямленный ток, проходящий через нагрузку, $I_0 = 200$ мА, частота сети $f_c = 50$ Гц, индуктивность дросселя $L_\Phi=10$ Гн. Ответ: $q = 6,6$.

4. В схеме двухполупериодного выпрямителя с нулевым выводом на нагрузке $R_H = 510 \text{ Ом}$ постоянное напряжение $U_0 = 100 \text{ В}$. Какой из диодов правильно выбран для этой схемы?

1. Д205 ($U_{\text{обр}} = 400 \text{ В}$, $I_{\text{выпр. ср.}} = 400 \text{ мА}$). 2. Д7Д ($U_{\text{обр}} = 300 \text{ В}$, $I_{\text{выпр. ср.}} = 300 \text{ мА}$). 3. Д209 ($U_{\text{обр}} = 400 \text{ В}$, $I_{\text{выпр. ср.}} = 100 \text{ мА}$). 4. Д205 и Д7Д. 5. **Д205 и Д209**. 6. Д7Д и Д209.
Ответ: 5. **Д205 и Д209**.

5. Определить частоту пульсаций первой гармоники напряжения на нагрузке двухполупериодного выпрямителя, если напряжение первичной обмотки трансформатора имеет частоту $f_c = 400 \text{ Гц}$. Ответ: $f_H = 800 \text{ Гц}$.

6. Действующее значение напряжения вторичной обмотки трансформатора мостовой схемы выпрямителя $U_2 = 10 \text{ В}$. Определить обратное напряжение приложенное к диоду. Ответ: $U_{\text{обр.}} = 14,1 \text{ В}$.

7. Определить действующее значение напряжения вторичной обмотки трансформатора в схеме двухполупериодного мостового выпрямителя если через каждый диод протекает средний ток $I_0 = 150 \text{ мА}$, а сопротивление нагрузки $R_H = 430 \text{ Ом}$. Ответ: $U_2 = 143 \text{ В}$.

8. Для схемы двухполупериодного выпрямителя с нулевым выводом определить выпрямленное напряжение на нагрузке U_d , если действующее значение напряжения вторичной обмотки трансформатора $U_2 = 120 \text{ В}$. Ответ: $U_d = 108 \text{ В}$.

9. В схеме двухполупериодного выпрямителя с нулевым выводом обратное напряжение, действующее на каждый диод $U_{\text{обр.}} = 471,2 \text{ В}$. Определить выпрямленное напряжение на нагрузке U_d . Ответ: $U_d = 150 \text{ В}$.

10. Определить амплитуду первой гармоники переменного напряжения на нагрузке в схеме двухполупериодного выпрямителя с нулевым выводом, если выпрямленный ток, протекающий через каждый диод $I_a = 70 \text{ мА}$, а сопротивление нагрузки $R_H = 39 \text{ Ом}$. Ответ: $U_{d1m} = 3,66 \text{ В}$.

- 1) $I_d = 2 \cdot I_a = 140 \text{ мА}$.
- 2) $U_d = I_d \cdot R_H = 5,46 \text{ В}$.
- 3) $U_{d1m} = q_1 \cdot U_d = 3,66 \text{ В}$.

11. Частота пульсации выпрямленного напряжения в схеме двухполупериодного выпрямителя $f_H = 2 \text{ кГц}$. Определить частоту питающей сети. Ответ: $f_c = 1 \text{ кГц}$.

12. Определить выпрямленное U_d на нагрузке мостовой схемы выпрямителя, если амплитуда напряжения первичной обмотки трансформатора $U_{1m} = 150 \text{ В}$, а коэффициент трансформации $n = 2$. Ответ: $U_d = 47,8 \text{ В}$.

- 1) $U_{2m} = U_{1m} / n = 75 \text{ В}$.
- 2) $U_2 = U_{2m} / 1,41 = 53,2 \text{ В}$.
- 3) $U_d = 0,9 \cdot U_2 = 47,8 \text{ В}$.

13. В мостовой схеме выпрямителя обратное напряжение на диодах $U_{\text{обр.}} = 235,5 \text{ В}$. Определить ток, проходящий через каждый диод, если сопротивление нагрузки $R_H = 390 \text{ Ом}$. Ответ: $I_a = 193 \text{ мА}$.

5. Контрольные вопросы

1. Сколько диодов одновременно находится в цепи тока двухполупериодного выпрямителя с нулевым выводом?
2. Почему напряжения на крайних выводах трансформатора должны быть одинаковыми?
3. Какова частота пульсаций на выходе выпрямителя?
4. Как влияют конденсаторы фильтра на пульсации?
5. Почему схему двухполупериодного выпрямителя с нулевым выводом применяют в силовых выпрямителях?

Список использованных источников

1. Щука, А. А. Электроника : учеб. пособие для вузов / А. А. Щука ; под ред. А. С. Сигова. — СПб. : БХВ-Петербург, 2005. — 800 с.
2. Скаржепа В.А. Электроника и микросхемотехника: учебник в 2 ч. Ч.1. Электронные устройства информационной автоматики / В.А. Скаржепа, А.Н. Луценко; под общ. ред. А.А. Краснопрошеной. – Киев: Выща школа. 1989. – 430 с.
3. Забродин Ю.С. Промышленная электроника: Учебник для вузов / Ю.С. Забродин – М.: Высш. школа, 1982. – 496 с.
4. Токхейм Р. Основы цифровой электроники / Р. Токхейм; пер. с англ. В.А. Курочкина, В.М. Матвеева; под ред. Е.К. Масловского. – М.: Мир, 1988. – 392 с.

Практическое занятие № 7

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Цель работы: получение практических навыков расчета параметрических стабилизаторов напряжения.

Задачи работы: получение практических навыков расчета элементов схемы и основных параметров параметрических стабилизаторов напряжения.

2. Общие положения (теоретические сведения)

В ряде случаев к выходному напряжению маломощного выпрямителя, используемому в качестве напряжения питания для некоторого электронного устройства, предъявляются требования в отношении его стабильности. Ввиду зависимости напряжения U_d от тока нагрузки, обусловленной наклоном внешней характеристики выпрямителя, а также от изменений напряжения U_1 питающей сети между выпрямителем и нагрузкой включают стабилизатор напряжения.

Существует два типа стабилизаторов напряжения: параметрические и компенсационные. В первом типе стабилизаторов используется постоянство напряжения некоторых видов приборов при изменении протекающего через них тока. Из полупроводниковых приборов таким свойством, как известно, обладает стабилитрон.

Во втором типе стабилизаторов задачу стабилизации напряжения решают по компенсационному принципу, основанному на автоматическом регулировании напряжения, подводимого к нагрузке.

Схема параметрического стабилизатора напряжения приведена на рис. 3.31. Она состоит из балластного резистора R_5 и стабилитрона D . Стабилизатор подключается

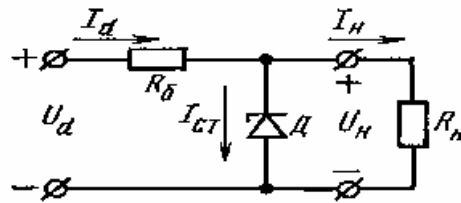


Рис. 3.31

к выходу выпрямителя с фильтром. Нагрузка включена параллельно стабилитрону.

При изменении напряжения U_d под действием колебания напряжения питающей сети или изменения сопротивления нагрузки R_n напряжение на нагрузке изменяется незначительно, так как оно определяется мало изменяющимся обратным напряжением стабилитрона $U_{ст}$ при изменении протекающего через него тока.

Главным при расчете стабилизатора являются выбор типа стабилитрона на напряжение нагрузки $U_{ст}=U_n$ и обеспечение условий его работы, при которых изменяющийся в процессе работы ток стабилитрона $I_{ст}$ не выходил бы за пределы рабочего участка, т. е. не был меньше $I_{стmin}$ и больше $I_{стmax}$.

Основные соотношения для токов и напряжений в стабилизаторе получаем, воспользовавшись первым и вторым законами Кирхгофа:

$$I_d = I_n + I_{ст}, \quad (3.28)$$

$$U_d = U_{R_б} + U_n, \quad (3.29)$$

где $U_{R_б} = (I_n + I_{ст})R_б$.

На основании соотношений (3.28), (3.29) для тока стабилитрона можно записать

$$I_{ст} = (U_d - U_n) / R_б - U_n / R_n. \quad (3.30)$$

Напряжение U_n определяемое напряжением $U_{ст}$, изменяется незначительно, в связи с чем его можно считать неизменным. Тогда в условиях изменения тока нагрузки (сопротивления R_n) и напряжения U_d ток $I_{ст}$, будет изменяться от некоторого минимального значения $I_{стmin}$ до максимального значения $I_{стmax}$. Минимальному значению тока $I_{стmin}$ согласно выражению (3.30) будут соответствовать минимальные значения U_{dmin} и R_{nmin} , а максимальному значению тока $I_{стmax}$ - максимальные значения U_{dmax} и R_{nmax} . Расчет стабилизатора сводится к тому, чтобы выбрать величину сопротивления $R_б$ при которой через стабилитрон протекал бы ток $I_{стmin}$, соответствующий началу его рабочей характеристики. В связи с указанным для расчета балластного сопротивления имеем

$$R_б = (U_{dmin} - U_n) / (I_{стmin} + U_n / R_{nmin}). \quad (3.31)$$

Ток $I_{стmax} = (U_{dmax} - U_n) / R_б - U_n / R_{nmax}$, протекающий через стабилитрон в процессе работы схемы, учитывают выбором типа прибора по току, исходя из того, чтобы ток $I_{стmax}$ не превышал максимально допустимого значения тока через стабилитрон. Максимальные мощности, рассеиваемые в стабилитроне и резисторе $R_б$ рассчитывают по формулам

Таким образом, в процессе работы стабилизатора напряжение на нагрузке определяется напряжением на стабилитроне, соответствующим вольтамперной

$$P_{стmax} = U_{ст} I_{стmax},$$

$$P_{R_б} = \frac{(U_{dmax} - U_{ст})^2}{R_б}.$$

характеристике прибора. Изменение напряжения на нагрузке характеризуется изменением напряжения на стабилитроне при изменении тока $I_{ст}$: т. е. определяется его дифференциальным сопротивлением r_d . Показателем качества стабилизации напряжения служит коэффициент стабилизации $K_{ст}$, показывающий, во сколько раз относительное приращение напряжения на выходе стабилизатора меньше вызвавшего его относительного приращения напряжения на входе:

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_d}{U_d} : \frac{\Delta U_{н}}{U_{н}}.$$

Приращение напряжения на выходе стабилизатора $\Delta U_{н}$ связано с приращением входного напряжения ΔU_d соотношением

$$\Delta U_{н} = \frac{\Delta U_d (r_d \parallel R_{н})}{R_{б} + r_d \parallel R_{н}}.$$

С учетом того, что $R_{н} \gg r_d$ и $R_{б} \gg r_d$, соотношение (3.32) можно записать в виде

$$\Delta U_{н} = \frac{\Delta U_d r_d}{R_{б}}. \quad (3.34)$$

Подстановкой (3.34) в (3.32) получаем выражение для коэффициента стабилизации параметрического стабилизатора напряжения:

$$K_{ст} = \frac{U_{н}}{U_d} \frac{R_{б}}{r_d}.$$

Обычно он не превышает 20—50.

Другим параметром стабилизатора является его выходное сопротивление $R_{вых}$ стабилизаторов рассмотренного типа $R_{вых} = r_d \parallel R_{б} \approx r_d$.

3. Задание на работу (рабочее задание)

Рассчитать параметры параметрического стабилизатора напряжения и выбрать его элементы.

4. Ход работы (порядок выполнения работы)

1. Определить коэффициент стабилизации параметрического стабилизатора напряжения, если напряжение на входе стабилизатора $U_d = 12$ В, балластное сопротивление $R_{б} = 100$ Ом, напряжение стабилизации стабилитрона $U_{ст} = 9$ В, дифференциальное сопротивление стабилитрона $r_{диф} = 10$ Ом. Ответ: $K_{ст} = 7,5$.

2. Определить какое напряжение необходимо подать на вход параметрического стабилизатора напряжения, чтобы получить коэффициент стабилизации $K_{ст} = 20$, если

стабилитрон имеет напряжение стабилизации $U_{ст} = 9$ В, дифференциальное сопротивление стабилитрона $r_{диф} = 10$ Ом, а балластное сопротивление $R_6 = 270$ Ом. Ответ: $U_d = 12,15$ В.

3. Определить величину балластного сопротивления R_6 , если напряжение на входе стабилизатора $U_d = 12$ В, напряжение стабилизации стабилитрона $U_{ст} = 9$ В, входной ток стабилизатора $I_d = 15$ мА. Ответ: $R_6 = 200$ Ом.

4. Определить выходное сопротивление параметрического стабилизатора напряжения, у которого балластное сопротивление $R_6 = 100$ Ом, если при изменении тока стабилизации стабилитрона $\Delta I_{ст} = 30$ мА напряжение стабилизации изменяется на величину $\Delta U_{ст} = 180$ мВ. Ответ: $R_{вых} = 5,66$ Ом.

5. Как изменится ток стабилизации стабилитрона в схеме параметрического стабилизатора, если входное напряжение изменилось на величину $\Delta U_{вх} = 2$ В? Сопротивление резистора $R_6 = 200$ Ом. Считать, что напряжение на нагрузке не изменяется. Ответ: $\Delta I_{ст} = 10$ мА.

7. Известно, что напряжение на входе параметрического стабилизатора изменяется в пределах $U_d = 15 \pm 10\%$ В, напряжение стабилизации стабилитрона $U_{ст} = 9$ В, ток стабилизации $I_{ст} = 10$ мА, ток нагрузки $I_H = 20$ мА. Определить в каких пределах изменяется ток на входе стабилизатора.

$$R_6 = \frac{U_d - U_{ст}}{I_{ст} + I_H} = 200 \text{ Ом}$$

$$I_{d \max} = \frac{U_{d \max} - U_{ст}}{R_6} = 37,5 \text{ мА}$$

$$I_{d \min} = \frac{U_{d \min} - U_{ст}}{R_6} = 22,5 \text{ мА}.$$

8. Известно, что напряжение на входе параметрического стабилизатора изменяется в пределах $U_d = 15 \pm 10\%$ В, напряжение стабилизации стабилитрона $U_{ст} = 9$ В, ток стабилизации $I_{ст} = 10$ мА, ток нагрузки $I_H = 20$ мА. Определить в каких пределах изменяется ток стабилизации стабилитрона.

$$R_6 = \frac{U_d - U_{ст}}{I_{ст} + I_H} = 200 \text{ Ом}$$

$$I_{d \max} = \frac{U_{d \max} - U_{ст}}{R_6} = 37,5 \text{ мА}$$

$$I_{d \min} = \frac{U_{d \min} - U_{ст}}{R_6} = 22,5 \text{ мА}.$$

$$I_{ст \max} = I_{d \max} - I_H = 17,5 \text{ мА}$$

$$I_{ст \min} = I_{d \min} - I_H = 2,5 \text{ мА}$$

5. Контрольные вопросы

1. Почему пульсации напряжения на стабилитроне невелики?
2. Почему короткое замыкание на выходе не выводит параметрический стабилизатор из строя?
3. Почему КПД параметрического стабилизатора невысок?

4. Когда применяют параметрические стабилизаторы?
5. Как изменяется режим работы стабилитрона при перегрузке?

Список использованных источников

1. Щука, А. А. Электроника : учеб. пособие для вузов / А. А. Щука ; под ред. А. С. Сигова .— СПб. : БХВ-Петербург, 2005 .— 800 с.
2. Скаржепа В.А. Электроника и микросхемотехника: учебник в 2 ч. Ч.1. Электронные устройства информационной автоматики / В.А. Скаржепа, А.Н. Луценко; под общ. ред. А.А. Краснопрошеной. – Киев: Выща школа. 1989. – 430 с.
3. Забродин Ю.С. Промышленная электроника: Учебник для вузов / Ю.С. Забродин – М.: Высш. школа, 1982. – 496 с.
4. Токхейм Р. Основы цифровой электроники / Р. Токхейм; пер. с англ. В.А. Курочкина, В.М. Матвеева; под ред. Е.К. Масловского. – М.: Мир, 1988. – 392 с.

Практическое занятие № 8

РАСЧЕТ КОМПЕНСАЦИОННЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Цель работы: получение практических навыков расчета компенсационных стабилизаторов напряжения.

Задачи работы: получение практических навыков расчета элементов схемы и параметров компенсационных стабилизаторов напряжения.

2. Общие положения (теоретические сведения)

Принципиальная схема компенсационного стабилизатора напряжения последовательного типа приведена на рис. 3.33, а. Транзистор

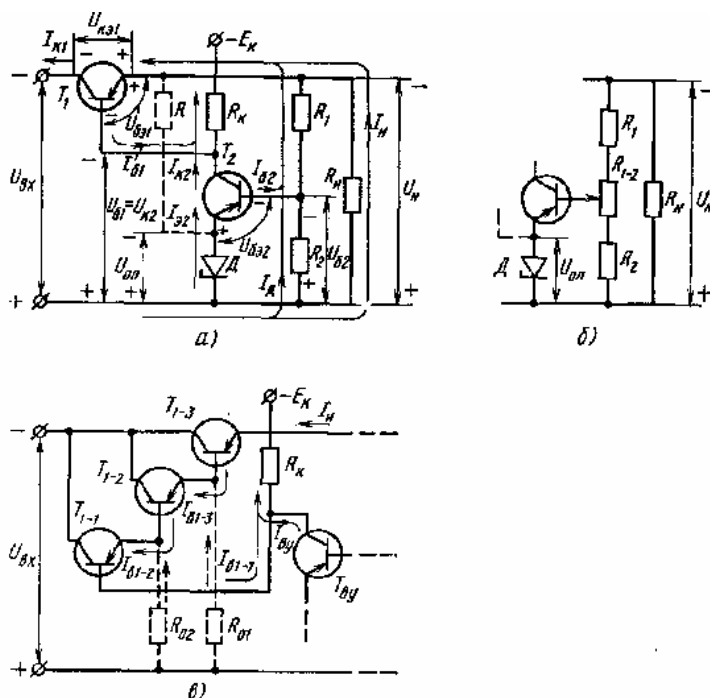


Рис. 3.33

T_1 служит регулирующим элементом, а усилитель постоянного тока (однокаскадный) выполнен на транзисторе T_2 . Источником опорного напряжения является стабилитрон D , включенный в цепь эмиттера транзистора T_2 . Резистор R (показан пунктиром) используют для вывода стабилитрона на рабочий участок характеристики, если ток $I_{Э2}$ транзистора T_2 мал. Резисторы R_1, R_2 являются элементами входного делителя напряжения. Напряжение между базой и эмиттером транзистора T_2 $U_{бэ2} = ((R_2 / (R_1 + R_2)) * (U_H - U_{оп}))$.

Силовая цепь стабилизатора, включающая источник питания, транзистор T_1 , и нагрузку R_H , представляет собой усилительный каскад на транзисторе T_1 с общим коллектором, в котором $U_{вх}$ — напряжение питания, $U_{б1}$ — входное, а U_H — выходное напряжения ($U_H = U_{б1} - U_{бэ1}$). Для получения требуемого напряжения U_H необходимо, чтобы напряжение на выходе усилителя ($U_{к2} = U_{б1}$) было близко к напряжению U_H . Для этого питание коллекторной цепи транзистора T_2 осуществляют от отдельного источника — E_k . Усилитель постоянного тока при этом обеспечивает соответствие необходимого напряжения $U_{к2}$ напряжению его входной цепи $U_{б2}$. Указанные соображения положены в основу расчета элементов схемы по заданным параметрам U_H, I_H номинального режима.

Стабилизирующее действие схемы обусловлено наличием в ней глубокой отрицательной обратной связи по приращениям выходного напряжения U_H . Предположим, что под действием уменьшения напряжения $U_{вх}$ напряжение U_H (здесь и далее имеются в виду абсолютные значения напряжений) стало меньше номинального. Снижение напряжения U_H вызывает уменьшение напряжения на базе $U_{б2}$ и напряжения $U_{бэ2}$ транзистора T_2 , а следовательно, его токов $I_{б2}$ и $I_{к2}$. Уменьшение тока $I_{к2}$ приводит к меньшему падению напряжения на резисторе R_k и увеличению напряжений $U_{б1}$ и $U_{бэ1}$ транзистора T_1 . Вследствие увеличения напряжения $U_{бэ1}$ напряжение $U_{кэ1}$ транзистора T_1 уменьшается, повышая тем самым почти до прежней величины напряжение U_H . Подобно рассмотренному осуществляется компенсация изменения напряжения U_H при увеличении $U_{вх}$, а также при изменениях тока нагрузки.

Коэффициент стабилизации стабилизатора находят из соотношения

$$K_{от} = \frac{R_k}{r_{вх2} A + R_k \frac{r_{б2}}{r_{к(э)2}} \left(1 + \frac{R_1 \parallel R_2}{r_{б1}} \right)},$$

где $r_{вх2}, r_{б2}, r_{к(э)2}$ — соответственно входное, базовое и коллекторное сопротивления транзистора T_2 ; $A = 1 + r_d / r_{вх2} + (R_1 \parallel R_2) / r_{вх2} \beta_2$ — поправочный коэффициент, учитывающий влияние динамического сопротивления стабилитрона r_d и сопротивлений делителя в базовой цепи транзистора T_2 .

Выходное сопротивление стабилизатора в первом приближении (без учета влияния усилителя в цепи обратной связи) можно оценить по сопротивлению транзистора T_1 со стороны эмиттера. Приняв $U_{б1} = \text{const}$ имеем $R_{вых} = r_{э1} + r_{б1} / (1 + \beta_1)$, что составляет достаточно малую величину. Поскольку усилитель создает в схеме отрицательную обратную связь по напряжению, выходное сопротивление получается еще меньше. Для его расчета можно воспользоваться выражением

$$R_{вых} = (r_{э2} + r_d) / \beta_1 + r_{б2} / \beta_1 \beta_2 \quad (3.35)$$

Числовое значение коэффициента стабилизации стабилизатора находится в пределах нескольких сотен, а выходное сопротивление составляет десятые и сотые доли ома.

При разработке стабилизатора часто ставится задача регулирования его выходного напряжения U_H . Возможность регулирования напряжения можно показать, вызвав напряжение U_H схемы через параметры входной цепи усилителя:

$$U_H = I_D(R_1 + R_2) + I_{B2}R_1. \quad (3.36)$$

Элементы входного делителя обычно выбирают достаточно низкоомными, обеспечивающими выполнение условия $I_D \gg I_{B2}$. Это необходимо для ослабления влияния изменяющегося в процессе работы схемы тока I_{B2} на напряжение U_{B2} , а следовательно, на коэффициент стабилизации стабилизатора. С учетом сказанного вторым членом в выражении (3.36) можно пренебречь. Тогда получим

$$\begin{aligned} U_H &= I_D(R_1 + R_2) \approx U_{B2} \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \\ &= (U_{оп} + U_{BЭ2}) \frac{R_1 + R_2}{R_2} \approx U_{оп} \frac{R_1 + R_2}{R_2}. \end{aligned}$$

Таким образом, задачу регулирования напряжения решают путем изменения соотношения плеч выходного делителя, что реализуется введением во входную цепь усилителя потенциометра R_{1-2} (рис. 3.33, б). Пределы регулирования напряжения при этом составляют:

$$\begin{aligned} U_{H \max} &\approx U_{оп} \frac{R_1 + R_{1-2}}{R_2}, \\ U_{H \min} &\approx U_{оп} \frac{R_1}{R_2 + R_{1-2}}. \end{aligned}$$

Если, например, принять $U_{оп} = 10$ В, $R_1 = 300$ Ом, $R_2 = 360$ Ом и $R_{1-2} = 240$ Ом, то выходное напряжение стабилизатора можно регулировать в диапазоне от 5 до 15 В. Напряжение U_H стабилизатора связано с напряжениями входной цепи транзистора T_1 , соотношением

$$U_H = U_{B1} - U_{BЭ2} = U_{K2} - U_{BЭ1} \quad (3.37)$$

Или

$$U_H = E_K - (I_{B1} - I_{K2})R_K - U_{BЭ1} \quad (3.38)$$

Соотношение (3.38) позволяет сделать ряд важных выводов о работе стабилизатора и возможностях его применения. С этой целью рассмотрим два режима работы стабилизатора: $U_{вх} = \text{var}$, $R_H = \text{const}$ ($I_H = \text{const}$) и $U_{вх} = \text{const}$, $R_H = \text{var}$ ($I_H = \text{var}$).

При изменении входного напряжения величина U_H стабилизатора изменяется незначительно. Поэтому можно считать, что приращение напряжения $\Delta U_{вх}$ будет скомпенсировано соответствующим увеличением или уменьшением напряжения $\Delta U_{KЭ1}$ транзистора T_1 . При условии $I_{B1} = I_H = \text{const}$ это вызовет в конечном итоге изменение тока базы, (и коллектора) регулирующего транзистора посредством изменения тока I_{K2} усилителя, протекающего через резистор R_K . Напряжение U_H будет тем стабильнее, чем меньшему значению ΔU_H будет соответствовать необходимое изменение тока I_{K2} , т. е. чем выше будет коэффициент усиления усилителя. Повышение коэффициента усиления в рассматриваемой схеме достигается увеличением коэффициента β_2 и сопротивления R_K . Увеличение сопротивления R_K при этом требует повышения напряжения питания E_K усилителя.

В условиях изменяющегося тока нагрузки ток базы регулирующего транзистора I_{B1} изменяется пропорционально I_H , так как $I_{B1} = I_H / (1 + \beta_1)$. Поскольку напряжение $U_{BЭ1}$ мало (доли вольта), режиму стабилизации напряжения U_H согласно выражению (3.38) соответствует почти неизменная сумма токов $I_{B1} + I_{K2}$. Это означает, что с уменьшением тока

I_H ток I_{K2} увеличивается на величину, на которую уменьшился ток I_{B1} . При изменении нагрузочного тока от I_{Hmax} до нуля ток I_{K2} изменяется от некоторого минимального значения I_{K2min} до $I_{Hmax}/(1+\beta_1)+I_{K2min}\approx I_{Hmax}/(1+\beta_1)=I_{B1max}$. Таким образом, транзистор T_2 в схеме рис. 3.33, а необходимо выбирать на коллекторный ток, близкий к максимальному току базы регулирующего транзистора.

С увеличением тока I_H транзисторы T_1, T_2 выбираются на большие коллекторные токи. Однако использование рассматриваемой схемы при $I_H > 200 - 300$ мА неэффективно из-за трудностей в обеспечении высоких значений коэффициента усиления усилителя, а, следовательно, и коэффициента стабилизации. Причина заключается в вынужденном уменьшении сопротивления R_K (ввиду больших значений I_{B1} и I_{K2}), а также в малых значениях коэффициента β мощных транзисторов.

Задачу уменьшения тока базы регулирующего транзистора при переходе к большим токам нагрузки решают заменой его в стабилизаторе составным транзистором (рис. 3.33, в). Составной транзистор представляет собой соединение двух, трех транзисторов и более, при котором база каждого последующего транзистора связана с эмиттером предшествующего, а коллекторы всех транзисторов объединены.

Поскольку ток базы каждого транзистора меньше его тока эмиттера в $1+\beta$ раз, ток управления составным транзистором получается во много раз меньше тока эмиттера выходного транзистора (т. е. тока нагрузки стабилизатора). Так, для схемы, состоящей из трех транзисторов (рис. 3.33, а), имеем

$$I_{B1-1} = \frac{I_H}{(1 + \beta_{1-3})(1 + \beta_{1-2})(1 + \beta_{1-1})} \approx \frac{I_H}{\beta_{1-3}\beta_{1-2}\beta_{1-1}} = \frac{I_H}{\beta_c}$$

где β_c — коэффициент передачи тока составного транзистора, числовое значение которого равно $10^3—10^4$.

Тем самым обеспечивается необходимый режим согласования по току выходной цепи усилителя и входной цепи регулирующего транзистора при больших токах I_H .

Токоотводящие резисторы R_{01}, R_{02} (показаны пунктиром) создают цепи протекания начальных токов $I_{K0(\text{э})}$ транзисторов T_{1-1} , и T_{1-2} , исключая их протекание по цепям баз последующих транзисторов. С их помощью обеспечивается нормальный режим работы схемы при минимальном токе нагрузки. Для расчета сопротивлений R_{01} и R_{02} можно воспользоваться соотношением

$$R_{0(1,2)} = (1,5 \div 2) \frac{U_{\text{н}}}{I_{K0(\text{э} 1,2)}}.$$

Составные транзисторы нашли широкое применение в стабилизаторах на токи 0,5 — 1 А и выше.

3. Задание на работу (рабочее задание)

Рассчитать основные параметры компенсационного стабилизатора напряжения и выбрать элементы схемы.

4. Ход работы (порядок выполнения работы)

Расчёт регулирующего элемента

При статическом расчёте по току нагрузки I_P и максимальному напряжению питания $U_{n \max}$ определяются количество и тип РЭ. При этом основным критерием при выборе количества, как и при выборе режима их работы, является минимизация электрических потерь в РЭ. Помимо этого в статический расчёт входит выбор элементов источника эталонного напряжения, сопротивлений резисторов цепи ООС, определяется коэффициент усиления ОУ, необходимый для стабилизации, фильтрации, выходного сопротивления. Статический расчёт проводится в следующем порядке:

Выберем количество и тип транзисторов РЭ:

Ток коллектора оконечного транзистора

$$I_k = I_H(1 + d_y),$$

где $d_y = 0.05$, так как предполагается, что вспомогательные цепи управления увеличивают ток нагрузки коллектора транзистора РЭ на 5%:

$$I_k = 5(1 + 0,05) = 5,25A.$$

Количество транзисторов в РЭ определяется следующим образом:

$$n - 1 = \frac{\lg \frac{I_H}{I_{OY} * h_{21Э}}}{\lg h_{21Э}}$$

где $h_{21ЭП} = h_{21Э0} * H_i$; m - расчётный коэффициент, выбираемый из интервала [0 - 4]; I_{OY} - выходной ток ОУ; $h_{21Э0}$ - типовой (расчётный) статический коэффициент передачи тока транзистора; i - порядковый номер транзистора.

Принимая $I_{OY} = 8mA$, $h_{21Э0} = 20$ (для мощных транзисторов), $h_{21Э02} = 50$ (для транзисторов малой и средней мощности) и выбирая для всех транзисторов $m_p = 1$, поскольку чем меньше m_p , тем выше КПД НКСН, получаем

$$H = 1 + 0,092 e^{-0.2(1+1)} = 0,42; h_{21Э1} = 8,4; h_{21Э2} = 21;$$

$$n - 1 = \frac{\lg \frac{5.25}{8 * 10^{-3} * 8.4}}{\lg 21} \approx 1.4$$

Для дальнейших расчётов принимаем количество транзисторов в РЭ $n = 2$.

Напряжение на РЭ (если применяются транзисторы одного типа проводимости) равно

$$U_{PЭ} = U_{KЭ}(1 + m_p) + (n - 1)U_{БЭ},$$

где $U_{KЭ}$, $U_{БЭ}$ - напряжение коллектор-эмиттер и напряжение база-эмиттер. Для $U_{KЭ} = 1,8V$ и $U_{БЭ} = 0,7V$

$$U_{PЭ} = 1,8 - (1 + 1) + 1 - 0,7 = 4,3V.$$

Минимально необходимое напряжение источника питания

$$U_{n \min} = U_n + U_{PЭ \min} + U_{m \text{ пульс. п.}}, \text{ т. е. } U_{n \min} = 5 + 4,3 + 0,1 = 9,4V$$

С учётом допуска на изменения напряжения питания номинальный и максимальный уровни составляют:

$$U_{n \text{ ном}} = \frac{U_{n \min}}{1 - \delta_-} = \frac{9.4}{1 - 0.1} = 10.4V$$

$$U_{n \max} = U_{n \text{ ном}} * (1 + \delta_+) = 11,96V \approx 12V$$

Поскольку на выходе стабилизатора может быть включён конденсатор, то в момент включения всё напряжение источника питания будет приложено к РЭ. Поэтому выбор оконечного транзистора производится по $U_{n \max}$ и

$$I_{k \max} = (1,5 \div 2) - I_k = 9A.$$

Выбираем транзистор КТ927В с параметрами $I_{k \max} = 10A$, $U_{KЭ} = 35V$, $h_{21Э1} = 40 \div 100$ (для дальнейших расчётов принимаем $h_{21Э1} = 40$).

Второй транзистор РЭ выбираем по $U_{n,max}$ и $I_{k,max}/h_{21ЭР}$ предыдущего транзистора $=10/40=0,25A$.

Выбираем транзистор КТ630Б с параметрами $I_{k,max}=1A$, $U_{КЭ}=120В$, $h_{21Э2}=80-240$ (для дальнейших расчётов принимаем $h_{21Э2}=80$).

Определяем коэффициент усиления РЭ по напряжению (с учётом параметров транзисторов РЭ в режиме, близком к граничному: $m_p=1$; $r_k=10\text{ Ом}$;

$$R_H \gg r_{э}, \text{ где } R_H = \frac{U_n}{I_n} = 10\text{ Ом}, (R_H + r_{э})h_{21Э} > r_б,$$

$$K_{РЭВ} \approx \frac{r_{к1}}{R_H} \Rightarrow K_{РЭВ} \approx \frac{10}{1} \approx 10$$

Расчёт источника эталонного напряжения.

Рассчитывается требуемый ТКН стабилитрона ($\mu_{ЭТ}$) при условии, что температурные изменения выходного напряжения НКСН определяется стабилитроном эталонного источника напряжения:

$$\mu_{ЭТ} = \frac{2 * \delta U_n * 100\%}{c_B \Delta T},$$

где c_B - весовой коэффициент, определяющий степень воздействия температуры окружающей среды ($\Delta T = T_{max} - T_{min}$ - диапазон её изменения) на выходное напряжение стабилизатора. Для $c_B = 1$ получаем

$$\mu_{ЭТ} = \frac{2 * 0,02 * 100}{1 * 30} = 0,13\% / ^\circ C.$$

По ТКН и условию $U_{ст.макс} < U_n$ выбираем стабилитрон типа КС139А с характеристиками $\mu_{ЭТ} = -0,10\% / ^\circ C$, $r_{диф} = 60\text{ Ом}$, $I_{ст.ном} = 10\text{ mA}$,
 $U_{ст.ном} = 3,9В \pm 10\%$.

Определяем сопротивление балластного резистора

$$R_б = \frac{U_n - U_{ст.макс}}{I_{ст.ном}} = \frac{5 - 4,29}{10 * 10^{-3}} = 71\text{ Ом}$$

Мощность, рассеиваемая на этом резисторе

$$P_б = I_{ст}^2 R_б = 0,01^2 * 71 = 7,1 * 10^{-5}\text{ Вт}.$$

Выбираем резистор типа С2-23 мощностью 0,062 Вт с сопротивлением 71 Ом.

По значению U_n и $U_{ст.ном}$ определяется коэффициент передачи цепи ООС по напряжению

$$\beta_{ОС} = \frac{U_{ст.ном}}{U_n} = \frac{3,9}{5} = 0,78.$$

Расчёт усилителя сигнала рассогласования.

Определяется коэффициент усиления ОУ по требованиям к коэффициенту стабилизации и выходному сопротивлению стабилизатора

$$K_{\beta_{ОС}} = \max \left\{ \alpha_B \frac{\delta U_n * U_n}{\delta U_n * U_n K_{мэе}}; b_B \frac{\Delta I_n (h_{21Эм} * r_{э} + R_y + r_{\frac{1}{2}})}{\delta U_n * U_n * h_{21Эм}} \right\},$$

где α_B и b_B - весовые коэффициенты, связанные соотношением $\frac{1}{\alpha_B} + \frac{1}{b_B} = 1 - \frac{1}{c_B}$ и выбираемые так, чтобы значение $K_{\beta_{ОС}}$ (коэффициент передачи разомкнутого контура), рассчитываемое по выражениям в фигурных скобках, было примерно одинаковым.

Для $\alpha_B = 70$ и $b_B = 20$

$$K_{\beta OC} = \max \left\{ 70 \frac{0,15 * 10,4}{0,02 * 5 * 10} \approx 109; 20 \frac{0,5(40 * 05 + \frac{400}{80^2} + 2)}{0,01 * 5 * 40} \approx 110 \right\}$$

Коэффициент усиления ОУ определяется из следующего соотношения

$$K_{OY} = \frac{K_{\beta OC}}{\beta_{OC}} = \frac{110}{0,78} \approx 142$$

По K_{OY} выбирается ОУ типа К140УД6 с параметрами: $K_{OY} = 30000$,

$$U_n = \pm 5 \div 20В, I_{ном5} = 3нА, I_{вх} = 100нА, \Delta I_{ex} = 25мА, \Delta \Delta I_{ex} = 0,1нА / ^\circ C,$$

$$U_{др.нр.} = 30мкВ / ^\circ C$$

Определяем сопротивления резисторов в цепях смещения ОУ и ООС:

$$R_1 = \frac{U_{cm}}{q_d * I_{ex}} = \frac{3,9}{100 * 0,1 * 10^{-6}} = 390кОм$$

$$R_2 = \frac{U_H}{q_d * I_{ex}} - R_1 = \frac{5}{100 * 0,1 * 10^{-6}} - 390000 = 110кОм$$

где $q_d = \frac{I_d}{I_{ex}} = 100$; I_d – ток делителя $R_1 R_2$.

Для выбора резисторов рассчитаем их номинальные мощности:

$$P_1 = I_d^2 * R_1 = (1 * 10^{-5})^2 * 3,9 * 10^5 = 3,9 * 10^{-5} Вм$$

$$P_2 = I_d^2 * R_2 = (1 * 10^{-5})^2 * 1,1 * 10^5 = 1,1 * 10^{-5} Вм$$

Выбираем резистор R_1 - С2-23 с параметрами $P=0,062$ Вт, $R = 390кОм$.

Выбираем резистор R_2 - С2-23 с параметрами $P=0,125$ Вт, $R = 110кОм$.

Уточняется изменение выходного напряжения НКСН при воздействии температуры окружающей среды с учётом температурного дрейфа характеристик ОУ: $\delta U_H = S_H * A$, где

$$A \approx \frac{R_{\sigma}}{R_{\sigma} + R_{\gamma}} * \frac{\Delta E_{cm}}{U_H} + \frac{\Delta U_{др.нр.}}{U_H} + \frac{R_1 * \Delta \Delta I_{ex}}{U_H}$$

$$S_n = \frac{(R_1 + R_2) * (R_{\sigma} + R_{\gamma})}{(R_1 * R_{\sigma} - R_2 * R_c)}$$

где $R_c = r_{диф} = 600$ Ом,

$$\Delta U_{др.нр.} = U_{др.нр.} \Delta T = 9 * 10^{-4},$$

$$\Delta E_{cm} = \mu_{cm} * U_{cm} * \Delta T * 10^{-2} = 0,117$$

5. Контрольные вопросы

1. Каков принцип действия компенсационного стабилизатора напряжения?
2. Какие максимальное и минимальное напряжения можно получить на выходе исследуемой схемы?
3. Как влияет сопротивление резистора R_2 на коэффициент стабилизации?
4. Почему компенсационный стабилизатор сглаживает пульсации?
5. В каком режиме мощность, рассеиваемая транзистором, минимальна?

Список использованных источников

1. Щука, А. А. Электроника : учеб. пособие для вузов / А. А. Щука ; под ред. А. С. Сигова .— СПб. : БХВ-Петербург, 2005 .— 800 с.

2. Скаржепа В.А. Электроника и микросхемотехника: учебник в 2 ч. Ч.1. Электронные устройства информационной автоматики / В.А. Скаржепа, А.Н. Луценко; под общ. ред. А.А. Краснопрошеной. – Киев: Выща школа. 1989. – 430 с.

3. Забродин Ю.С. Промышленная электроника: Учебник для вузов / Ю.С. Забродин – М.: Высш. школа, 1982. – 496 с.

4. Токхейм Р. Основы цифровой электроники / Р. Токхейм; пер. с англ. В.А. Курочкина, В.М. Матвеева; под ред. Е.К. Масловского. – М.: Мир, 1988. – 392 с.

Практическое занятие № 9 РАСЧЕТ АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ ВЕРХНИХ И НИЖНИХ ЧАСТОТ ПЕРВОГО ПОРЯДКА

Цель работы: получение практических навыков расчета активных фильтров верхних и нижних частот первого порядка.

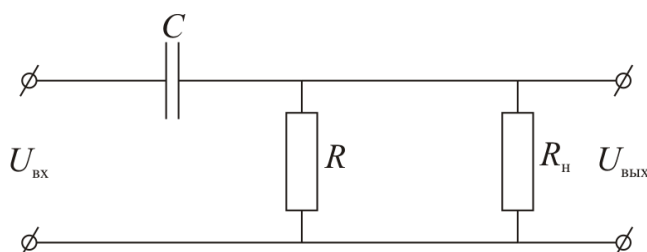
Задачи работы: получение практических навыков расчета элементов схемы параметров активных фильтров верхних и нижних частот первого порядка.

2. Общие положения (теоретические сведения)

В общем случае передаточная функция фильтра нижних частот может быть записана в следующем виде:

$$K(p) = \frac{K_0}{1 + a_1 p}, \quad (11)$$

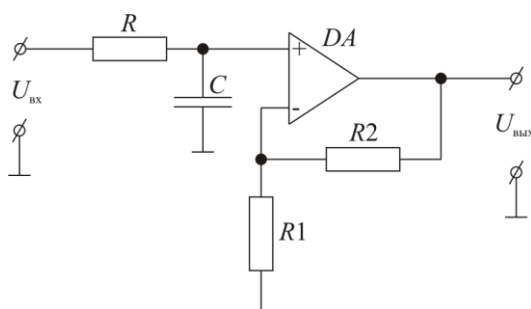
где K_0 - коэффициент передачи в полосе пропускания; a_1 - постоянная времени фильтра. Для получения передаточной функции фильтра высоких частот, в формуле (11) необходимо делать следующую замену: $p \rightarrow 1/p$, а в электрической принципиальной схеме – поменять местами резистор и конденсатор.



Пример пассивного фильтра верхних частот I порядка

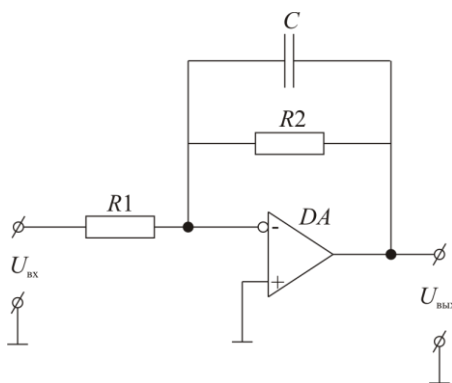
$$K(p) = \frac{K_0}{1 + \frac{a_1}{p}} \Rightarrow K(p) = \frac{K_0 p}{a_1 + p}.$$

1. Неинвертирующий фильтр нижних частот

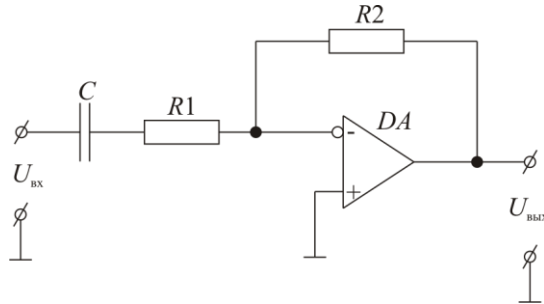


Неинвертирующий фильтр нижних частот представляет собой пассивную RC – цепь, у которой постоянная времени равна RC . К выходу RC – цепи в качестве нагрузочного подключено входное сопротивление операционного усилителя, которое стремится к бесконечности.

2. Инвертирующий фильтр нижних частот



3. Инвертирующий фильтр верхних частот



$$T = R_2 C.$$

РАСЧЕТ ИНВЕРТИРУЮЩЕГО ФИЛЬТРА НИЖНИХ ЧАСТОТ

Исходными данными для расчета инвертирующего фильтра нижних частот являются:

- коэффициент передачи в полосе пропускания K_0 ;
- частота среза фильтра f_c ;
- емкость конденсатора C .

$$R_2 = \frac{a_1}{2\pi f_{cp} C};$$

$$R_1 = -\frac{R_2}{K_0}.$$

Фильтр высоких частот при инвертирующем включении ОУ имеет передаточную функцию следующего вида:

$$K(p) = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{R_1 C} \cdot \frac{1}{p}};$$

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_{cp} a_1 C};$$

$$R_2 = -K_1 \cdot K_{OC}.$$

3. Задание на работу (рабочее задание)

рассчитать параметры и элементы схемы фильтров первого порядка.

4. Ход работы (порядок выполнения работы)

1. Рассчитать сопротивление в прямой цепи инвертирующего интегратора, чтобы получить постоянную времени схемы $T = 0,01$ с, если емкость интегрирующего конденсатора $C = 0,18$ мкФ.

2. Какое сопротивление необходимо включить в прямую цепь интегратора, чтобы получить постоянную времени $T = 2$ с при емкости интегрирующего конденсатора $3,3$ мкФ.
Ответ: $R = 606$ кОм.

3. Рассчитать коэффициент усиления инвертирующего апериодического усилителя, у которого постоянная времени $T = 1$ с, емкость интегрирующего конденсатора $C = 1$ мкФ и сопротивление в прямой цепи 100 кОм.

5. Контрольные вопросы

1. Для чего применяются фильтры?
2. Какие недостатки имеют пассивные фильтры?
3. Из какого условия выбираются конденсаторы в фильтре нижних частот второго порядка?
4. Как называется область частот, в которой фильтр мало ослабляет сигнал?
5. Какой вид имеет передаточная функция ФНЧ первого порядка?

Список использованных источников

1. Щука, А. А. Электроника : учеб. пособие для вузов / А. А. Щука ; под ред. А. С. Сигова .— СПб. : БХВ-Петербург, 2005 .— 800 с.
2. Скаржепа В.А. Электроника и микросхемотехника: учебник в 2 ч. Ч.1. Электронные устройства информационной автоматики / В.А. Скаржепа, А.Н. Луценко; под общ. ред. А.А. Краснопрошеной. – Киев: Выща школа. 1989. – 430 с.
3. Забродин Ю.С. Промышленная электроника: Учебник для вузов / Ю.С. Забродин – М.: Высш. школа, 1982. – 496 с.
4. Токхейм Р. Основы цифровой электроники / Р. Токхейм; пер. с англ. В.А. Курочкина, В.М. Матвеева; под ред. Е.К. Масловского. – М.: Мир, 1988. – 392 с.

Практическое занятие № 10

РАСЧЕТ АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ ВЕРХНИХ И НИЖНИХ ЧАСТОТ ВТОРОГО ПОРЯДКА

Цель работы: получение практических навыков расчета активных фильтров верхних и нижних частот второго порядка.

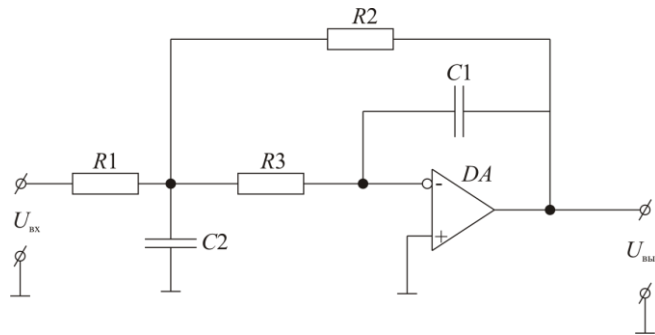
Задачи работы: получение практических навыков расчета элементов схемы и основных параметров активных фильтров верхних и нижних частот второго порядка.

2. Общие положения (теоретические сведения)

ФИЛЬТР НИЖНИХ ЧАСТОТ ВТОРОГО ПОРЯДКА

$$K(p) = \frac{K_0}{1 + a_1 p + b_1 p^2}.$$

Активные фильтры нижних частот второго порядка могут быть реализованы с помощью одного операционного усилителя, включенного по инвертирующей схеме, и двух реактивных элементов (конденсаторов) – **структура Рауха**.



$$K(p) = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + C_1 \left(R_2 + R_3 + \frac{R_2 - R_3}{R_1} \right) p + C_1 C_2 R_2 R_3 p^2}.$$

Исходными данными для расчета фильтра являются следующие, которые берутся из справочника:

- коэффициент передачи в полосе пропускания K_0 ;
- частота среза фильтра f_c ;
- постоянная времени фильтра a_1 ;
- коэффициент b_1 .

Для проведения расчета данного вида фильтра необходимо задаться емкостями конденсаторов C_1 и C_2 ; требуется найти R_1, R_2, R_3 .

$$R_2 = \frac{a_1 C_2 - \sqrt{a_1 C_2^2 - 4 C_1 C_2 b_1 (1 - K_0)}}{4 \pi f_{cp} C_1 C_2}.$$

Чтобы R_2 не получился отрицательным, C_1 и C_2 необходимо выбирать из следующих условий:

$$\begin{cases} \frac{C_2}{C_1} \geq \frac{4 b_1 (1 - K_0)}{a_1^2}, \\ R_3 = \frac{b_1}{4 \pi^2 f_{cp}^2 C_1 C_2}; \end{cases}$$

$$K(0) = -\frac{R_2}{R_1} \Rightarrow R_1 = \frac{R_2}{K(0)}.$$

Коэффициенты a_1 и b_1 выбираются из таблиц в зависимости от вида полинома, аппроксимирующего данный фильтр.

3. Задание на работу (рабочее задание)

Рассчитать элементы схемы фильтра второго порядка.

3. Ход работы (порядок выполнения работы)

$$R_2 = \frac{a_1 C_2 - \sqrt{a_1 C_2^2 - 4C_1 C_2 b_1 (1 - K_0)}}{4\pi f_{cp} C_1 C_2}.$$

$$\begin{cases} \frac{C_2}{C_1} \geq \frac{4b_1(1 - K_0)}{a_1^2}, \\ R_3 = \frac{b_1}{4\pi^2 f_{cp}^2 C_1 C_2}; \end{cases}$$

$$K(0) = -\frac{R_2}{R_1} \Rightarrow R_1 = \frac{R_2}{K(0)}.$$

5. Контрольные вопросы

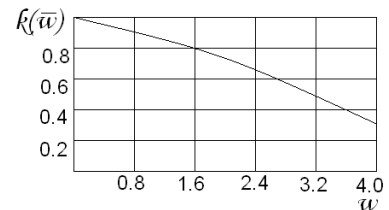
1. Фильтр Баттерворта имеет следующий вид нормированной АЧХ

$$1. |K(\bar{\omega})| = \frac{1}{\sqrt{\bar{\omega}^{2n} + 1}}.$$

$$2. |K(\bar{\omega})| = \frac{1}{\sqrt{\bar{\omega}^{2n} - 1}}.$$

$$3. |K(\bar{\omega})| = \frac{1}{\sqrt{\bar{\omega}^2 + 1}}$$

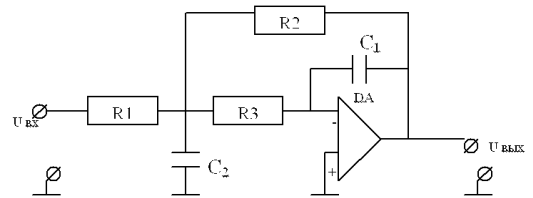
2. Определить по виду АЧХ какой это фильтр 4-ого порядка:



3. Значения C_1 и C_2 для фильтра нижних частот II порядка (см. рис.) выбираются из условия:

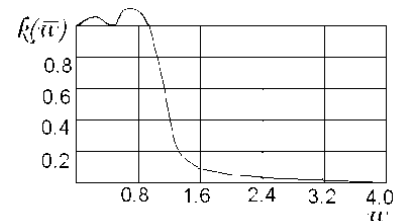
$$1. \frac{C_2}{C_1} \geq \frac{4B_1(1 - K_0)}{a_1^2} \quad 2. \frac{C_2}{C_1} \leq \frac{4B_1(1 - K_0)}{a_1^2}$$

$$3. \frac{C_2}{C_1} = \frac{4B_1(1 - K_0)}{a_1^2}$$



4. Определить по виду АЧХ какой это фильтр 4-ого порядка:

1. Фильтр Бесселя;
2. Фильтр Баттерворта;
3. Фильтр Чебышева;
4. Эллиптический фильтр;



5. Какой фильтр второго порядка имеет наиболее пологий спад АЧХ?

Список использованных источников

1. Щука, А. А. Электроника : учеб. пособие для вузов / А. А. Щука ; под ред. А. С. Сигова .— СПб. : БХВ-Петербург, 2005 .— 800 с.
2. Скаржепа В.А. Электроника и микросхемотехника: учебник в 2 ч. Ч.1. Электронные устройства информационной автоматики / В.А. Скаржепа, А.Н. Луценко; под общ. ред. А.А. Краснопрошеной. – Киев: Выща школа. 1989. – 430 с.
3. Забродин Ю.С. Промышленная электроника: Учебник для вузов / Ю.С. Забродин – М.: Высш. школа, 1982. – 496 с.
4. Токхейм Р. Основы цифровой электроники / Р. Токхейм; пер. с англ. В.А. Курочкина, В.М. Матвеева; под ред. Е.К. Масловского. – М.: Мир, 1988. – 392 с.

Практическое занятие № 11

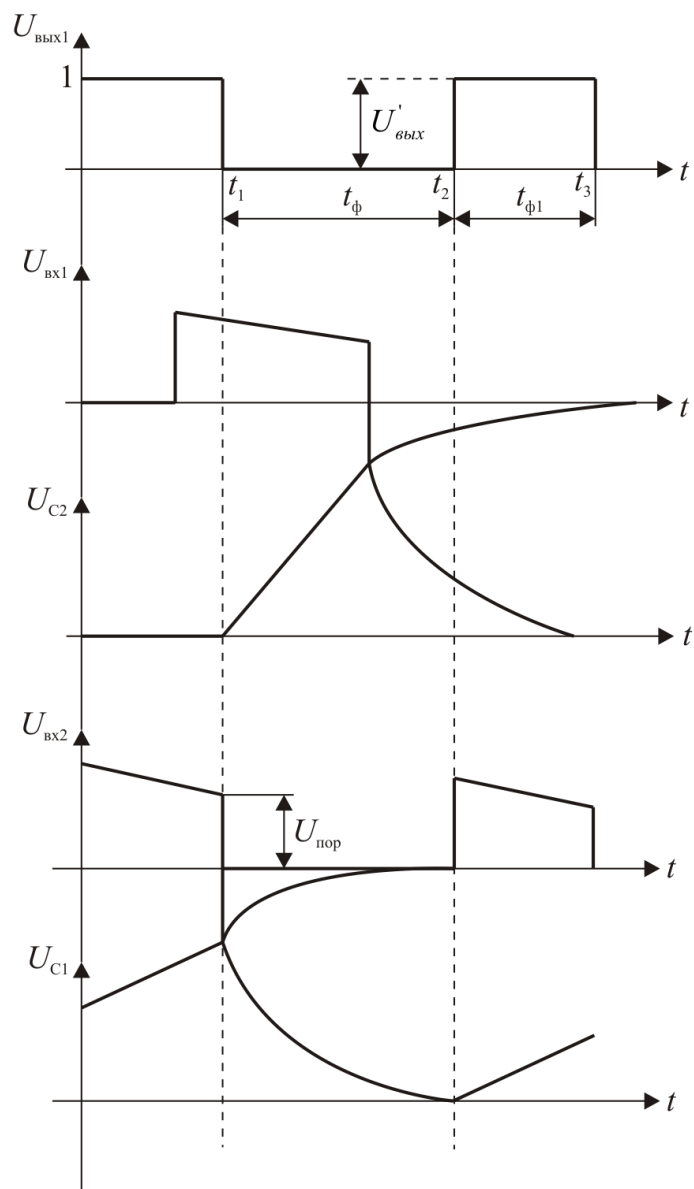
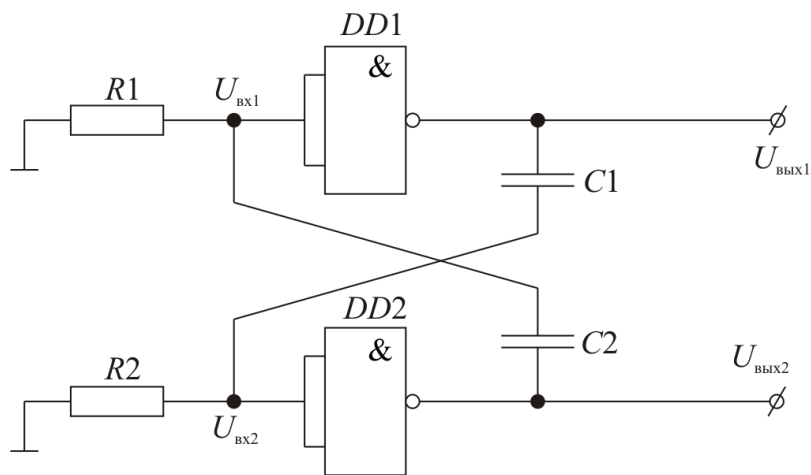
РАСЧЕТ МУЛЬТИВИБРАТОРОВ

Цель работы: получение практических навыков расчета мультивибраторов на операционных усилителя и логических элементах.

Задачи работы: получение практических навыков расчета элементов и параметров схем мультивибраторов.

2. Общие положения (теоретические сведения)

МУЛЬТИВИБРАТОРЫ НА ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТАХ



Пусть при включении напряжения питания логический элемент $DD1$ закрыт, а $DD2$ открыт ($t=0$). Конденсатор $C1$ заряжается выходным током $DD1$, протекающий через резистор $R2$. Вначале процесса заряда конденсатора $C1$ падение напряжения на $R2$ велико, значит больше пороговое напряжение $U_{пор}$, при котором на выходе элементов $DD2$ сохраняется ноль. Поэтому, логический элемент $DD2$ - закрыт, а конденсатор C_2 полностью разряжен через его малое выходное сопротивление.

Такое состояние сохраняется до момента времени t_1 , когда U_{ex2} уменьшается до величины $U_{пор}$. При этом на выходе $DD2$ напряжение принимает значение логической единицы. Это напряжение через конденсатор C_2 поступает на вход $DD1$, который переходит в состояние логического нуля. Мультивибратор переходит во второе устойчивое состояние; теперь заряжается конденсатор C_2 через резистор R_1 и выходное сопротивление логического элемента $DD2$, а конденсатор C_1 быстро разряжается через открытый элемент $DD1$.

$$t_{u1} = C_1 (R'_{вых} + R_2) \cdot \ln \left(\frac{U'_{вых}}{U_{пор}} \right);$$

$$t_{u2} = C_2 (R'_{вых} + R_1) \cdot \ln \left(\frac{U'_{вых}}{U_{пор}} \right).$$

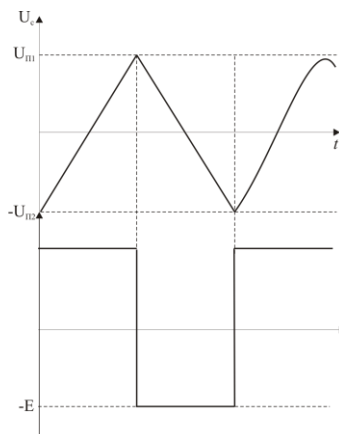
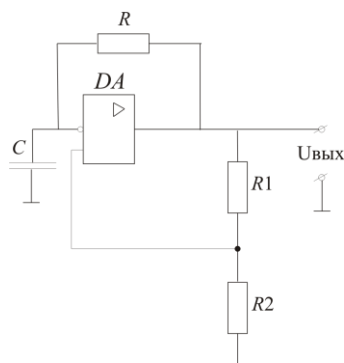
Если $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$, то

$$T = 2C (R'_{вых} + R) \cdot \ln \left(\frac{U'_{вых}}{U_{пор}} \right).$$

Вершина импульса имеет некоторый скол, величина которого определяется соотношением $R, R'_{вых}$. Поэтому, для уменьшения скола вершины необходимо выбирать из условия:

$$R \gg R'_{вых}.$$

МУЛЬТИВИБРАТОРЫ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ



На приведенном рисунке $\pm E$ - напряжение питания.

$$U_{nop1} = E \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \quad U_{nop2} = -E \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

При подаче напряжения питания на выходе устанавливается напряжение $+E$, на инвертирующем входе появляется напряжение U_{n1} , которое нарастает по экспоненте результате заряда конденсатора C через сопротивление R от

выходного напряжения $+E$. Когда разница напряжений между входом станет меньше $\Delta U = E/K$, где K - коэффициент передачи усилителя без отрицательной обратной связи (ОС), для современных операционных усилителей принимает значение 100 тыс., напряжение на выходе усилителя меняет знак и становится равным $-E$.

На неинвертирующем входе появляется отрицательное напряжение U_{n2} , а конденсатор C перезаряжается от напряжения U_{n1} до напряжения $-E$.

$$U_C = E - U_{nop} e^{-\frac{t_{n1}}{RC}} = U_{n1}.$$

Период импульсной последовательности выражается следующей формулой:

$$T = t_{n1} + t_{n2}.$$

$$t_{n1} = RC \ln \left(\frac{E - U_{nop2}}{E - U_{nop1}} \right) = RC \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right).$$

Следовательно, период импульсной последовательности будет равен:

$$T = 2RC \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right).$$

3. Задание на работу (рабочее задание)

Рассчитать параметры и элементы схем мультивибраторов.

4. Ход работы (порядок выполнения работы)

1. Рассчитать частоту импульсной последовательности, вырабатываемой генератором прямоугольных импульсов на ОУ, если $R = 100$ кОм, $C = 0,1$ мкФ, сопротивления выходного делителя напряжения $R1 = R2 = 15$ кОм. $f = 45,5$ Гц.

5. Контрольные вопросы

1. Период колебаний мультивибратора на ОУ определяется по формуле:

$$1. T = 2C \cdot \ln\left(1 + \frac{2 \cdot R2}{R1}\right); 2. T = 2 \cdot RC \cdot \ln\left(1 + \frac{2 \cdot R2}{R1}\right); 3. T = 2 \cdot RC \cdot \lg\left(1 + \frac{2 \cdot R1}{R2}\right);$$

2. Выбрать правильный вариант для мультивибратора на ОУ: $U_{пор1} = \dots$

$$1. U_{пор1} = E \frac{R2}{R1 + R2}; \quad 2. U_{пор1} = -E \frac{R2}{R1 + R2}; \quad 3. U_{пор1} = E \frac{R1}{R1 + R2}; \quad 4. U_{пор1} = -E \frac{R1}{R1 + R2}.$$

Список использованных источников

1. Щука, А. А. Электроника : учеб. пособие для вузов / А. А. Щука ; под ред. А. С. Сигова. — СПб. : БХВ-Петербург, 2005. — 800 с.
2. Скаржепа В.А. Электроника и микросхемотехника: учебник в 2 ч. Ч.1. Электронные устройства информационной автоматики / В.А. Скаржепа, А.Н. Луценко; под общ. ред. А.А. Краснопрошеной. – Киев: Выща школа. 1989. – 430 с.
3. Забродин Ю.С. Промышленная электроника: Учебник для вузов / Ю.С. Забродин – М.: Высш. школа, 1982. – 496 с.
4. Токхейм Р. Основы цифровой электроники / Р. Токхейм; пер. с англ. В.А. Курочкина, В.М. Матвеева; под ред. Е.К. Масловского. – М.: Мир, 1988. – 392 с.

Практическое занятие № 12

РАСЧЕТ ЖДУЩИХ МУЛЬТИВИБРАТОРОВ

Цель работы: получение практических навыков расчета ждущих мультивибраторов.

Задачи работы: получение практических навыков расчета параметров и элементов схем ждущих мультивибраторов.

2. Общие положения (теоретические сведения)

ЖДУЩИЕ МУЛЬТИВИБРАТОРЫ НА ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТАХ

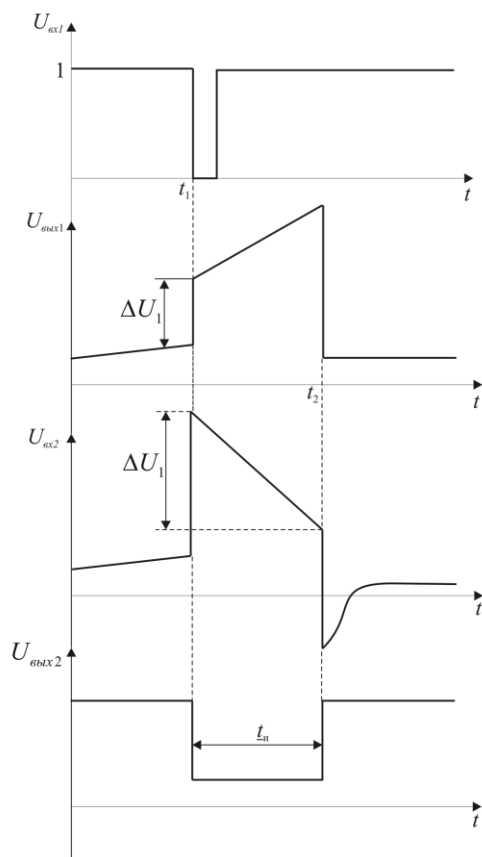
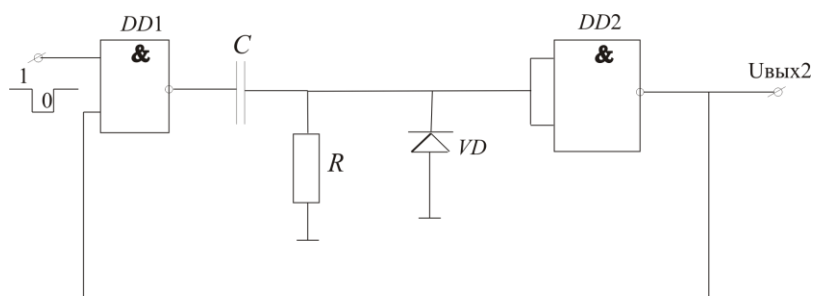
В исходном состоянии на вход схемы подано напряжение логической 1, $U_{вх1} = 1; U_{вх2} = 0$, т.к. конденсатор в установившемся режиме представляет собой разрыв цепи для постоянного тока; вход *DD2* подключается к общему проводу через сопротивление *R*. На выходе *DD2* - логическая единица, которая по цепи ОС подается на нижний вход *DD1*.

Таким образом, на выходе *DD1* устанавливается 0, конденсатор *C* - разряжен; состояние схемы – устойчивое. В момент времени t_1 $U_{вх1} = 0$; на выходе *DD1* формируется 1, это напряжение в первый момент времени полностью приложено ко входу *DD2*, переводя его выход в состояние 0.

Ноль с выхода *DD2* по цепи ОС поступает на нижний вход *DD1*. В результате чего после окончания запускающего импульса на выходе *DD1* сохраняется 1. Схема переходит в квазиустойчивое состояние, длительность которого определяется параметрами времязадающей *RC* – цепочки.

По мере заряда конденсатора *C* через сопротивление *R* и выходное сопротивление $R_{вых1}$ закрытого элемента *DD1*, напряжение на *R* падает. В момент времени t_2

напряжение U_{ex2} достигает значения U_{nop} и на выходе $DD2$ формируется 1. Схема скачком возвращается в исходное состояние.

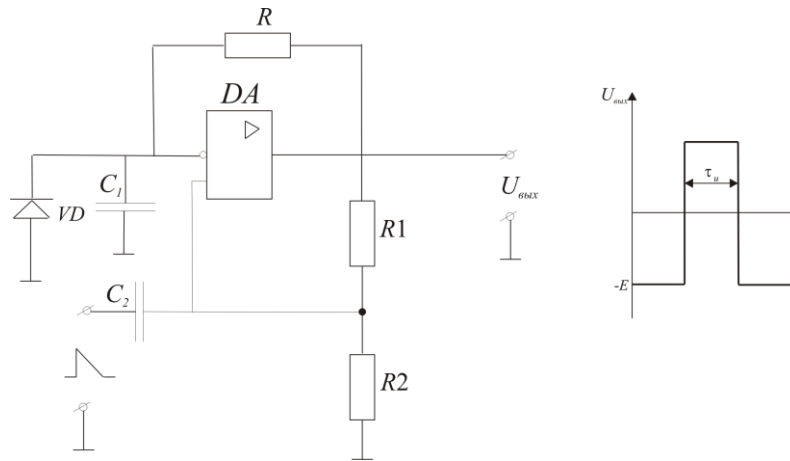


На входе $DD2$ в этот момент появляется отрицательный импульс за счет перезарядки конденсатора C . Параллельно сопротивлению R включают диод VD , через прямое сопротивление которого конденсатор быстро разряжается.

$$t_u = C(R + R_{вых1}) \ln \left(\frac{U_{ex2}}{U_{nop}} \right),$$

$$\Delta U_1 \approx \frac{R}{R + R_{вых1}} U^1.$$

ЖДУЩИЕ МУЛЬТИВИБРАТОРЫ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ



В исходном устойчивом состоянии $U_{\text{вых}} = -E$, конденсатор C_1 шунтируется диодом VD_1 , включенном в прямом направлении и не может заряжаться. Напряжение на неинвертирующем входе $U_{\text{вх}}^+ = -\alpha E$, где $\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$. Для запуска мультивибратора на

вход схемы подается короткий положительный импульс с амплитудой $U_{\text{вх}} > \alpha E$. Операционный усилитель (ОУ) переключается в состояние насыщения с положительным напряжением на выходе $+E$. При этом, на неинвертирующем входе устанавливается новое значение напряжения $U_{\text{вх}}^+ = \alpha E$. Диод VD в этом случае включен в обратном направлении и его сопротивление значительно больше сопротивления конденсатора C_1 , который начинает заряжаться через сопротивление R . Такое состояние схемы сохраняется до тех пор, пока U_{C_1} не достигнет значения αE . Тогда операционный усилитель переходит в противоположное состояние насыщения и $U_{\text{вых}} = -E$. Конденсатор C_1 разряжается через диод VD и схема находится в режиме ожидания до прихода следующего запускающего импульса.

$$\tau_u = RC \ln \left(\frac{1}{1 - \alpha} \right).$$

3. Задание на работу (рабочее задание)

Рассчитать параметры и элементы схем ждущих мультивибраторов.

4. Ход работы (порядок выполнения работы)

1. Рассчитать длительность импульса, вырабатываемого ждущим мультивибратором на ОУ, если $R = 100$ кОм, $C = 0,1$ мкФ, сопротивления выходного делителя напряжения $R_1 = R_2 = 15$ кОм. $\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0,5$. $\tau_u = RC \ln \left(\frac{1}{1 - \alpha} \right) = 0,0069$ с.

2. Найти длительность импульса на выходе ждущего мультивибратора на ЛЭ, если постоянная времени времязадающей цепи 100 мкс, емкость конденсатора времязадающей цепи $0,01$ мкФ, выходное сопротивление ЛЭ 5 кОм, отношение входного напряжения ЛЭ к пороговому напряжению равно 8 .

$$R = \frac{T}{C} = 10 \text{ кОм}; \quad t_u = C(R + R_{\text{вых1}}) \ln \left(\frac{U_{\text{вх2}}}{U_{\text{пор}}} \right) = 0,31 \text{ мс.}$$

3. Найти сопротивление R времязадающей цепи ждущего мультивибратора, при котором скос вершины импульса $U = 0,24$ В, если известно, что напряжение единицы для логического элемента составляет 2,4 В, а выходное сопротивление – 500 Ом.

$$\Delta U_1 \approx \frac{R}{R + R_{\text{вых1}}} U^1. \quad R = 55 \text{ Ом}$$

5. Контрольные вопросы

1. Для запуска ждущего мультивибратора на ОУ на вход схемы подается ...

1. Положительный импульс. 2. Короткий положительный импульс. 3. Отрицательный импульс. 4. Короткий отрицательный импульс.

2. Ждущий мультивибратор находится в режиме ожидания до прихода следующего запускающего импульса когда ...

1. ОУ переходит в состояние насыщения и $U_{\text{вых}} = E$, конденсатор C разряжается через диод VD .

2. ОУ переходит в состояние насыщения и $U_{\text{вых}} = -E$, конденсатор C насыщается через диод VD .

3. ОУ переходит в состояние насыщения и $U_{\text{вых}} = E$, конденсатор C насыщается через диод VD .

4. ОУ переходит в состояние насыщения и $U_{\text{вых}}$ принимает значение $-E$, конденсатор C разряжается через диод VD .

Список использованных источников

1. Щука, А. А. Электроника : учеб. пособие для вузов / А. А. Щука ; под ред. А. С. Сигова .— СПб. : БХВ-Петербург, 2005 .— 800 с.

2. Скаржепа В.А. Электроника и микросхемотехника: учебник в 2 ч. Ч.1. Электронные устройства информационной автоматики / В.А. Скаржепа, А.Н. Луценко; под общ. ред. А.А. Краснопрошеной. – Киев: Выща школа. 1989. – 430 с.

3. Забродин Ю.С. Промышленная электроника: Учебник для вузов / Ю.С. Забродин – М.: Высш. школа, 1982. – 496 с.

4. Токхейм Р. Основы цифровой электроники / Р. Токхейм; пер. с англ. В.А. Курочкина, В.М. Матвеева; под ред. Е.К. Масловского. – М.: Мир, 1988. – 392 с.