

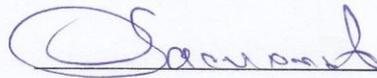
Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Тульский государственный университет»

Институт высокоточных систем им. В.П. Грязева

Кафедра «Приборы управления»

Утверждено на заседании кафедры
«Приборы управления»
«19» января 2022 г., протокол №1

Заведующий кафедрой



В.Я. Распопов

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ
по проведению практических (семинарских) занятий
по дисциплине (модулю)
«Физические основы электроники»

**основной профессиональной образовательной программы
высшего образования – программы бакалавриата**

по направлению подготовки

24.03.02 – Системы управления движением и навигация

с направленностью (профилем)

**Приборы и системы ориентации, стабилизации
навигации**

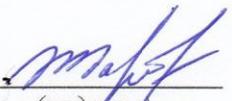
Форма(ы) обучения: *очная*

Идентификационный номер образовательной программы: 240302-01-2022

Тула 2022 год

Разработчик(и) методических указаний

Иванов Ю.В., профессор кафедры ПУ, д. т.н.
(ФИО, должность, ученая степень, ученое звание)



(подпись)

Содержание

| | С. |
|---|----|
| Практическое занятие №1 Расчет h -параметров биполярных транзисторов по его ВАХ. | |
| Практическое занятие № 2 Расчет однофазного двухполупериодного выпрямителя с нулевым выводом. | 4 |
| Практическое занятие № 3 Расчет однофазного мостового выпрямителя | 8 |
| Практическое занятие № 4 Расчет параметрических стабилизаторов напряжения | 10 |
| Практическое занятие № 5 Расчет компенсационных стабилизаторов напряжения. | 14 |
| Практическое занятие № 6 Расчет мультивибраторов на логических элементах. | |
| Практическое занятие № 7 Расчет мультивибратора на операционном усилителе. | |
| Практическое занятие № 8 Расчет ждущего мультивибратора на операционном усилителе | |

Практическое занятие № 1

РАСЧЕТ h -ПАРАМЕТРОВ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ ПО ВОЛЬТ-АМПЕРНЫМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ

1. Цель и задачи работы

Цель работы: получение практических навыков расчета h -параметров биполярных транзисторов по их вольт-амперным характеристикам.

Задачи работы: изучить краткие теоретические сведения, изучить основные расчетные формулы, решить задачи.

2. Общие положения (теоретические сведения)

Связь между напряжениями и токами на входе и выходе четырехполюсника можно выразить в форме двух линейных уравнений с параметрами h , связывающими токи и напряжения на входе и выходе четырехполюсника:

$$\begin{cases} U_1 = h_{11}I_1 + h_{12}U_2 \\ I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}U_2 \end{cases}$$

Параметры h_{22} и h_{12} измеряются в режиме холостого хода на входе, а параметры h_{11} и h_{21} – в режиме короткого замыкания на выходе.

В системе h -параметров за независимые переменные приняты ток на входе I_1 и напряжение на выходе U_2 транзистора, а в качестве зависимых – входное напряжение U_1 и выходной ток I_2 .

При этом

$$h_{11} = \frac{U_1}{I_1} \Big|_{U_2 = 0}$$

– входное сопротивление, определяемое в режиме короткого замыкания по переменному току на выходе транзистора ($U_2 = 0$);

$$h_{12} = \frac{U_1}{U_2} \Big|_{I_1 = 0}$$

– коэффициент обратной связи по напряжению, определяемый в режиме холостого хода на входных зажимах ($I_1 = 0$);

$$h_{21} = \frac{I_2}{I_1} \Big|_{U_2 = 0}$$

– коэффициент передачи (усиления) по току, определяемый в режиме короткого замыкания по переменному току на выходе ($U_2 = 0$);

$$h_{22} = \frac{I_2}{U_2} \Big|_{I_1 = 0}$$

– выходная проводимость, определяемая в режиме холостого хода на входе ($I_1 = 0$).

Для реализации режима холостого хода на входе и короткого замыкания на выходе достаточно включить большую индуктивность на входе транзистора и большую емкость — на выходе, не изменяя при этом выбранного режима работы по постоянному току.

Эквивалентная схема, соответствующая системе h -параметров, изображена на рис. 2.11, а.

Значения h -параметров зависят от выбора рабочей точки, температуры, частоты и схемы включения транзистора. Для определенной схемы включения (ОЭ, ОБ, ОК) добавляются соответствующие индексы (Э, Б, К) при обозначении параметров, например, $h_{12Б}$; $h_{22К}$ и т. д.

Приближенные значения h -параметров можно определить графоаналитическим способом по статическим входным и выходным характеристикам. Для определения всех h -параметров необходимо иметь не менее двух характеристик каждого семейства (входных и выходных). Параметры рассчитываются по величинам конечных приращений токов и напряжений вблизи рабочей точки транзистора.

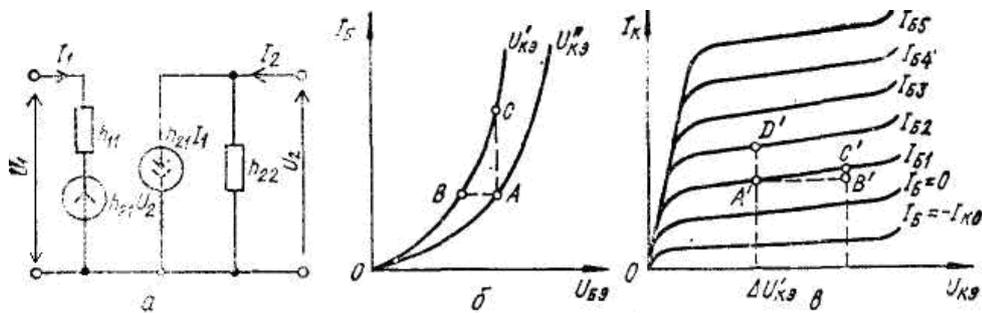


Рис.2.11

Для схемы с ОЭ на семействе входных характеристик в рабочей точке A строят треугольник (из A проводят прямые, параллельные оси абсцисс и оси ординат до пересечения со второй характеристикой в точках B и C , (рис. 2.11, б). Из характеристического треугольника ABC получают все необходимые величины для определения $h_{11Э}$ и $h_{12Э}$:

$$h_{11Э} = \frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta I_{б}} = \frac{AB}{AC}; \quad h_{12Э} = \frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta U_{кэ}} = \frac{AB}{\Delta U'_{кэ} - \Delta U''_{кэ}}$$

В рабочей точке A' по выходным характеристикам (рис. 2.11, в) определяют параметры $h_{22Э}$ и $h_{21Э}$:

$$h_{21Э} = \frac{\Delta I_{к}}{\Delta I_{б}} = \frac{A'D'}{\Delta I_{б2} - \Delta I_{б1}}; \quad h_{22Э} = \frac{\Delta I_{к}}{\Delta U'_{кэ}} = \frac{B'C'}{A'B'}$$

Аналогично можно определить h -параметры для схемы с ОБ.

3. Задание на работу (рабочее задание)

Рассчитать h -параметры полупроводниковых биполярных транзисторов.

4. Ход работы (порядок выполнения работы)

4.1. Для транзистора КТ312А обратный ток коллектора $I_k = 10$ мкА при напряжении $U_k = 15$ В. Определить по вольт-амперным характеристикам транзистора (рис. 2.1) обратное сопротивление коллекторного перехода постоянному току. $R_{обр} = 1,5$ МОм.

4.2. Используя семейство выходных характеристик транзистора КТ312А (рис. 2.1) определить его коэффициент усиления в схеме с общим эмиттером $h_{21э}$.

$$h_{21э} = 50$$

4.3. Используя семейство выходных характеристик транзистора КТ312А (рис. 2.1) определить его выходную проводимость в схеме с общим эмиттером $h_{22э}$. $h_{22э} = 0,2$ мСм.

4.4. Используя семейство выходных характеристик транзистора КТ312А в схеме с общим эмиттером (рис. 2.1), определить значение обратного тока коллектора при напряжении коллектор-эмиттер 15 В. $I_{к0} = 0,04$ мА.

4.5. Используя семейство выходных характеристик транзистора КТ312А в схеме с общим эмиттером (рис. 2.1), определить значение сопротивления коллекторной цепи транзистора в схеме с общей базой при токе базы 0,4 мА. $r_{к(б)} = 255$ кОм.

4.6. Допустимая рассеиваемая мощность на коллекторе транзистора КТ312А $P_{доп} = 225$ мВт. По семейству выходных характеристик в схеме с общим эмиттером (рис. 2.1) определить превышает ли допустимая мощность при токе коллектора $I_k = 32,5$ мА, и токе базы $I_b = 0,8$ мА и на сколько процентов? **Превышается более 10%.**

4.7. По входной характеристике транзистора КТ312А в схеме с общим эмиттером (рис.2.2) определить входное сопротивление переменному току при напряжении на коллекторе 5 В и напряжении на базе 0,8 В.

$$R_{вх} = 0,125$$
 кОм.

4.8. У транзистора КТ339А, включенного по схеме с общей базой, при изменении тока эмиттера на 10 мА ток коллектора изменяется на 9,7 мА. Определить коэффициент усиления по току транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером.

$$h_{21э} = 32.$$

4.9. По выходным характеристикам транзистора ГТ403А в схеме с общей базой (рис. 2.3) определить коэффициент передачи тока базы $h_{21э}$ для напряжения на коллекторе $U_{кб} = 8$ В тока эмиттера $I_э = 0,2$ А.

$$h_{21э} = 19$$

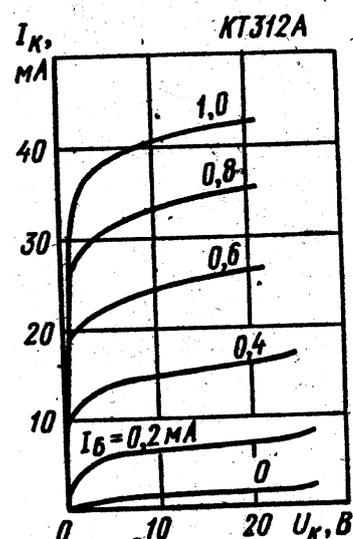


Рис. 2.1

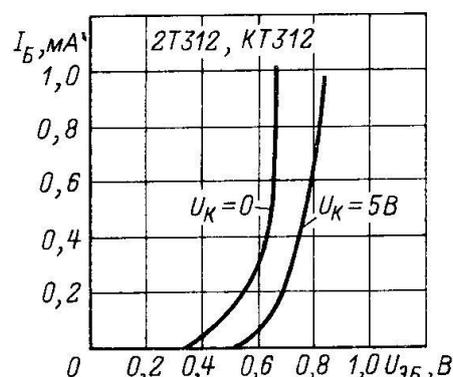


Рис.2.2

4.10. По входной характеристике транзистора ГТ403А в схеме с общей базой (рис. 2.3), снятой при $U_{кб} = 0$ В, определить сопротивление переменному току, если известно, что ток эмиттера изменяется в пределах от 0,15 до 0,35 А. **1 Ом.**

4.11. Используя входную характеристику транзистора ГТ403А, включенного в схеме с общей базой (рис. 2.3) определить входное сопротивление переменному току при напряжениях $U_{эб} = 0,2$ В и $U_{кб} = 0$ В. **$R_{вх} = 2$ Ом.**

4.12. Для транзистора ГТ403А, включенного по схеме с общей базой (рис. 2.3), ток коллектора изменяется на 140 мА, а ток эмиттера – на 145 мА. Определить коэффициент усиления тока базы. **$h_{21э} = 28$.**

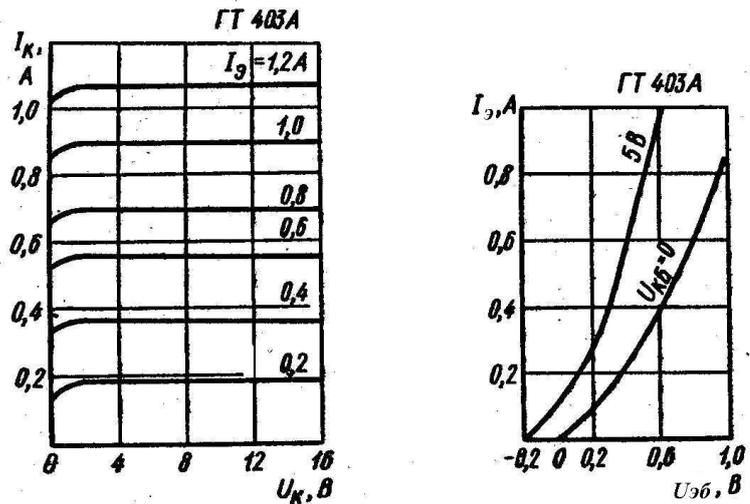


Рис.2.3

Контрольные вопросы

1. Почему $h_{21э}$ значительно больше 1?
2. Почему входное сопротивление транзистора в схеме с ОЭ больше, чем в схеме с ОБ?
3. Какие параметры транзистора, включенного с ОЭ, характеризуют его рабочую точку?
4. Каков физический смысл h -параметров и при каких условиях их определяют?
5. Почему схема включения транзистора с ОЭ наиболее распространена?

Список использованных источников

Основные

1. Максина Е.Л. Электроника [Электронный ресурс]: учебное пособие/ Максина Е.Л.— Электрон. текстовые данные.— Саратов: Научная книга, 2012.— 159 с.— Режим доступа: <http://www.iprbookshop.ru/6270>.— ЭБС «IPRbooks», по паролю.

Дополнительные

1. 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.
2. Забродин Ю.С. Промышленная электроника: Учебник для вузов / Ю.С. Забродин – М.: Высш. школа, 1982. – 496 с.

Практическое занятие № 2

РАСЧЕТ ОДНОФАЗНОГО ДВУХПОЛУПЕРИОДНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ С НУЛЕВЫМ ВЫВОДОМ

1. Цель и задачи работы

Цель работы: получение практических навыков расчета схем однофазных выпрямителей.

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

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 π и 0 активной нагрузки R_H с использованием временных диаграмм напряжений и токов, приведенных на рис. 3.30.

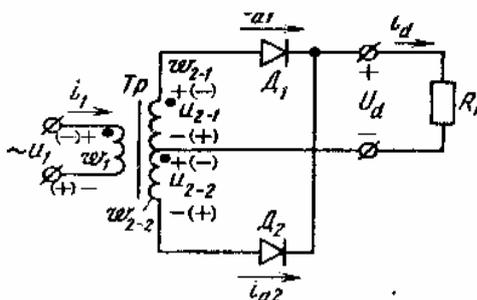


Рис. 3.29

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 $i_{a1}=i_d=u_d=1/R_H$. 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:

$$U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d = 1.11 U_d, \quad (3.21)$$

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 $U_{\text{бmax}}$.

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 интервала $\pi-2\pi$ (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

$$U_{B\text{max}} = 2\sqrt{2}U_2$$

3. Задание на работу (рабочее задание)

Рассчитать основные параметры выпрямителя и выбрать диоды.

4. Ход работы (порядок выполнения работы)

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

2. 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: $q = 6,6$.

3. В схеме двухполупериодного выпрямителя с нулевым выводом на нагрузке $R_n = 510$ Ом постоянное напряжение $U_0 = 100$ В. Какой из диодов правильно выбран для этой схемы?

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

4. Определить частоту пульсаций первой гармоники напряжения на нагрузке двухполупериодного выпрямителя, если напряжение первичной обмотки трансформатора имеет частоту $f_c = 400$ Гц. Ответ: $f_n = 800$ Гц.

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

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

7. Определить амплитуду первой гармоники переменного напряжения на нагрузке в схеме двухполупериодного выпрямителя с нулевым выводом, если выпрямленный ток,

протекающий через каждый диод $I_a = 70$ мА, а сопротивление нагрузки $R_n = 39$ Ом.

Ответ: $U_{d1m} = 3,66$ В.

1) $I_d = 2 \cdot I_a = 140$ мА.

2) $U_d = I_d \cdot R_n = 5,46$ В.

3) $U_{d1m} = q_1 \cdot U_d = 3,66$ В.

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

Основные

1. Максина Е.Л. Электроника [Электронный ресурс]: учебное пособие/ Максина Е.Л.— Электрон. текстовые данные.— Саратов: Научная книга, 2012.— 159 с.— Режим доступа: <http://www.iprbookshop.ru/6270>.— ЭБС «IPRbooks», по паролю.

Дополнительные

1. 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.

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

Практическое занятие № 3

РАСЧЕТ ОДНОФАЗНОГО МОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

1. Цель и задачи работы

Цель работы: получение практических навыков расчета схем мостовых выпрямителей.

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

2. Общие положения (теоретические сведения)

Мостовая схема выпрямления дает точно такой же результат, как двухполупериодная, но имеет более простой трансформатор с одной вторичной обмоткой, рассчитанной на напряжение U_2 .

Схема мостового выпрямителя без фильтра и ее временные диаграммы показаны на рис. 48, а—е.

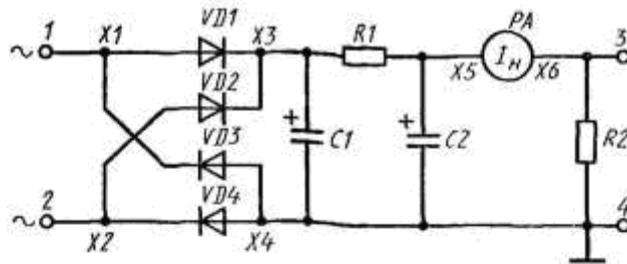


Рис. 47

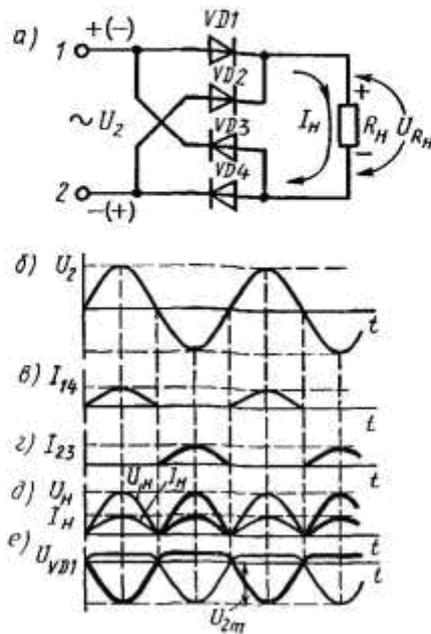


Рис. 48

Пусть в первый полупериод (рис. 48, а—в) напряжения U_2 на выводе 1 вторичной обмотки трансформатора действует положительное по отношению к выводу 2 напряжение и ток I_{14} проходит по цепи: вывод диод $VD1$, резистор R_n диод $VD4$, вывод 2. При этом на нагрузке образуется падение напряжения U_{R_n} , полярность которого указана на рис. 48, а. Форма напряжения U_{R_n} это следующие один за другим синусоидальные импульсы (рис. 48, д). Диоды $VD2$ и $VD3$ в течение этого полупериода тока не проводят, так как закрыты поступающим на них через открытые диоды $VD1$ и $VD4$ напряжением U_{2m} (рис. 48, е). Максимальное обратное напряжение за закрытых диодов равно амплитуде напряжения U_{2m} на обмотке трансформатора, т. е. вдвое меньше, чем в двухполупериодной схеме.

В следующий полупериод, когда знаки напряжения на вторичной обмотке трансформатора изменяются на противоположные (на рис. 48,а они даны в скобках), ток I_{23} (рис. 48,з) будет проходить по цепи (рис. 48,а): вывод 2, диод $VD2$, резистор R_n диод $VD3$, вывод 1.

Достоинство мостовой схемы по сравнению с двухполупериодной состоит в том, что диоды могут быть рассчитаны на вдвое меньшее обратное напряжение. Однако в цепи прямого тока в любой момент выпрямительного процесса находятся два последовательно включенных диода, что снижает экономичность схемы из-за падения напряжения на них при прохождении прямого тока. В выпрямителях, выпрямленное напряжение которых значительно выше прямого падения напряжения на диодах, этот недостаток незаметен. В тех же случаях, когда выпрямленное напряжение соизмеримо с прямым падением напряжения, применяют двухполупериодную схему.

В мостовой схеме, как и в двухполупериодной, частота пульсаций равна удвоенной частоте сети.

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

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

6. Частота пульсации выпрямленного напряжения в схеме двухполупериодного выпрямителя $f_H = 2$ кГц. Определить частоту питающей сети. Ответ: $f_c = 1$ кГц.

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

1) $U_{2m} = U_{1m} / n = 75$ В.

2) $U_2 = U_{2m}/1,41 = 53,2$ В.

3) $U_d = 0,9 \cdot U_2 = 47,8$ В.

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

5. Контрольные вопросы

1. Сколько последовательно включенных диодов имеется в цепи тока нагрузки при мостовой схеме выпрямления?

2. Каким должно быть максимально допустимое обратное напряжение диода в мостовой схеме?

3. Как влияют конденсаторы фильтра и сопротивление нагрузки на амплитуду пульсаций?
4. Какой будет осциллограмма напряжения на нагрузке, если один из диодов отключен?
5. Когда применяют мостовую схему выпрямления?

Список использованных источников

Основные

1. Максина Е.Л. Электроника [Электронный ресурс]: учебное пособие/ Максина Е.Л.— Электрон. текстовые данные.— Саратов: Научная книга, 2012.— 159 с.— Режим доступа: <http://www.iprbookshop.ru/6270>.— ЭБС «IPRbooks», по паролю.

Дополнительные

1. 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.
2. Забродин Ю.С. Промышленная электроника: Учебник для вузов / Ю.С. Забродин – М.: Высш. школа, 1982. – 496 с.

Практическое занятие № 4

1. Цель и задачи работы

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_b и стабилитрона D . Стабилизатор подключается

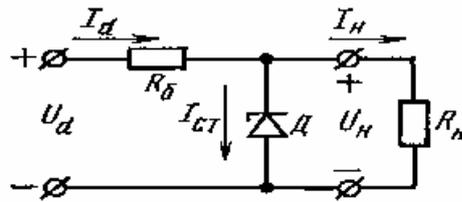


Рис. 3.31

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_H 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 $U_{ст}=U_H$ 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:

$$I_d = I_H + I_{ст}, \quad (3.28)$$

$$U_d = U_{R\delta} + U_H, \quad (3.29)$$

где $U_{R\delta} = (I_H + I_{ст})R_\delta$.

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

$$I_{ст} = (U_d - U_H) / R_\delta - U_H / R_H. \quad (3.30)$$

Напряжение U_H определяемое напряжением $U_{ст}$, изменяется незначительно, в связи с чем его можно считать неизменным. Тогда в условиях изменения тока нагрузки (сопротивления R_H) 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_{Hmin} , а максимальному значению тока $I_{стmax}$ - максимальные значения U_{dmax} и R_{Hmax} . Расчет стабилизатора сводится к тому, чтобы выбрать величину сопротивления R_δ при которой через стабилитрон протекал бы ток $I_{стmin}$, соответствующий началу его рабочей характеристики. В связи с указанным для расчета балластного сопротивления имеем

$$R_\delta = (U_{dmin} - U_H) / (I_{стmin} + U_H / R_{Hmin}). \quad (3.31)$$

Ток $I_{стmax} = (U_{dmax} - U_H) / R_\delta - U_H / R_{Hmax}$, 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_δ рассчитывают по формулам

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

$$P_{ст max} = U_{ст} I_{ст max},$$

$$P_{R\delta} = \frac{(U_{d max} - U_{ст})^2}{R_\delta}.$$

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:

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

Приращение напряжения на выходе стабилизатора ΔU_{II} связано с приращением входного напряжения ΔU_d соотношением

$$\Delta U_{II} = \frac{\Delta U_d (r_d \parallel R_H)}{R_B + r_d \parallel R_H}.$$

С учетом того, что $R_H \gg r_d$ и $R_B \gg r_d$, соотношение (3.32) можно записать в виде

$$\Delta U_{II} = \frac{\Delta U_d r_d}{R_B}. \quad (3.34)$$

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

$$K_{ст} = \frac{U_{II}}{U_d} \frac{R_B}{r_d}.$$

Обычно он не превышает 20—50.

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

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 $R_B = 100$ 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 $R_б = 270$ Ом. Ответ: $U_d = 12,15$ В.

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

4. Определить выходное сопротивление параметрического стабилизатора напряжения, у которого балластное сопротивление $R_б = 100$ 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 $R_б = 200$ 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 $I_n = 20$ мА. Определить в каких пределах изменяется ток на входе стабилизатора.

$$R_б = \frac{U_d - U_{ст}}{I_{ст} + I_n} = 200 \text{ Ом}$$

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

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

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 $I_n = 20$ мА. Определить в каких пределах изменяется ток стабилизации стабилитрона.

$$R_б = \frac{U_d - U_{ст}}{I_{ст} + I_n} = 200 \text{ Ом}$$

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

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

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

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

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

Основные

1. Максина Е.Л. Электроника [Электронный ресурс]: учебное пособие/ Максина Е.Л.— Электрон. текстовые данные.— Саратов: Научная книга, 2012.— 159 с.— Режим доступа: <http://www.iprbookshop.ru/6270>.— ЭБС «IPRbooks», по паролю.

Дополнительные

1. 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.

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

Практическое занятие № 5

РАСЧЕТ КОМПЕНСАЦИОННЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

1. Цель и задачи работы

Цель работы: получение практических навыков расчета компенсационных стабилизаторов напряжения.

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

1. Общие положения (теоретические сведения)

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

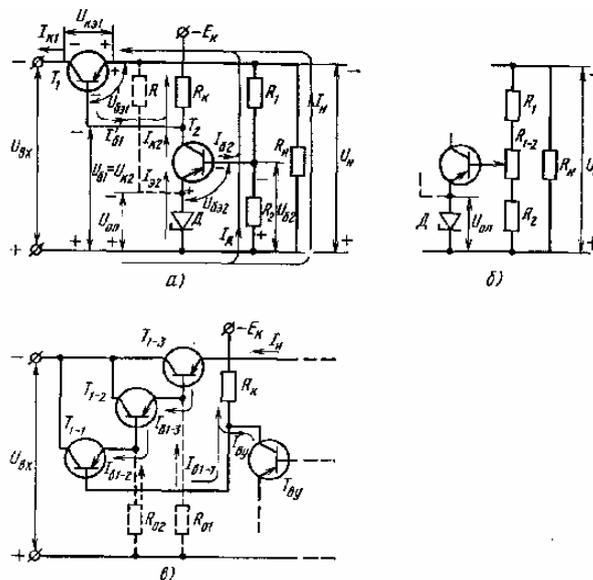


Рис. 3.33

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 $I_{нmax}$ до нуля ток $I_{к2}$ изменяется от некоторого минимального значения $I_{к2min}$ до $I_{нmax}/(1+\beta_1)+I_{к2min}\approx I_{нmax}/(1+\beta_1)=I_{б1max}$. 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_n транзисторы T_1, T_2 выбираются на большие коллекторные токи. Однако использование рассматриваемой схемы при $I_n > 200 - 300$ 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 $I_{б1}$ и $I_{к2}$), 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

$$I_{б1-1} = \frac{I_n}{(1 + \beta_{1-3})(1 + \beta_{1-2})(1 + \beta_{1-1})} \approx \frac{I_n}{\beta_{1-3}\beta_{1-2}\beta_{1-1}} = \frac{I_n}{\beta_c}$$

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_n .

Токоотводящие резисторы R_{01}, R_{02} (показаны пунктиром) создают цепи протекания начальных токов $I_{к0(э)}$ 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

$$R_{0(1,2)} = (1,5 \div 2) \frac{U_n}{I_{к0(э)1,2}}.$$

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 $h_{21Эi} = h_{21Э0} * H_i$; 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 $I_{k, \max} / h_{21ЭP}$ предыдущего транзистора $= 10/40 = 0,25A$.

Выбираем транзистор КТ630Б с параметрами $I_{k, \max} = 1A$, $U_{KЭ} = 120V$, $h_{21Э2} = 80 - 240$ (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

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

По ТКН и условию $U_{ст. \max} < U_H$ выбираем стабилитрон типа КС139А с характеристиками $\mu_{ЭТ} = -0,10\% / ^\circ \text{C}$, $r_{диф} = 60 \text{ Ом}$, $I_{ст. ном} = 10 \text{ мА}$,

$$U_{ст. ном} = 3,9 \text{ В} \pm 10\%.$$

Определяем сопротивление балластного резистора

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

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

$$K_{\beta ОС} = \max \left\{ \alpha_B \frac{\delta U_n * U_n}{\delta U_n * U_n K_{мЭе}}; b_B \frac{\Delta I_n (h_{21Эм} * r_э + R_y + r_э)}{\delta U_n * U_n * h_{21Эм}} \right\},$$

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 $b_B = 20$

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

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: $K_{Oy} = 30000$,

$$U_n = \pm 5 \div 20В, I_{ном,} = 3нА, I_{вх} = 100нА, \Delta I_{вх} = 25мА, \Delta \Delta I_{вх} = 0.1нА / ^\circ C,$$

$$U_{дрлр.} = 30мкВ / ^\circ C$$

Определяем сопротивления резисторов в цепях смещения ОУ и ООС:

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

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

где $q_o = \frac{I_o}{I_{вх}} = 100$; I_o – ток делителя $R_1 R_2$.

Для выбора резисторов рассчитаем их номинальные мощности:

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

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

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

$$A \approx \frac{R_o}{R_o + R_y} * \frac{\Delta E_{cm}}{U_H} + \frac{\Delta U_{дрлр.}}{U_H} + \frac{R_1 * \Delta \Delta I_{вх}}{U_H}$$

$$S_n = \frac{(R_1 + R_2) * (R_o + R_y)}{(R_1 * R_o - R_2 * R_c)}$$

где $R_c = r_{диф} = 600$ Ом,

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

$$\Delta E_{cm} = \mu_{cm} * U_{cm} * \Delta T * 10^{-2} = 0.117$$

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

Основные

1. Максина Е.Л. Электроника [Электронный ресурс]: учебное пособие/ Максина Е.Л.— Электрон. текстовые данные.— Саратов: Научная книга, 2012.— 159 с.— Режим доступа: <http://www.iprbookshop.ru/6270>.— ЭБС «IPRbooks», по паролю.

Дополнительные

1. 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.

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

Практическое занятие № 6

РАСЧЕТ МУЛЬТИВИБРАТОРОВ НА ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТАХ

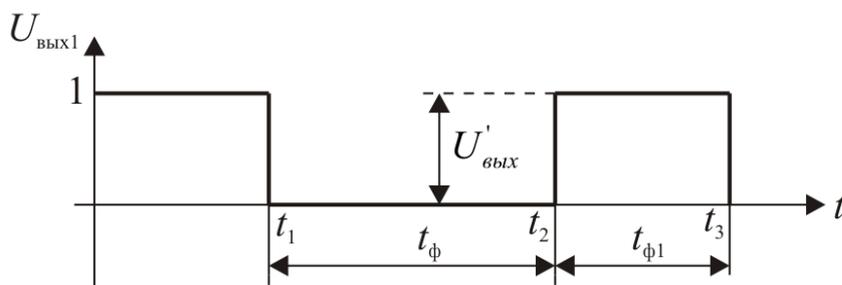
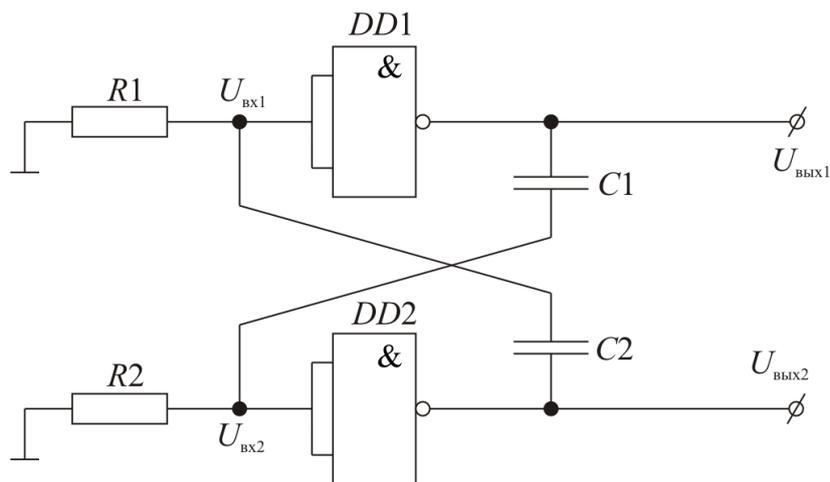
1. Цель и задачи работы

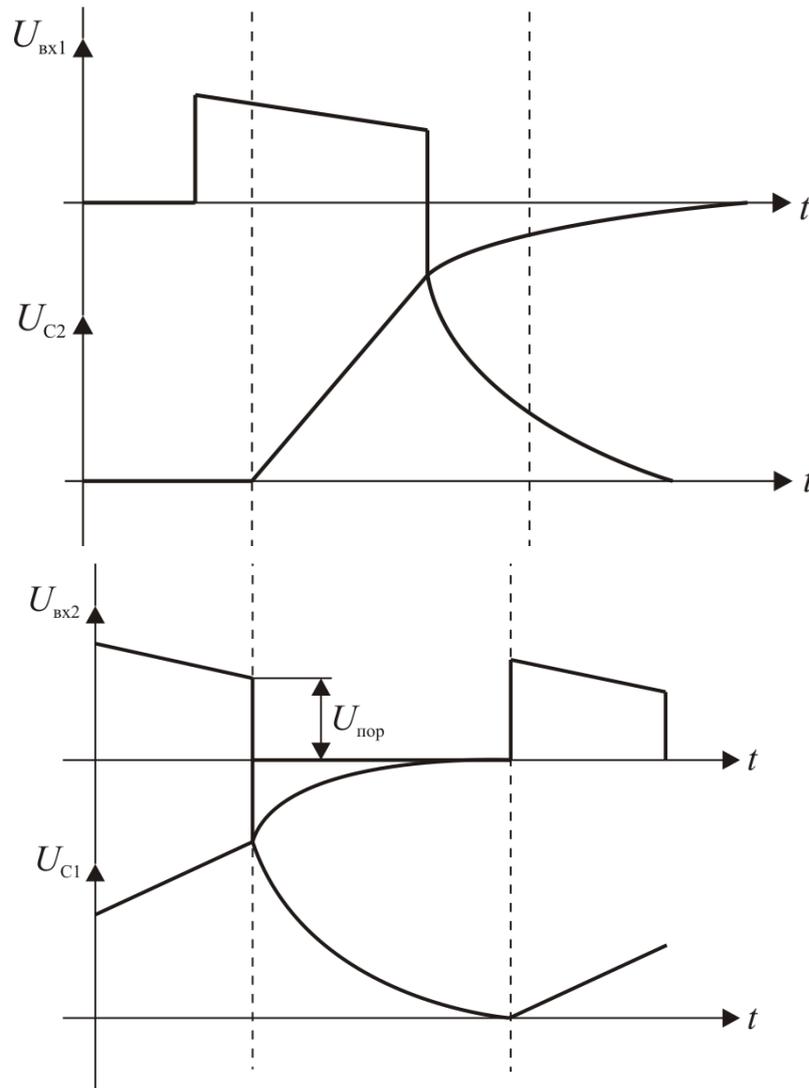
Цель работы: получение практических навыков расчета мультивибраторов на логических элементах.

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 $C2$ полностью разряжен через его малое выходное сопротивление.

Такое состояние сохраняется до момента времени t_1 , когда $U_{вх2}$ уменьшается до величины $U_{пор}$. При этом на выходе $DD2$ напряжение принимает значение логической единицы. Это напряжение через конденсатор $C2$ поступает на вход $DD1$, который переходит в состояние логического нуля. Мультивибратор переходит во второе устойчивое состояние; теперь заряжается конденсатор $C2$ через резистор R_1 и выходное сопротивление логического элемента $DD2$, а конденсатор $C1$ быстро разряжается через открытый элемент $DD1$.

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

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

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

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

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

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 ЛЭ, если $R = 100$ кОм, $C = 0,1$ мкФ, сопротивления выходного делителя напряжения $R'_{\text{вых}} = 400$ Ом $U'_{\text{вых}} = 2,5V$ $U_{\text{пор}} = 0,2V$

5. Контрольные вопросы

1. Период колебаний мультивибратора на ЛЭ определяется по формуле:

$$1. T = 2C \cdot \ln \left(1 + \frac{2 \cdot R_2}{R_1} \right); \quad 2. T = 2 \cdot RC \cdot \ln \left(1 + \frac{2 \cdot R_2}{R_1} \right); \quad 3. T = 2 \cdot RC \cdot \lg \left(1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_2} \right);$$

2. Выбрать правильный вариант для мультивибратора на ЛЭ: $U_{\text{пор}1} = \dots$

$$1. U_{\text{пор}1} = E \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \quad 2. U_{\text{пор}1} = -E \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \quad 3. U_{\text{пор}1} = E \frac{R_1}{R_1 + R_2}; \quad 4. U_{\text{пор}1} = -E \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Список использованных источников

Основные

1. Максина Е.Л. Электроника [Электронный ресурс]: учебное пособие/ Максина Е.Л.— Электрон. текстовые данные.— Саратов: Научная книга, 2012.— 159 с.— Режим доступа: <http://www.iprbookshop.ru/6270>.— ЭБС «IPRbooks», по паролю.

Дополнительные

1. 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.

Практическое занятие № 7

РАСЧЕТ МУЛЬТИВИБРАТОРА НА ОПЕРАЦИОННОМ УСИЛИТЕЛЕ

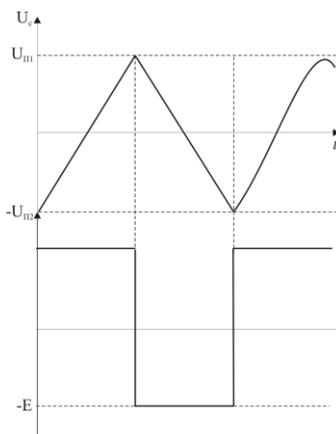
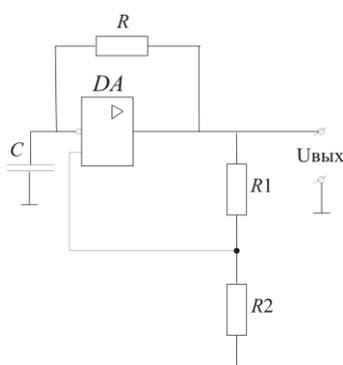
1. Цель и задачи работы

Цель работы: получение практических навыков расчета мультивибраторов на операционных усилителях.

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

2. Общие положения (теоретические сведения)

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 $R_1 = R_2 = 15$ кОм. $f = 45,5$ Гц.

2. Рассчитать длительность импульса, вырабатываемого ждущим мультивибратором на ОУ, если $R = 100$ кОм, $C = 0,1$ мкФ, сопротивления выходного делителя напряжения

$$R_1 = R_2 = 15 \text{ кОм. } \alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0,5. \tau_u = RC \ln\left(\frac{1}{1-\alpha}\right) = 0,0069 \text{ с.}$$

5. Контрольные вопросы

1. Период колебаний мультивибратора на ОУ определяется по формуле:

$$1. T = 2C \cdot \ln\left(1 + \frac{2 \cdot R_2}{R_1}\right); 2. T = 2 \cdot RC \cdot \ln\left(1 + \frac{2 \cdot R_2}{R_1}\right); 3. T = 2 \cdot RC \cdot \lg\left(1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_2}\right);$$

2. Выбрать правильный вариант для мультивибратора на ОУ: $U_{\text{пор}1} = \dots$

$$1. U_{\text{пор}1} = E \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \quad 2. U_{\text{пор}1} = -E \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \quad 3. U_{\text{пор}1} = E \frac{R_1}{R_1 + R_2}; \quad 4. U_{\text{пор}1} = -E \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Список использованных источников

Основные

1. Максина Е.Л. Электроника [Электронный ресурс]: учебное пособие/ Максина Е.Л.— Электрон. текстовые данные.— Саратов: Научная книга, 2012.— 159 с.— Режим доступа: <http://www.iprbookshop.ru/6270>.— ЭБС «IPRbooks», по паролю.

Дополнительные

1. 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.

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

Практическое занятие № 8

РАСЧЕТ ЖДУЩИХ МУЛЬТИВИБРАТОРОВ

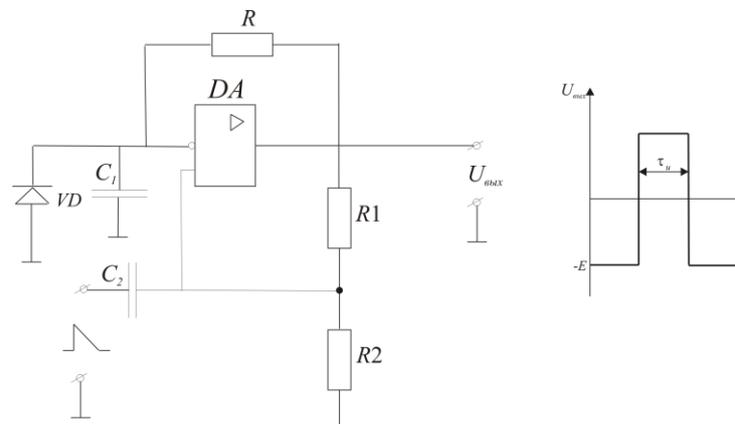
1. Цель и задачи работы

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 ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ



В исходном устойчивом состоянии $U_{\text{вых}} = -E$, конденсатор $C1$ шунтируется диодом $VD1$, включенном в прямом направлении и не может заряжаться. Напряжение на неинвертирующем входе $U_{\text{ex}}^+ = -\alpha E$, где $\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$. Для запуска мультивибратора на

вход схемы подается короткий положительный импульс с амплитудой $U_{\text{ex}} > \alpha E$. Операционный усилитель (ОУ) переключается в состояние насыщения с положительным напряжением на выходе $+E$. При этом, на неинвертирующем входе устанавливается новое значение напряжения $U_{\text{ex}}^+ = \alpha E$. Диод VD в этом случае включен в обратном направлении и его сопротивление значительно больше сопротивления конденсатора $C1$, который начинает заряжаться через сопротивление R . Такое состояние схемы сохраняется до тех пор, пока U_{C1} не достигнет значения αE . Тогда операционный усилитель переходит в противоположное состояние насыщения и $U_{\text{вых}} = -E$. Конденсатор $C1$ 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 $R1 = R2 = 15$ 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 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. Максина Е.Л. Электроника [Электронный ресурс]: учебное пособие/ Максина Е.Л.— Электрон. текстовые данные.— Саратов: Научная книга, 2012.— 159 с.— Режим доступа: <http://www.iprbookshop.ru/6270>.— ЭБС «IPRbooks», по паролю.

Дополнительные

1. 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.

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