

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ РЕСПУБЛИКИ БЕЛАРУСЬ  
Белорусский национальный технический университет

---

Кафедра «Информационно-измерительная техника и технологии»

РАСЧЕТ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ  
АНАЛОГОВЫХ УСТРОЙСТВ

Методическое пособие к выполнению типовых расчетов  
и моделирования схем по дисциплинам «Электроника»  
и «Схемотехника аналоговых устройств»

Минск  
БНТУ  
2016

УДК 621.38 (075.8)  
ББК 32.85 я 7  
Р24

**А в т о р ы:**

*Н. В. Кондратюк, И. Е. Зуйков,  
А. Л. Жарин, В. В. Невдах*

**Р е ц е н з е н т ы:**

*В. В. Семенчик, В. В. Красовский*

Р24      Расчет и моделирование электронных схем аналоговых устройств : методическое пособие к выполнению типовых расчетов и моделирования схем по дисциплинам «Электроника» и «Схемотехника аналоговых устройств» / Н. В. Кондратюк [и др.]. – Минск : БНТУ, 2016. – 126 с.

ISBN 978-985-525-929-0.

Методическое пособие посвящено вопросам расчета и моделирования схем аналоговых электронных устройств. Приводятся краткие теоретические сведения и расчетные формулы, описание схем аналоговых устройств и даны рекомендации по моделированию схем с помощью компьютерной программы Electronics Workbench.

**УДК 621.38 (075.8)  
ББК 32.85 я 7**

**ISBN 978-985-525-929-0**

© Белорусский национальный  
технический университет, 2016

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ. . . . .	5
1. ПРИНЦИПЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ. . . . .	6
1.1. Полупроводниковые диоды. . . . .	6
1.1.1. Краткие теоретические сведения и расчетные формулы. . . . .	6
1.1.2. Исследование выпрямительных диодов. . . . .	10
1.1.3. Исследование стабилитронов. . . . .	18
1.2. Биполярные транзисторы. . . . .	23
1.2.1. Краткие теоретические сведения и расчетные формулы. . . . .	23
1.2.2. Исследование статических ВАХ биполярного транзистора. . . . .	26
1.2.3. Исследование нагрузочных характеристик транзистора. . . . .	31
1.3. Полевые транзисторы. . . . .	33
1.3.1. Краткие теоретические сведения и расчетные формулы. . . . .	33
1.3.2. Исследование статических ВАХ полевого транзистора. . . . .	35
2. ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ. . . . .	40
2.1. Краткие теоретические сведения и расчетные формулы. . . . .	40
2.2. Расчет и моделирование выпрямителя с активной нагрузкой. . . . .	47
2.3. Расчет и моделирование выпрямителя с емкостным фильтром. . . . .	50
2.4. Расчет и моделирование компенсационного стабилизатора напряжения. . . . .	53
2.5. Расчет и моделирование источника вторичного электропитания. . . . .	55
3. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ НА ТРАНЗИСТОРАХ. . . . .	57
3.1. Назначение и параметры усилителей. . . . .	57
3.2. Усилительный каскад на биполярном транзисторе с общим эмиттером. . . . .	60

3.3.	Режимы работы усилительных каскадов. . . . .	67
3.4.	Усилители мощности на транзисторах. . . . .	68
3.5.	Дифференциальный усилитель. . . . .	72
4.	<b>ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ И АНАЛОГОВЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА НА ИХ ОСНОВЕ. . . . .</b>	<b>74</b>
4.1.	Общие сведения. . . . .	74
4.2.	Исследование характеристик операционного усилителя. . . . .	81
4.3.	Основные схемы включения операционного усилителя. . . . .	87
4.3.1.	Свойства операционного усилителя, охваченного отрицательной обратной связью. . . . .	87
4.3.2.	Основные схемы включения операционного усилителя. . . . .	89
4.3.3.	Исследования основных схем включения операционного усилителя. . . . .	91
4.4.	Функциональные устройства на операционных усилителях. . . . .	94
4.4.1.	Схемы сложения-вычитания. . . . .	94
4.4.2.	Схема интегрирования. . . . .	96
4.4.3.	Схема дифференцирования. . . . .	99
4.5.	Генераторы сигналов на операционном усилителе. . . . .	102
4.5.1.	Релаксационные генераторы. . . . .	102
4.5.2.	Генераторы синусоидальных колебаний. . . . .	106
5.	<b>АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ НА ОПЕРАЦИОННОМ УСИЛИТЕЛЕ. . . . .</b>	<b>108</b>
5.1.	Краткие теоретические сведения и расчетные формулы. . . . .	108
5.2.	Реализация фильтров второго порядка на операционных усилителях. . . . .	113
5.3.	Реализация фильтров Баттерворта и Чебышева на основе фильтров с многопетлевой отрицательной обратной связью (структура Рауха) . . . . .	117
5.4.	Расчет и моделирование фильтров Баттерворта на основе фильтров Салена-Ки. . . . .	120
5.5.	Расчет и моделирование фильтров Чебышева на основе фильтров Салена-Ки. . . . .	123
	<b>СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ. . . . .</b>	<b>125</b>

## ВВЕДЕНИЕ

Изучение дисциплин «Электроника» и «Схемотехника аналоговых электронных устройств» (АЭУ) необходимо для последующего создания аналоговых устройств и их применения при разработке аналоговых трактов различных приборов.

Данное пособие содержит не только тот минимум материала, который необходим студенту для понимания физических основ функционирования АЭУ, но еще и расчетные соотношения, позволяющие проектировать аналоговые электронные устройства.

Кроме того, большое внимание уделяется моделированию электронных схем с помощью компьютерных программ. Поскольку пособие имеет учебный характер, в качестве основной программы выбрана программа Electronics Workbench (EWB), отличающаяся самым простым и легко осваиваемым пользовательским интерфейсом.

При необходимости более глубокого рассмотрения отдельных теоретических вопросов рекомендуется пользоваться литературой, на которую есть ссылки в соответствующих разделах пособия.

# 1. ПРИНЦИПЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

При написании данной главы частично использовался материал, содержащийся в учебном пособии [1].

## 1.1. Полупроводниковые диоды

### 1.1.1. Краткие теоретические сведения и расчетные формулы

Полупроводниковый диод – это полупроводниковый прибор с одним  $p-n$ -переходом и двумя выводами, проводимость которого зависит от полярности и величины приложенного напряжения.

Электрод, который приварен к  $p$ -области, называют анодом и обозначают буквой А. Электрод, который приварен к  $n$ -области, называют катодом и обозначают буквой К.

На границе  $p-n$ -перехода образуется запирающий слой, который препятствует перемещению дырок из  $p$ -области в  $n$ -область и электронов из  $n$ -области в  $p$ -область, рис. 1.1, а.

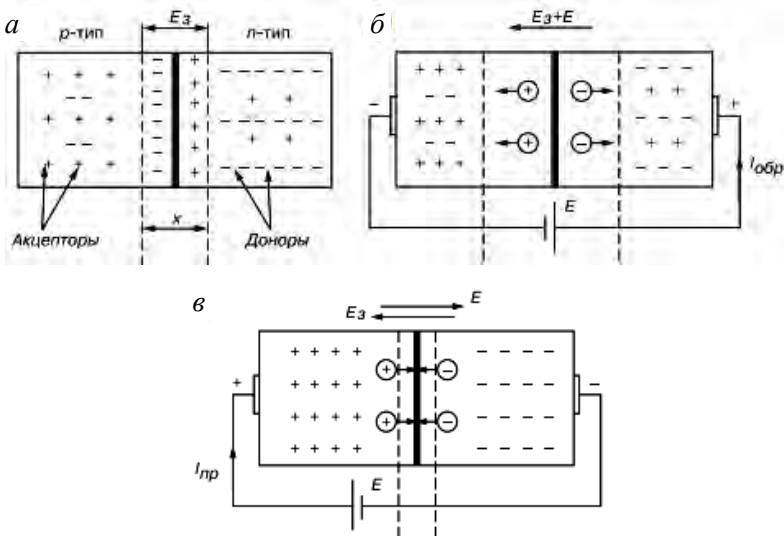


Рис. 1.1. Схемы включения  $p-n$ -перехода

При подаче прямого напряжения  $U_{пр}$  через  $p-n$ -переход протекает прямой ток  $I_{пр}$ , обусловленный движением основных носителей заряда (рис. 1.1, в).

При подаче обратного напряжения  $U_{обр}$  через  $p-n$ -переход протекает обратный ток  $I_{обр}$ , обусловленный движением неосновных носителей заряда (рис. 1.1, б).

Зависимость тока, протекающего через  $p-n$ -переход, от значения и полярности приложенного к нему напряжения  $U$  показана на рис. 1.2.

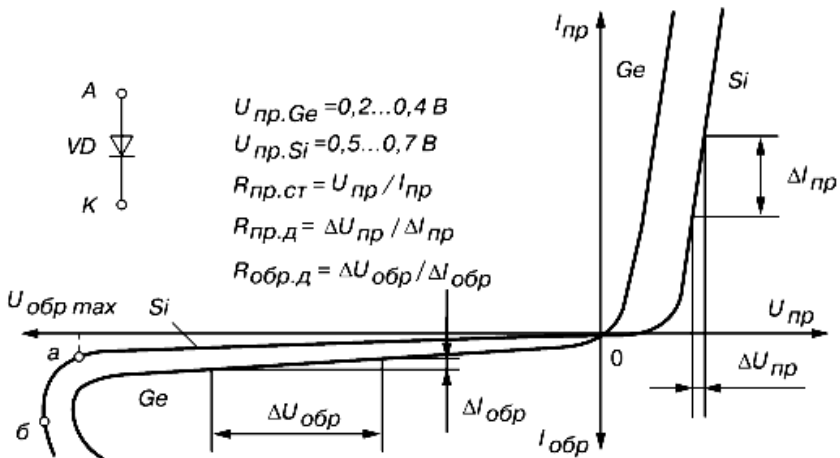


Рис. 1.2. Вольтамперные характеристики (ВАХ) германиевых и кремниевых диодов [1]

При увеличении прямого напряжения  $U_{пр}$  сопротивление  $p-n$ -перехода  $R_{пр}$  уменьшается и прямой ток  $I_{пр}$  резко возрастает.

Величина обратного тока  $I_{обр}$  значительно меньше прямого тока  $I_{пр}$ . При увеличении обратного напряжения до значения  $U_{обр max}$  происходит пробой  $p-n$ -перехода.

При одинаковых значениях прямого тока  $I_{пр}$  прямое напряжение  $U_{пр}$  на германиевом диоде меньше прямого напряжения  $U_{пр}$  на кремниевом диоде.

При одинаковых обратных напряжениях  $U_{обр}$  обратный ток  $I_{обр}$  кремниевого диода (приблизительно 1 мкА) значительно меньше обратного тока германиевого (приблизительно 10 мкА).

Кремниевые диоды сохраняют работоспособность до температуры окружающей среды 125–150 °С, тогда как германиевые могут работать до температур не более 70 °С.

Вольтамперная характеристика идеального плоского  $p$ – $n$ -перехода описывается выражением

$$I = I_0(e^{\frac{qU}{kT}} - 1) = I_0(e^{\Phi_t} - 1),$$

где  $U$  – напряжение на  $p$ – $n$ -переходе;

$$\Phi_t = k \cdot \frac{T}{q} - \text{тепловой потенциал, равный контактной разности по-$$

тенциалов на границе  $p$ – $n$ -перехода при отсутствии внешнего электрического поля (при  $T = 300 \text{ K}$   $\Phi_t = 0,025 \text{ В}$ );

$k$  – постоянная Больцмана;

$T$  – абсолютная температура;

$q$  – заряд электрона.

Полупроводниковый диод характеризуется статическим и дифференциальным сопротивлениями, легко определяемыми по ВАХ.

Статическое сопротивление численно равно отношению напряжения на элементе к протекающему через него току:

$$R_{\text{ст}} = \frac{U}{I}.$$

Дифференциальное сопротивление численно равно отношению приращения напряжения к соответствующему приращению тока в заданном режиме работы диода:

$$R_{\text{д}} = \frac{\Delta U}{\Delta I}.$$

В зависимости от того, на каком участке ВАХ расположена заданная рабочая точка, значение  $R_{\text{ст}}$  может быть меньше, равно или больше  $R_{\text{д}}$ .



В зависимости от назначения и свойств различают выпрямительные диоды, стабилитроны, высокочастотные диоды, импульсные диоды, варикапы, диоды Шоттки, светодиоды, фотодиоды, диодные оптроны и т. п.

*Выпрямительные диоды* используют в схемах преобразования (выпрямления) переменного тока в постоянный ток.

Основными параметрами выпрямительных диодов являются:

- $I_{пр}$  – прямой ток при заданном прямом напряжении;
- $U_{пр}$  – прямое напряжение при заданном прямом токе;
- $I_{пр.маx}$  – максимальный допустимый прямой ток;
- $U_{обр.маx}$  – максимальное допустимое обратное напряжение.

Выпрямительные диоды классифицируют по мощности:

- маломощные ( $I_{пр.маx} < 0,3 \text{ A}$ );
- средней мощности ( $0,3 \text{ A} < I_{пр.маx} < 10 \text{ A}$ );
- большой мощности ( $I_{пр.маx} > 10 \text{ A}$ ).

Выпрямительные диоды классифицируют по частоте:

- низкочастотные  $f_{маx} < 10^3 \text{ Гц}$ ;
- высокочастотные  $f_{маx} > 10^3 \text{ Гц}$ .

*Стабилитроны* применяются в нелинейных цепях постоянного тока для стабилизации напряжения. Рабочим участком ВАХ стабилитрона является участок ее обратной ветви, соответствующий области обратного электрического пробоя  $p$ – $n$ -перехода (рис. 1.3) и ограниченный минимальным  $I_{ст.мин}$  и максимальным  $I_{ст.маx}$  значениями тока. При работе в этой области обратное напряжение на стабилитроне  $U_{ст}$  при относительно больших изменениях тока стабилитрона  $I_{ст}$  изменяется незначительно.

К основным параметрам стабилитрона относятся:

•  $U_{ст}$  – номинальное напряжение стабилизации при заданном токе  $I_{ст}$ ;

- $I_{ст.мин}$  – минимально допустимый ток стабилизации;
- $I_{ст.маx}$  – максимально допустимый ток стабилизации;
- $R_d$  – дифференциальное сопротивление при заданном токе  $I_{ст}$ ;
- $P_{маx}$  – максимально допустимая рассеиваемая мощность.

Высокочастотные диоды используют в схемах для выпрямления токов в широком диапазоне частот – до сотен мегагерц.

Импульсные диоды используют в ключевых схемах при малых длительностях импульсов и переходных процессах.

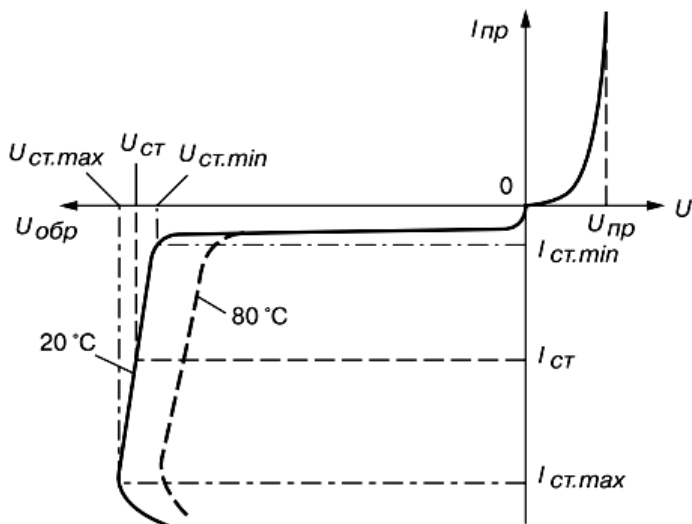


Рис. 1.3. Вольтамперная характеристика стабилитрона [1]

### 1.1.2. Исследование выпрямительных диодов

#### Цель исследований

1. Снять ВАХ выпрямительного диода.
2. Определить статическое и дифференциальное сопротивление диода.
3. Рассчитать и исследовать нелинейный делитель напряжения.
4. Исследовать однополупериодный выпрямитель переменного тока.

Для проведения экспериментов необходимо выбрать диод из библиотеки компонентов программы EWB и открыть диалоговое окно, в котором приведены параметры выпрямительного диода, рис. 1.4.

Наиболее важными параметрами для выпрямительного диода 1N4009 являются обратный ток (saturation current  $I_S$ )

$$I_{обр} = 10^{-13}, \text{ A,}$$

и напряжение пробоя (reverse breakdown voltage BV)  $U_{обр.маx} = 60 \text{ B.}$

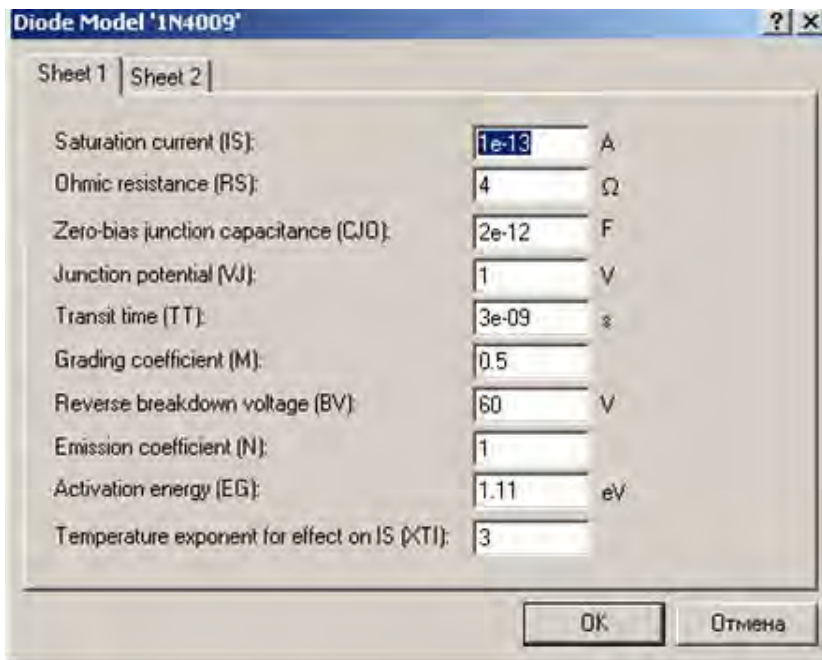


Рис. 1.4. Параметры диода 1N4009 в программе EWB

## Порядок проведения экспериментов

### Эксперимент 1.1

Снять и построить прямую ветвь ВАХ диода и определить статическое и дифференциальное сопротивление. Для этого необходимо выполнить следующие действия:

1. Собрать схему для исследования прямой ветви ВАХ диода (рис. 1.5).

В данной схеме на анод выпрямительного диода подается положительное напряжение от источника питания  $E_n$ . При включении диода в прямом направлении его сопротивление очень мало и падение напряжения  $U_{np}$  не превышает 1 В.

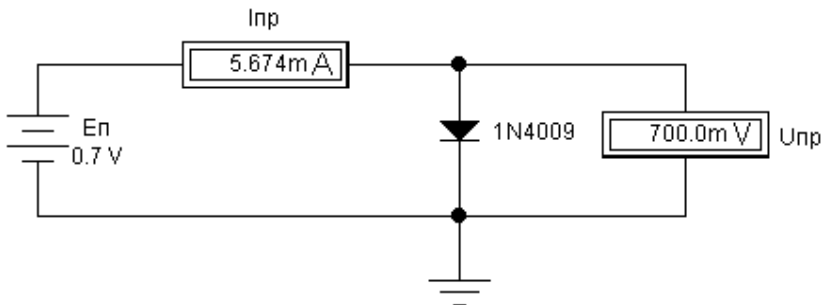


Рис. 1.5. Схема для исследования прямой ветви ВАХ

2. Измерить значения прямого тока  $I_{пр}$  и напряжения на диоде  $U_{пр}$  при разных значениях напряжения источника питания  $E_{п}$ . Значения токов и напряжений записать в табл. 1.1.

Таблица 1.1

$E_{п}, В$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8
$U_{пр}, В$								
$I_{пр}, мА$								

3. По данным табл. 1.1 построить прямую ветвь ВАХ диода (см. рис. 1.2).

4. Выполнить построения на прямой ветви ВАХ (см. рис. 1.2) и рассчитать статическое сопротивление диода

$$R_{ст.пр} = \frac{U_{пр}}{I_{пр}}$$

и дифференциальное сопротивление диода

$$R_{д.пр} = \frac{\Delta U_{пр}}{\Delta I_{пр}}.$$

## Эксперимент 1.2

Снять и построить обратную ветвь ВАХ диода и определить статическое и дифференциальное сопротивление. Для этого необходимо выполнить следующие действия:

1. Собрать схему для исследования обратной ветви ВАХ диода (рис. 1.6). В данной схеме на катод выпрямительного диода подается положительное напряжение от источника питания  $E_n$ . При включении диода в обратном направлении его сопротивление очень большое и через него протекает небольшой обратный ток (менее 1 мА).

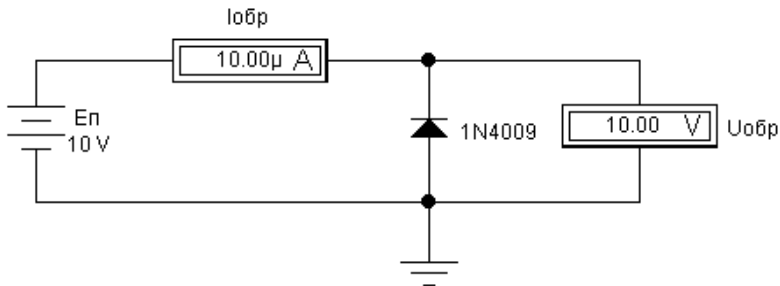


Рис. 1.6. Схема для исследования обратной ветви ВАХ

2. Измерить значения обратного тока  $I_{обр}$  и напряжения на диоде  $U_{обр}$  при разных значениях напряжения источника питания  $E_n$ . Значения токов и напряжений записать в табл. 1.2.

Таблица 1.2

$E_n, \text{ В}$	1	3	5	10	15	20	25	30
$U_{обр}, \text{ В}$								
$I_{обр}, \text{ мкА}$								

3. По данным табл. 1.2 построить обратную ветвь ВАХ диода (см. рис. 1.2).

4. Выполнить построения на обратной ветви ВАХ (см. рис. 1.2) и рассчитать статическое сопротивление диода

$$R_{ст.обр} = \frac{U_{обр}}{I_{обр}}$$

и дифференциальное сопротивление диода

$$R_{д.обр} = \frac{\Delta U_{обр}}{\Delta I_{обр}}$$

### Эксперимент 1.3

Сделать расчет нелинейной цепи постоянного тока и экспериментально проверить полученные результаты.

Схема нелинейной цепи, состоящей из последовательно соединенных резистора  $R_H = 100 \text{ Ом}$  и диода 1N4009, на вход которой подается постоянное напряжение от источника  $E_H = 1 \text{ В}$ , приведена на рис. 1.7.

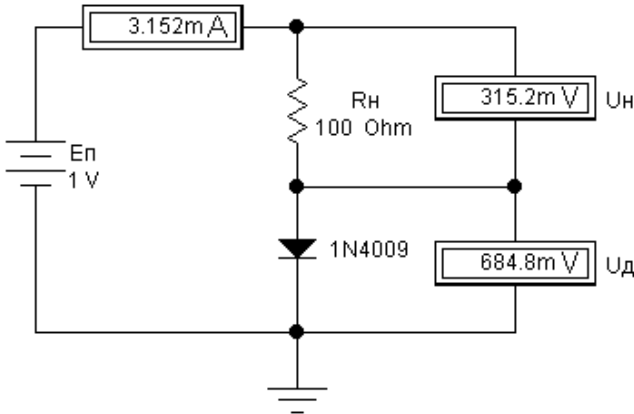


Рис. 1.7. Схема нелинейной цепи

При последовательном соединении линейного и нелинейного элементов определить ток  $I$  в цепи с помощью закона Ома не представляется возможным, так как сопротивление диода зависит от тока. Величину тока  $I$ , напряжения на резисторе  $U_H$  и на диоде  $U_D$  можно определить графически, используя метод пересечения характеристик [3]. Для этого необходимо построить нагрузочную прямую на прямой ветви ВАХ диода (рис. 1.8).

Нагрузочная прямая может быть построена по двум точкам: А и Б. Эти точки легко найти из рассмотрения крайних случаев, когда диод имеет бесконечно большое (режим холостого хода) и бесконечно малое сопротивление (режим короткого замыкания). В режиме холостого хода (точка А) ток  $I = 0$  и напряжение на диоде  $U_D = E$ . В режиме короткого замыкания (точка Б) напряжение на диоде  $U_D = 0$  и в цепи протекает максимальный ток (ток короткого замыкания)  $I = \frac{E}{R_H}$ .

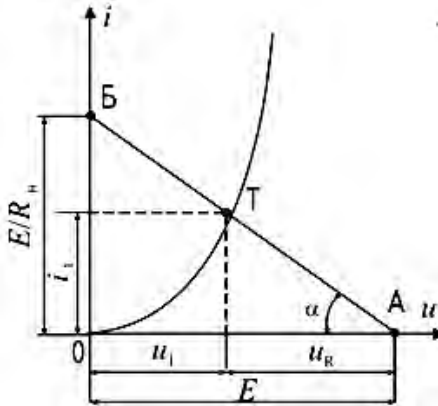


Рис. 1.8. Вольтамперная характеристика диода и нагрузочная прямая

В точке пересечения ВАХ диода и нагрузочной прямой (точка Т) можно найти значения тока  $I$ , напряжения на диоде  $U_d$  и напряжения на резисторе  $U_R$ .

Для проверки полученных результатов собрать схему (см. рис. 1.7), измерить ток в цепи  $I$ , напряжение на диоде  $U_d$ , напряжение на резисторе  $U_R$  и сравнить значения, полученные графическим методом пересечения характеристик с измеренными значениями.

### Эксперимент 1.4

Исследовать работу однополупериодного выпрямителя.

Схема однополупериодного выпрямителя, на вход которого подается переменное напряжение, показана на рис. 1.9.

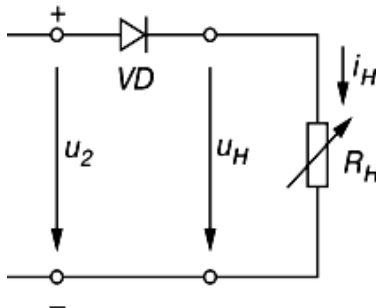


Рис. 1.9. Схема однополупериодного выпрямителя

Рассмотрим ее работу в предположении, что входное напряжение изменяется по закону

$$U_2 = U_{2m} \cdot \sin \omega t .$$

На интервале  $0 < t < T/2$  диод смещен в прямом направлении. В этом случае напряжение и ток повторяют форму входного сигнала (рис. 1.10).

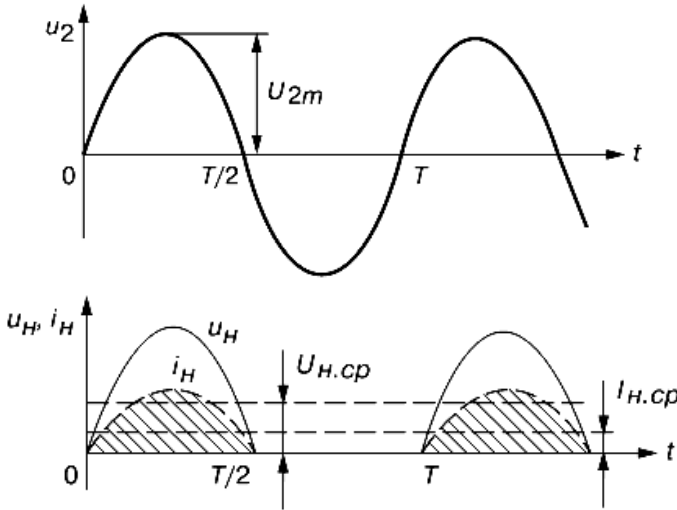


Рис. 1.10. Временные диаграммы напряжений и токов [1]

На интервале  $T/2 < t < T$  диод смещен в обратном направлении и напряжение (ток) в нагрузке равно нулю (см. рис. 1.10).

Среднее выпрямленное напряжение за период рассчитывают по формуле

$$U_{н.ср} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin \omega t d\omega t = -\frac{U_{2m}}{2\pi} \cos \omega t \Big|_0^{\pi} = \frac{U_{2m}}{\pi} .$$

Среднее значение пульсирующего тока рассчитывают по формуле

$$I_{н.ср} = \frac{I_{2m}}{\pi} .$$



Максимальное обратное напряжение на диоде

$$U_{\text{обр max}} = U_{2m}$$

С учетом падения напряжения на диоде ( $U_{\text{д.пр}} \approx 1$  В) среднее значение напряжения на нагрузке будет меньше:

$$U_{\text{н.ср}} \approx \frac{(U_{2m} - U_{\text{д.пр}})}{\pi}$$

Схема однополупериодного выпрямителя, состоящего из последовательно соединенного резистора  $R_{\text{н}} = 1$  кОм и диода 1N4009, на вход которой подается переменное напряжение от источника с максимальным напряжением  $U_{2m} = 10$  В и частотой 50 Гц, приведена на рис. 1.11.

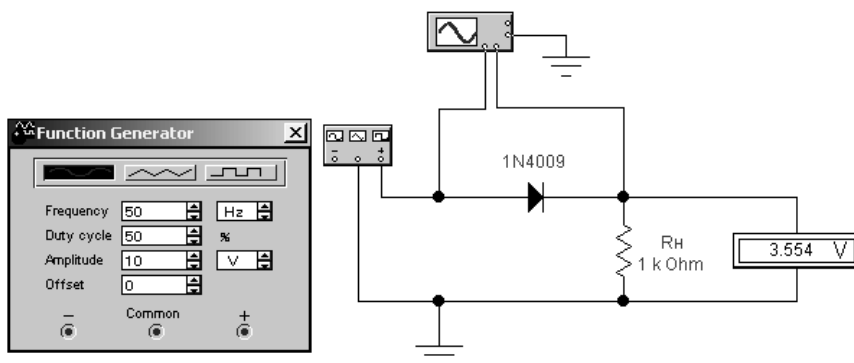


Рис. 1.11. Схема однополупериодного выпрямителя

Для данной схемы расчетное значение среднего напряжения на нагрузке с учетом падения напряжения на диоде

$$U_{\text{н.ср}} \approx \frac{(U_{2m} - U_{\text{д.пр}})}{\pi} \approx 3,3 \text{ В.}$$

Для измерения среднего значения напряжения на нагрузке используется вольтметр в режиме измерения переменного напряжения АС.

На рис. 1.11 видно, что напряжение на нагрузке  $U_{\text{н}} \approx 3,5$  В, которое соответствует расчетному:  $U_{\text{н.ср}} = 3,3$  В.

Для определения амплитуды переменного напряжения используется осциллограф (рис. 1.12).

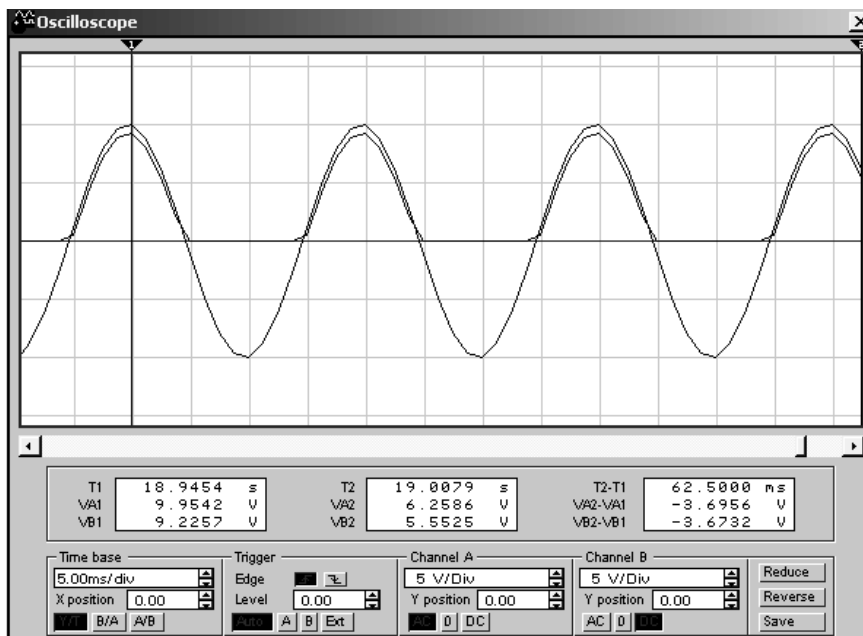


Рис. 1.12. Осциллограммы входного и выходного напряжений

На рис. 1.12 видно, что амплитуда выпрямленного напряжения меньше амплитуды входного напряжения примерно на 0,7 В.

### 1.1.3. Исследование стабилизаторов

#### Цель исследований

1. Снять ВАХ стабилизатора.
2. Определить статическое и дифференциальное сопротивление стабилизатора в области пробоя.
3. Исследовать параметрический стабилизатор напряжения.

Для проведения экспериментов необходимо выбрать стабилизатор из библиотеки компонентов программы EWB и открыть диалоговое окно, в котором приведены параметры стабилизатора (рис. 1.13).

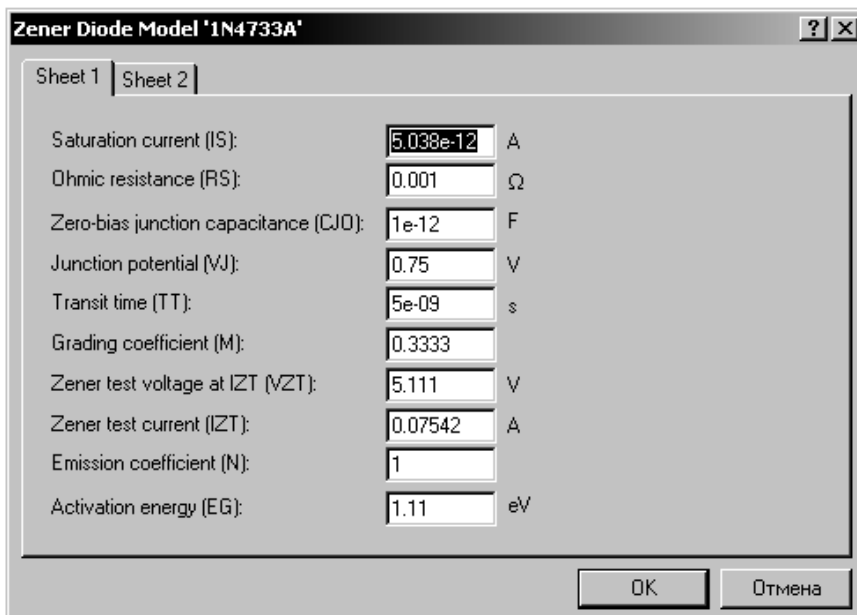


Рис. 1.13. Характеристики стабилитрона 1N4733A

Наиболее важными параметрами для стабилитрона 1N4733A являются номинальный ток стабилизации  $I_{CT} = 75 \text{ mA}$  (Zener test current) и напряжение стабилизации (Zener test voltage)  $U_{CT} = 5,1 \text{ В}$ .

## Порядок проведения экспериментов

### Эксперимент 1.5

Снять, построить обратную ветвь ВАХ стабилитрона и определить статическое и дифференциальное сопротивление. Для этого необходимо выполнить следующие действия:

1. Собрать схему для исследования обратной ветви ВАХ стабилитрона (рис. 1.14). В данной схеме резистор  $R_6$  ограничивает обратный ток через стабилитрон.

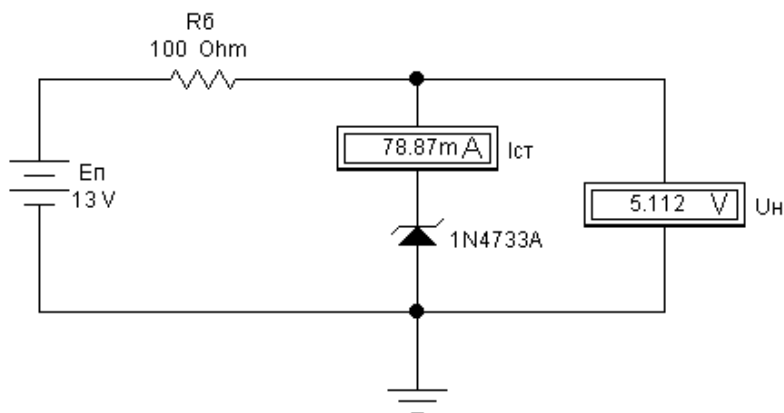


Рис. 1.14. Схема для исследования обратной ветви ВАХ стабилитрона

2. Измерить значения обратного тока  $I_{ст}$  и напряжения на стабилитроне  $U_{ст}$  при разных значениях напряжения источника питания  $E_{п}$ . Значения токов и напряжений записать в табл. 1.3.

Таблица 1.3

$E_{п}, В$	1	2	4	5	6	7	8	9	10	15	20	25
$I_{ст}, мА$												
$U_{ст}, В$												

Значения напряжения питания  $E_{п}$  нужно задавать таким образом, чтобы получить как минимум четыре или пять точек в области электрического пробоя стабилитрона. При этом максимальный ток через стабилитрон не должен превышать значение номинального тока стабилитрона больше чем в два раза:

$$I_{ст.маx} \approx 2 \cdot I_{ст}.$$

3. По данным табл. 1.3 построить обратную ветвь ВАХ стабилитрона и определить напряжение пробоя  $U_{ст.мин}$  и минимальный ток стабилитрона  $I_{ст.мин}$  (см. рис. 1.3).

4. Выполнить построения на обратной ветви ВАХ (см. рис. 1.3) и рассчитать статическое сопротивление стабилитрона

$$R_{\text{ст.обр}} = \frac{U_{\text{обр}}}{I_{\text{обр}}}$$

и дифференциальное сопротивление стабилитрона

$$R_{\text{д.обр}} = \frac{\Delta U_{\text{обр}}}{\Delta I_{\text{обр}}}.$$

### Эксперимент 1.6

Исследовать работу параметрического стабилизатора напряжения на основе стабилитрона 1N4733A.

Схема параметрического стабилизатора напряжения показана на рис. 1.15.

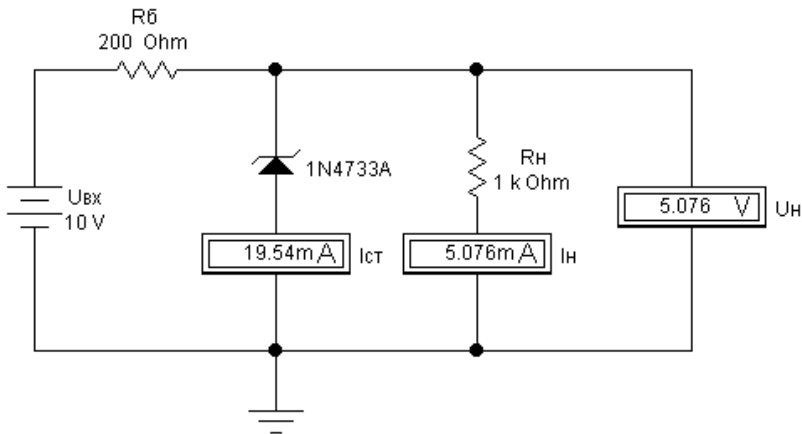


Рис. 1.15. Схема параметрического стабилизатора напряжения

В параметрическом стабилизаторе напряжения нагрузку включают параллельно стабилитрону. Через сопротивление нагрузки  $R_{\text{н}}$  протекает ток

$$I_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}}}{R_{\text{н}}} = \frac{U_{\text{ст.}}}{R_{\text{н}}}.$$

В области электрического пробоя через стабилитрон протекает ток  $I_{ст}$ , значение которого лежит в пределах

$$I_{ст.min} < I_{ст} < I_{ст.max}.$$

Балластный резистор  $R_6$  ограничивает ток через стабилитрон. Через балластный резистор  $R_6$  протекает ток

$$I_6 = I_{ст} + I_H = \frac{E_H - U_{ст}}{R_6}.$$

Сопротивление балластного резистора  $R_6$  выбирают таким образом, чтобы при минимальном входном напряжении  $U_{вх.min}$  через стабилитрон протекал минимальный ток  $I_{ст.min}$ , при котором происходит электрический пробой.

Формула для расчета значения сопротивления  $R_6$  имеет вид

$$R_6 = \frac{U_{вх.min} - U_{ст}}{I_{ст.min} + U_{ст}/R_H}.$$

Для определения диапазона изменения напряжения на нагрузке необходимо измерить значения тока  $I_{ст}$  и напряжения на нагрузке  $U_H$  при разных значениях входного напряжения  $U_{вх}$  от минимального  $U_{вх.min}$  до максимального  $U_{вх.max}$ .

Значения токов и напряжений записать в табл. 1.4.

Таблица 1.4

$U_{вх}, В$	10	14	18	22	26	30	35	40
$U_H, В$								
$I_{ст}, мА$								

По данным табл. 1.4 можно определить:

- максимальное  $U_{H.max}$  и минимальное  $U_{H.min}$  напряжение на нагрузке;

- среднее значение напряжения на нагрузке

$$U_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н.маx}} + U_{\text{н.мин}}}{2} ;$$

- абсолютное значение изменения напряжения на нагрузке

$$\Delta U_{\text{н}} = U_{\text{н.маx}} - U_{\text{н.мин}} ;$$

- коэффициент нестабильности напряжения нагрузки

$$\alpha = \frac{\Delta U_{\text{н}}}{U_{\text{н}}} \cdot 100 \% .$$

## 1.2. Биполярные транзисторы

### 1.2.1. Краткие теоретические сведения и расчетные формулы

*Биполярные транзисторы* – это полупроводниковые приборы, содержащие два  $p-n$ -перехода и три вывода.

По порядку чередования  $p-n$ -переходов транзисторы бывают двух типов:  $p-n-p$ -типа (рис. 1.16, а) и  $n-p-n$ -типа (рис. 1.16, б).

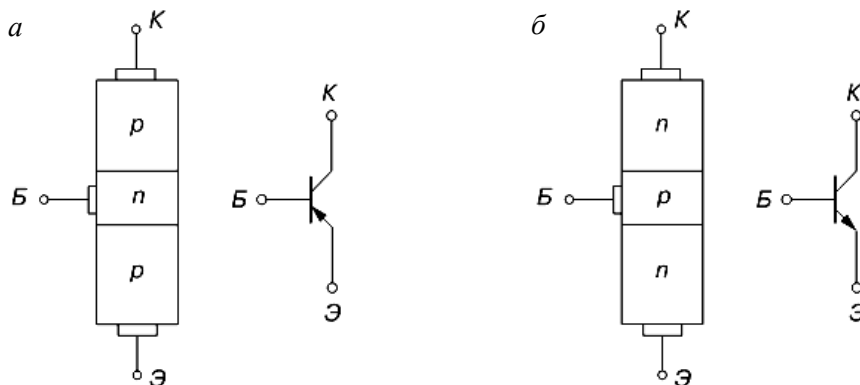


Рис. 1.16. Структура и обозначения биполярных транзисторов [1]

Область транзистора, расположенная между  $p$ - $n$ -переходами, называют базой (Б). Область транзистора, из которой происходит инжекция носителей в базу, называют эмиттером (Э), а  $p$ - $n$ -переход база–эмиттер называют эмиттерным переходом. Область транзистора, осуществляющая экстракцию носителей из базы, называют коллектором (К), а  $p$ - $n$ -переход база–коллектор называют коллекторным переходом.

В зависимости от полярности внешних напряжений, подаваемых на электроды транзистора, различают следующие режимы его работы:

1. Активный режим – эмиттерный переход смещен в прямом направлении (открыт), а коллекторный переход – в обратном направлении (закрыт).
2. Режим отсечки – оба перехода смещены в обратном направлении.
3. Режим насыщения – оба перехода смещены в прямом направлении.

В зависимости от того, какой электрод транзистора является общим для входной и выходной цепи, различают три схемы включения. Потенциал общего электрода принимают за нуль (земля).

На рис. 1.17, *а* показана схема включения транзистора с общей базой (ОБ), на рис. 1.17, *б* – схема с общим эмиттером (ОЭ), на рис. 1.17, *в* – схема с общим коллектором (ОК).

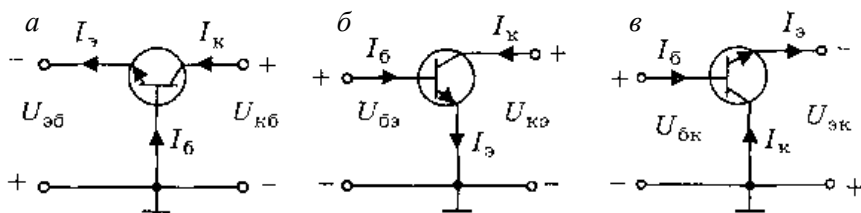


Рис. 1.17. Схемы включения биполярного транзистора

При работе транзистора в активном режиме в схеме с ОЭ на выводы база–эмиттер подается небольшое напряжение  $U_{\text{бэ}} \approx 0,7$  В. Напряжение, поданное на выводы коллектор–эмиттер  $U_{\text{кэ}}$ , приводит к обратному смещению перехода коллектор–база.

Ток эмиттера  $I_{\text{э}}$  равен сумме токов базы  $I_{\text{б}}$  и коллектора  $I_{\text{к}}$ :

$$I_{\text{э}} = I_{\text{б}} + I_{\text{к}}.$$



Ток коллектора  $I_K$  всегда пропорционален току базы  $I_Б$ :

$$I_K = \beta \cdot I_Б,$$

где  $\beta$  – коэффициент передачи тока базы.

Отсюда вытекает основное свойство транзистора: небольшой ток базы управляет большим током коллектора.

Транзистор как четырехполюсник характеризуется *входной* и *выходной* ВАХ. Статические входные и выходные ВАХ биполярного транзистора  $n-p-n$ -типа для схемы включения с ОЭ приведены на рис. 1.18.

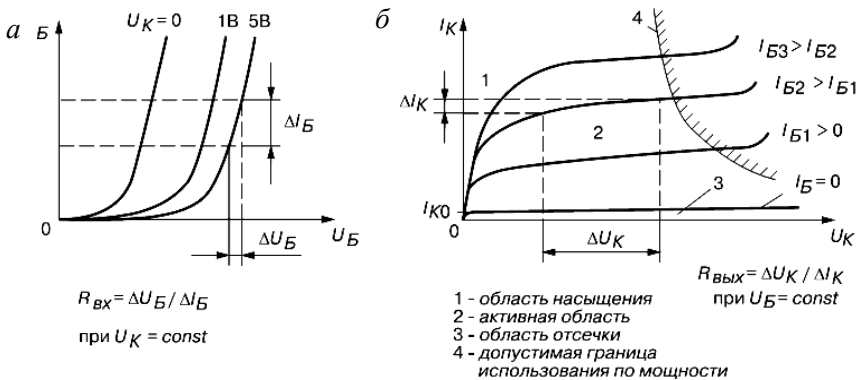


Рис. 1.18. Статические входные и выходные ВАХ биполярного транзистора  $n-p-n$ -типа для схемы включения с ОЭ [1]

*Входная характеристика* транзистора представляет собой зависимость тока базы  $I_Б$  от напряжения база–эмиттер  $U_{БЭ}$  (рис. 1.18, а). *Выходная характеристика* представляет зависимость тока коллектора  $I_K$  от напряжения коллектор–эмиттер  $U_{КЭ}$  (рис. 1.18, б).

В активной области работы транзистора выходные характеристики являются практически горизонтальными, т. е. в пределах этой зоны ток коллектора  $I_K$  пропорционален току базы  $I_Б$  и практически не зависит от напряжения коллектор–эмиттер  $U_{КЭ}$ .

Для описания свойств транзистора в схеме с ОЭ используют  $h$ -параметры. В этом случае транзистор представляют в виде линейного четырехполюсника, описываемого системой из двух уравнений

$$\begin{cases} \Delta U_{\text{б}} = h_{11\text{э}} \Delta I_{\text{б}} + h_{12\text{э}} \Delta U_{\text{к}}, \\ \Delta I_{\text{к}} = h_{21\text{э}} \Delta I_{\text{б}} + h_{22\text{э}} \Delta U_{\text{к}}, \end{cases}$$

где  $h_{11\text{э}} = \left. \frac{\Delta U_{\text{б}}}{\Delta I_{\text{б}}} \right|_{U_{\text{к}} = \text{const}}$  ( $\Delta U_{\text{к}} = 0$ ) – входное динамическое сопротивление;

напряжению;

$h_{12\text{э}} = \left. \frac{\Delta U_{\text{б}}}{\Delta U_{\text{к}}} \right|_{I_{\text{б}} = \text{const}}$  ( $\Delta I_{\text{б}} = 0$ ) – коэффициент обратной связи по напряжению;

току;

$h_{21\text{э}} = \left. \frac{\Delta I_{\text{к}}}{\Delta I_{\text{б}}} \right|_{U_{\text{к}} = \text{const}}$  ( $\Delta U_{\text{к}} = 0$ ) – коэффициент передачи (усиления) тока;

тока;

$h_{22\text{э}} = \left. \frac{\Delta I_{\text{к}}}{\Delta U_{\text{к}}} \right|_{I_{\text{б}} = \text{const}}$  ( $\Delta I_{\text{б}} = 0$ ) – выходная проводимость транзистора.

тора.

С ростом частоты входного сигнала коэффициент передачи (усиления) тока  $h_{21\text{э}}$  уменьшается. Частота, при которой коэффициент усиления по току  $h_{21\text{э}}$  уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз, называется *предельной частотой усиления по току*.

## **1.2.2. Исследование статических ВАХ биполярного транзистора**

### **Цель исследований**

1. Снять входную ВАХ биполярного транзистора в схеме с ОЭ.
2. Снять выходную ВАХ биполярного транзистора в схеме с ОЭ.

Для проведения экспериментов необходимо выбрать транзистор из библиотеки компонентов программы EWB и открыть диалоговое окно, в котором приведены параметры транзистора, рис. 1.19.

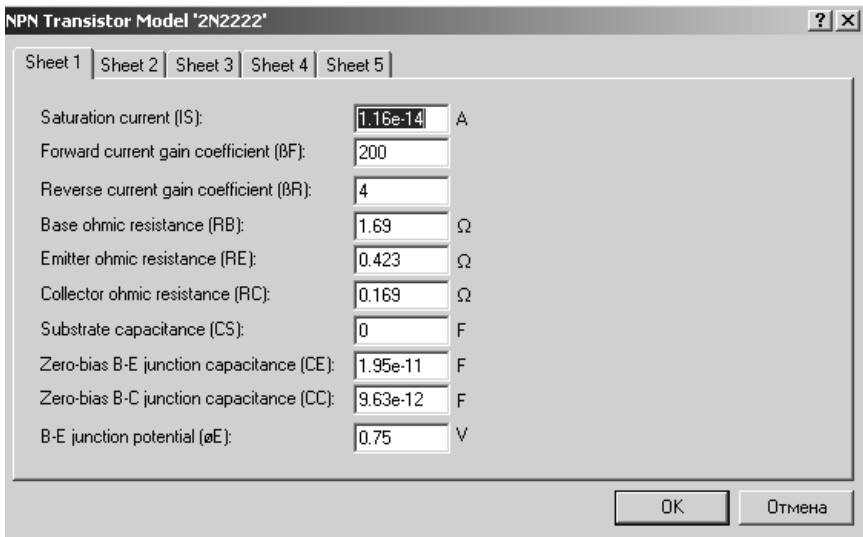


Рис. 1.19. Характеристики транзистора 2N2222

Важным параметром для транзистора 2N2222 является статический коэффициент усиления по току в схеме с ОЭ (Forward current gain coefficient)

$$\beta = \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{б}}} = 200.$$

### Эксперимент 1.7

Снять входную и выходную ВАХ биполярного транзистора в схеме с ОЭ. Определить статические и дифференциальные параметры транзистора.

Для проведения экспериментов собрать схему для исследования статических ВАХ биполярного транзистора в схеме с ОЭ (рис. 1.20).

На базу транзистора подается постоянное напряжение от источника питания  $E_{\text{б}}$ . Напряжение между базой и эмиттером транзистора  $U_{\text{бэ}} = E_{\text{б}}$ . В цепи базы протекает ток базы  $I_{\text{б}}$ .

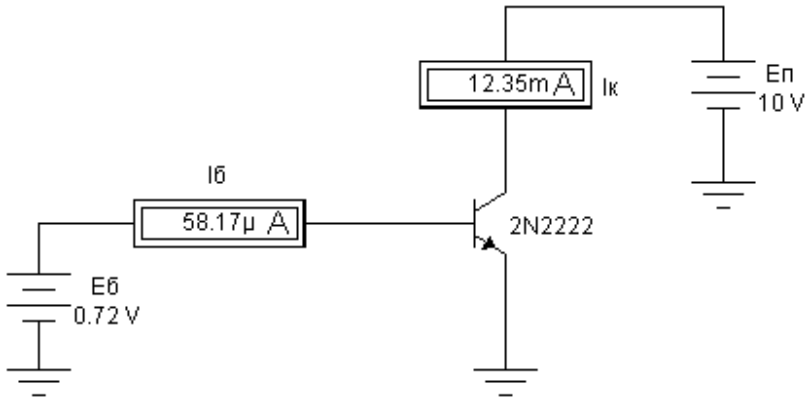



Рис. 1.20. Схема для исследования статических ВАХ транзистора 2N2712

На коллектор транзистора подается напряжение от другого источника питания  $E_{\text{п}}$ . Напряжение питания  $E_{\text{п}}$  равно примерно  $(0,8-0,9)U_{\text{кэ max}}$ , где  $U_{\text{кэ max}}$  – максимально допустимое напряжение коллектор–эмиттер. Напряжение между коллектором и эмиттером транзистора  $U_{\text{кэ}} = E_{\text{п}}$ . В цепи коллектора протекает ток  $I_{\text{к}}$ , величина которого связана с током базы  $I_{\text{б}}$  следующим соотношением:

$$I_{\text{к}} \approx \beta \cdot I_{\text{б}}.$$

1. Для построения *семейства статических входных* характеристик транзистора необходимо выполнить следующие действия:

- Установить напряжение питания  $E_{\text{п}} = U_{\text{кэ}} = 10 \text{ В}$ .
- Активировать программу тумблером .
- Измерить ток базы  $I_{\text{б}}$  и ток коллектора  $I_{\text{к}}$  при разных значениях входного напряжения  $E_{\text{б}}$  и данные занести в табл. 1.5.

- Рассчитать значение коэффициента усиления по току  $\beta = \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{б}}}$

и данные занести в табл. 1.5.

Таблица 1.5

$$E_{\Pi} = U_{кэ} = 10 \text{ В}$$

$E_{б}, \text{В}$	0,2	0,4	0,6	0,68	0,70	0,72	0,74	0,76	0,78
$U_{бэ}, \text{В}$	0,2	0,4	0,6	0,68	0,70	0,72	0,74	0,76	0,78
$I_{б}, \text{мкА}$									
$I_{к}, \text{мА}$									
$\beta$									

- По данным табл. 1.5 построить входную ВАХ (рис. 1.21).

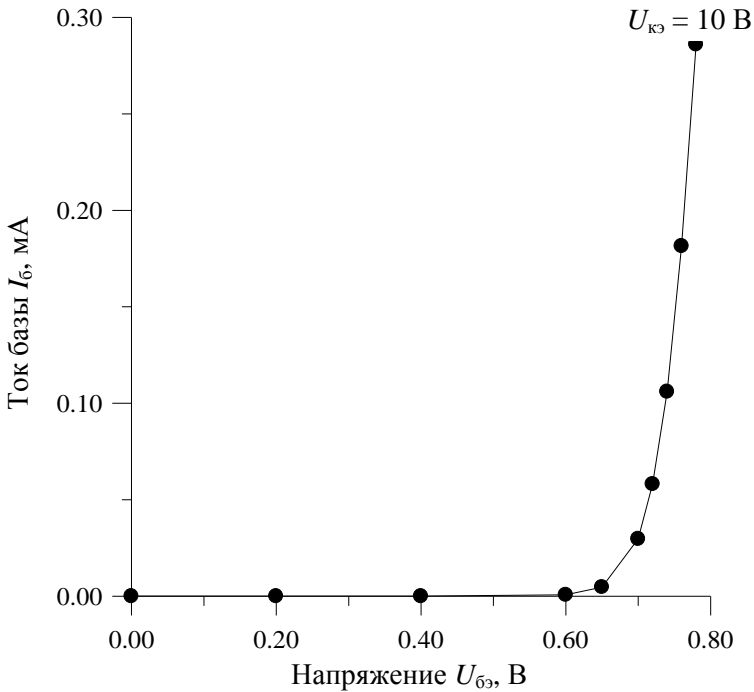


Рис. 1.21. Входная ВАХ транзистора 2N2222, включенного в схеме с ОЭ

- На рис. 1.20 видно, что при напряжении  $U_{бэ} \approx 0,72 \text{ В}$  ток базы  $I_{б} = 58 \text{ мкА}$ , ток коллектора  $I_{к} = 12,35 \text{ мА}$ , коэффициент усиления по току  $\beta \approx 212$ .

• На рис. 1.21 видно, что рабочий диапазон напряжений  $U_{бэ}$ , при которых транзистор 2N2222 работает в активном режиме, находится в области примерно 0,65–0,8 В.

2. Для построения *семейства статических выходных* характеристик транзистора необходимо измерить ток коллектора  $I_k$  при разных значениях тока базы  $I_б$  и напряжениях питания  $E_{п} = U_{кэ}$  и данные занести в табл. 1.6–1.9.

- $U_{бэ} \approx 0,65$  В,  $I_б \approx 0,5$  мкА.

Таблица 1.6

$E_{п}$ , В	0,5	1	2	4	6	8	10	20
$U_{кэ}$ , В								
$I_k$ , мА								

- $U_{бэ} \approx 0,72$  В,  $I_б \approx 50$  мкА.

Таблица 1.7

$E_{п}$ , В	0,5	1	2	4	6	8	10	20
$U_{кэ}$ , В								
$I_k$ , мА								

- $U_{бэ} \approx 0,74$  В,  $I_б \approx 100$  мкА.

Таблица 1.8

$E_{п}$ , В	0,5	1	2	4	6	8	10	20
$U_{кэ}$ , В								
$I_k$ , мА								

- $U_{бэ} \approx 0,76$  В,  $I_б \approx 180$  мкА.

Таблица 1.9

$E_{п}$ , В	0,5	1	2	4	6	8	10	20
$U_{кэ}$ , В								
$I_k$ , мА								

По данным табл. 1.6–1.9 построить семейство ВАХ транзистора 2N2222 в схеме с ОЭ (рис. 1.22).

На рис. 1.22 видно, что ток коллектора  $I_K$  незначительно увеличивается при увеличении напряжения  $U_{КЭ}$ .

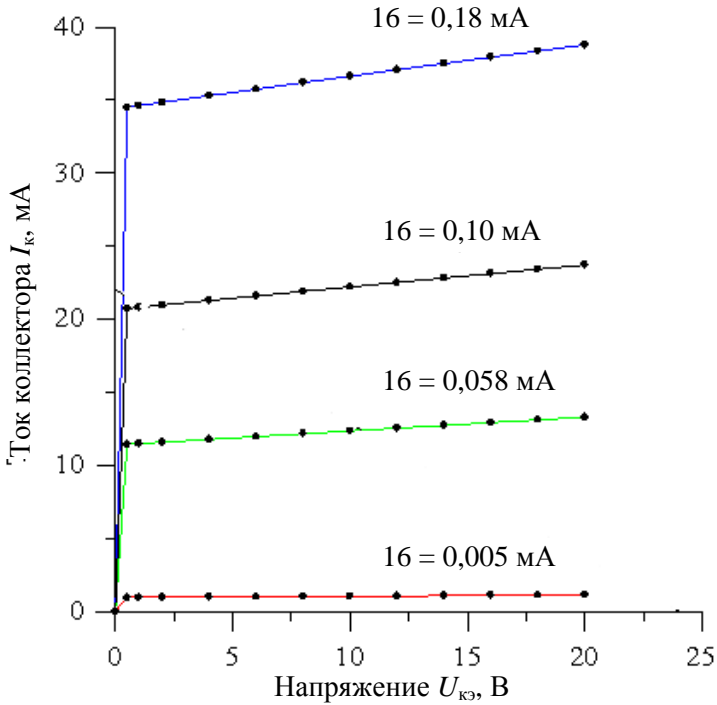


Рис. 1.22. Семейство выходных ВАХ транзистора 2N2222 в схеме с ОЭ

### 1.2.3. Исследование нагрузочных характеристик транзистора

**Цель исследований:** рассчитать и исследовать нагрузочные характеристики транзистора.

Схема нелинейной цепи, состоящей из последовательно соединенных резистора  $R_H = 1$  кОм и транзистора 2N2222, на базу которого подается постоянное напряжение от источника  $E_б$ , приведена на рис. 1.23.

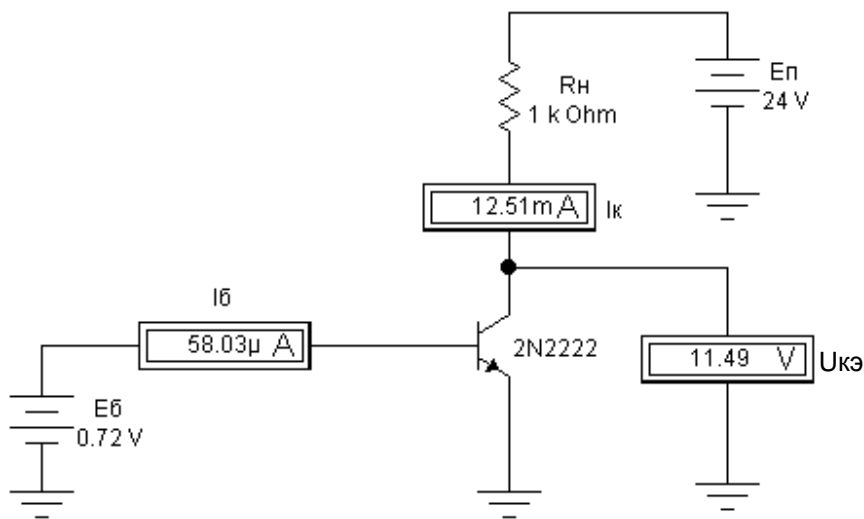


Рис. 1.23. Схема нелинейной цепи

Величину тока  $I_k$  и напряжения  $U_{кэ}$  можно определить графически, используя метод пересечения характеристик [3].

Нагрузочная прямая может быть построена по двум точкам (рис. 1.24). В режиме холостого хода (точка А) ток  $I_k = 0$  напряжение на транзисторе  $U_{кэ} = E_{п}$ . В режиме короткого замыкания (точка Б) напряжение  $U_{кэ} = 0$  и в цепи протекает максимальный ток  $I_{k \max} = \frac{E_{п}}{R_{н}}$ .

В точке пересечения выходной ВАХ транзистора и нагрузочной прямой можно найти значения тока  $I_k$ , напряжения на транзисторе  $U_{кэ}$  и напряжение на резисторе  $U_R$  при разных значениях тока базы  $I_b$ .

Согласно второму закону Кирхгофа

$$E_{п} = I_k \cdot R_{н} + U_{кэ}.$$

Для проверки полученных результатов собрать схему (см. рис. 1.23), измерить ток в цепи  $I_k$ , напряжение на диоде  $U_d$ , напряжение на резисторе  $U_R$  и значения, полученные графическим методом пересечения характеристик (точка О), сравнить с измеренными значениями.



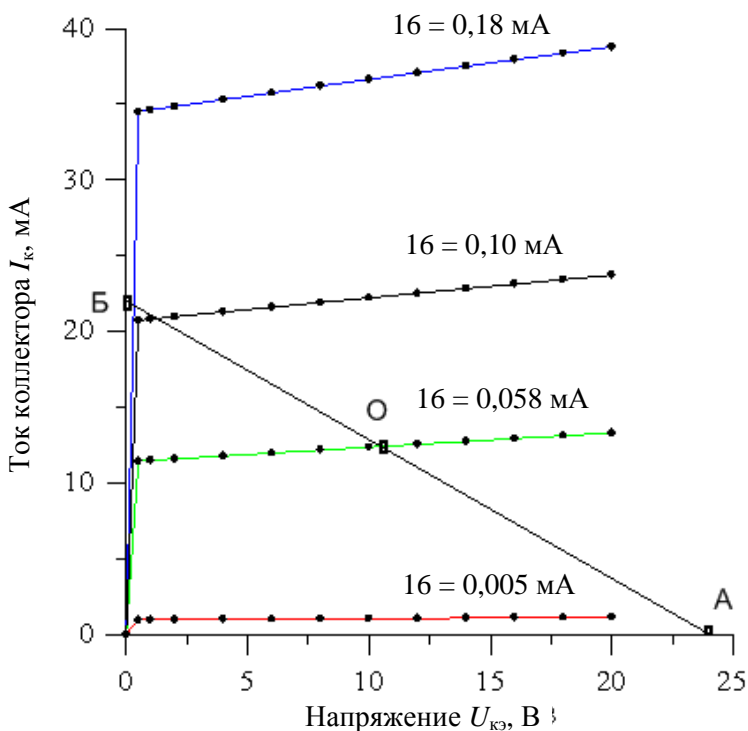


Рис. 1.24. Линия нагрузки, построенная на семействе выходных характеристик транзистора 2N2222

### 1.3. Полевые транзисторы

#### 1.3.1. Краткие теоретические сведения и расчетные формулы

Полевым транзистором называют трехэлектродный полупроводниковый прибор, в котором электрический ток создается основными носителями заряда под действием продольного электрического поля, а модуляция тока осуществляется поперечным электрическим полем, создаваемым напряжением на управляющем электроде.

Полевые транзисторы бывают трех типов:

– полевые транзисторы с управляющим  $p-n$ -переходом (рис. 1.25, *a* и *б*);

- МДП-транзисторы с встроенным каналом (рис. 1.25, в и г);
- МОП-транзисторы с индуцированным каналом (рис. 1.25, д и е).

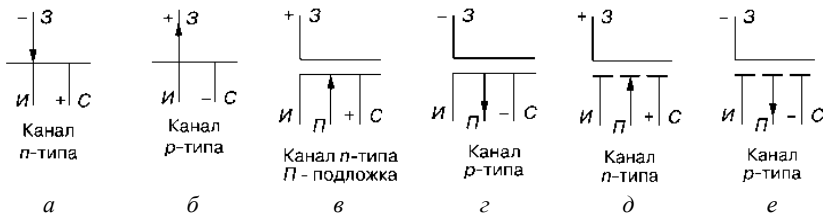


Рис. 1.25. Условные графические обозначения полевых транзисторов [1]

Область полупроводника, по которой проходит управляемый ток основных носителей, называют *каналом*.

Электрод, от которого начинают движение основные носители заряда в канале, называют *истоком* (И). Электрод, являющийся приемником движущихся основных носителей, называют *стоком* (С). Электрод, используемый для управления величиной поперечного сечения канала, называют *затвором* (З).

Структура полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом и с каналом *n*-типа, включенного в схеме с общим истоком (ОИ), представлена на рис. 1.26, а. На электроды затвор–исток подается обратное напряжение  $U_{зи} = -E_3$ .

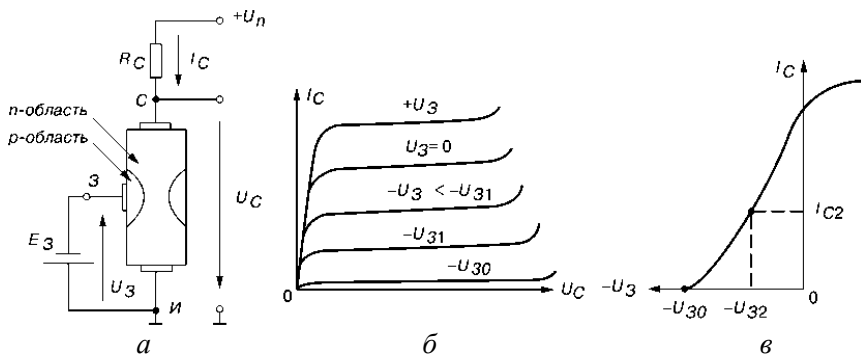


Рис. 1.26. Статические ВАХ полевого транзистора в схеме с ОИ

*Входная характеристика* полевого транзистора представляет собой зависимость тока стока  $I_c$  от обратного напряжения  $U_{зи}$ , рис. 1.26, в.

При увеличении обратного напряжения  $U_{зи}$  уменьшается сечение канала, его сопротивление увеличивается и уменьшается ток стока  $I_c$ . Напряжение между затвором и истоком, при котором канал перекрывается, называют напряжением отсечки  $U_{зи\text{отс}}$ .

*Выходная характеристика* представляет зависимость тока стока  $I_c$  от напряжения  $U_{си}$ , рис. 1.26, б.

Выходная характеристика делится на две зоны: *линейную* и *насыщения*. В зоне насыщения выходные характеристики являются практически горизонтальными, т. е. в пределах этой зоны ток стока  $I_c$  зависит только от напряжения  $U_{зи}$  и практически не зависит от напряжения  $U_{си}$ .

Основными параметрами, характеризующими полевой транзистор, являются:

- коэффициент усиления по напряжению

$$\mu = \frac{\Delta U_{си}}{\Delta U_{зи}}$$

при  $I_c = \text{const}$ ;

- крутизна

$$s = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{зи}}$$

при  $U_{си} = \text{const}$ .

Главной особенностью полевых транзисторов является высокое входное сопротивление (порядка нескольких МОм) и малый входной ток.

### ***1.3.2. Исследование статических ВАХ полевого транзистора***

#### **Цель исследований**

1. Снять статические ВАХ полевого транзистора в схеме с ОИ.
2. Определить статические и дифференциальные параметры транзистора.

Для проведения экспериментов необходимо выбрать транзистор из библиотеки компонентов программы EWB и открыть диалоговое окно, в котором приведены параметры транзистора (рис. 1.27).

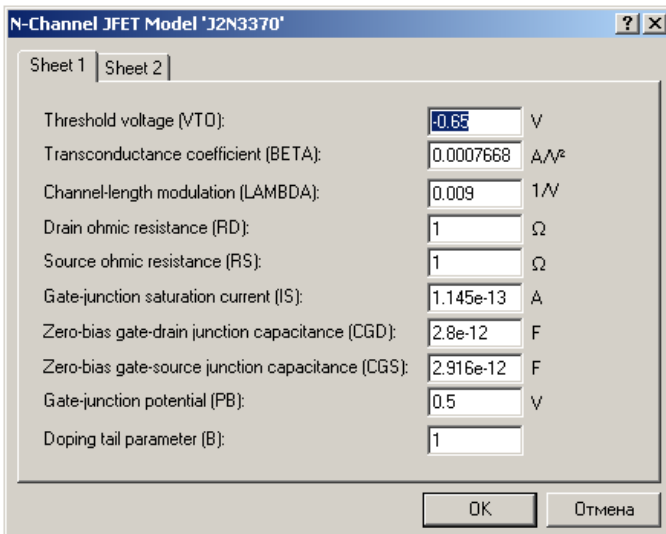


Рис. 1.27. Характеристики транзистора J2N3370

Важным параметром для полевого транзистора J2N3370 является напряжение отсечки (threshold voltage)  $U_{зи\ отс} = -0,65\text{ В}$ .

### Порядок проведения экспериментов

Собрать схему для исследования статических ВАХ полевого транзистора, включенного по схеме с ОИ (рис. 1.28).

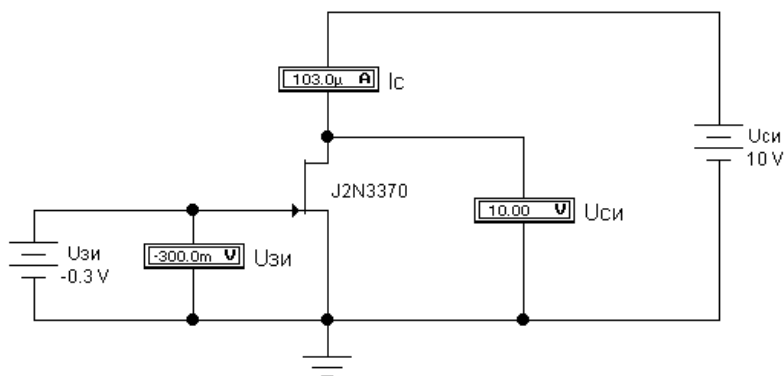


Рис. 1.28. Схема для исследования ВАХ полевого транзистора с управляющим  $p-n$ -переходом и каналом  $n$ -типа

В данной схеме на затвор транзистора подается постоянное отрицательное напряжение от источника питания  $U_{зи}$ .

На сток транзистора подается постоянное положительное напряжение от другого источника  $U_{си}$ . Напряжение питания  $U_{си}$  рекомендуется брать порядка  $(0,8-0,9)U_{си\max}$ , где  $U_{си\max}$  – максимально допустимое напряжение сток–исток. В цепи стока протекает ток стока  $I_c$ .

Для построения статической входной характеристики полевого транзистора необходимо выполнить следующие действия:

- Установить напряжение питания  $U_{си} = 10\text{ В}$ .
- Измерить ток стока  $I_c$  при разных значениях отрицательного напряжения  $U_{зи}$  в интервале от  $-U_{зи\text{отс}}$  до 0 и данные занести в табл. 1.10.

Таблица 1.10

$U_{зи}, \text{ мВ}$									
$I_c, \text{ мкА}$									

• По данным табл. 1.10 построить входную характеристику (рис. 1.29).

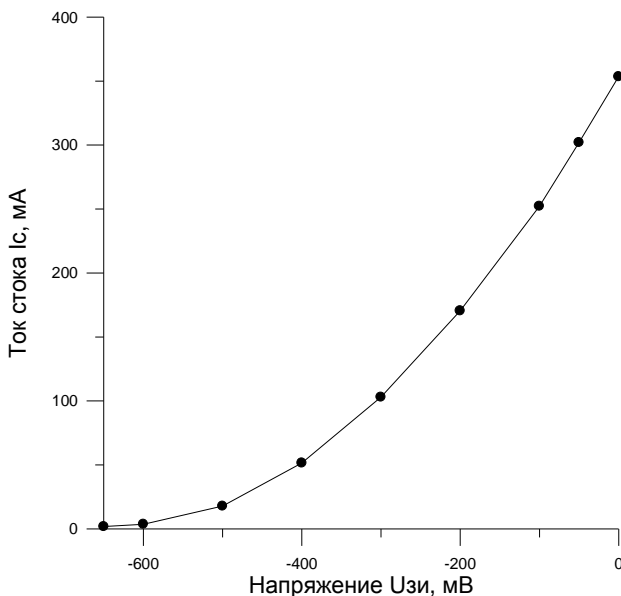


Рис. 1.29. Сток–затворная характеристика транзистора J2N3370 в схеме с ОИ

Для построения семейства статических выходных (стоковых) характеристик транзистора необходимо измерить ток стока  $I_c$  при разных значениях напряжения  $U_{зи}$  и напряжения  $U_{си}$  и данные занести в табл. 1.11–1.13.

$$U_{зи} = 0,5U_{зи\text{ отс}} = -0,325 \text{ В.}$$

Таблица 1.11

$U_{си}, \text{ В}$	0	1	2	4	6	8	10
$I_c, \text{ мкА}$							

$$U_{зи} = 0,4U_{зи\text{ отс}} = -0,260 \text{ В.}$$

Таблица 1.12

$U_{си}, \text{ В}$	0	1	2	4	6	8	10
$I_c, \text{ мкА}$							

$$U_{зи} = 0,3U_{зи\text{ отс}} = -0,195 \text{ В.}$$

Таблица 1.13

$U_{си}, \text{ В}$	0	1	2	4	6	8	10
$I_c, \text{ мкА}$							

По данным табл. 1.11–1.13 построить семейство выходных ВАХ полевого транзистора в схеме с ОИ (рис. 1.30).

На полученных семействах входных и выходных характеристик выполнить построения, необходимые для определения дифференциальных параметров полевого транзистора  $S$ ,  $R_i$  и  $\mu$ .

Крутизну стоковой характеристики  $S$  рассчитывают по формуле

$$S = \frac{dI_c}{dU_{зи}} \approx \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{зи}} \text{ при } U_{си} = \text{const.}$$

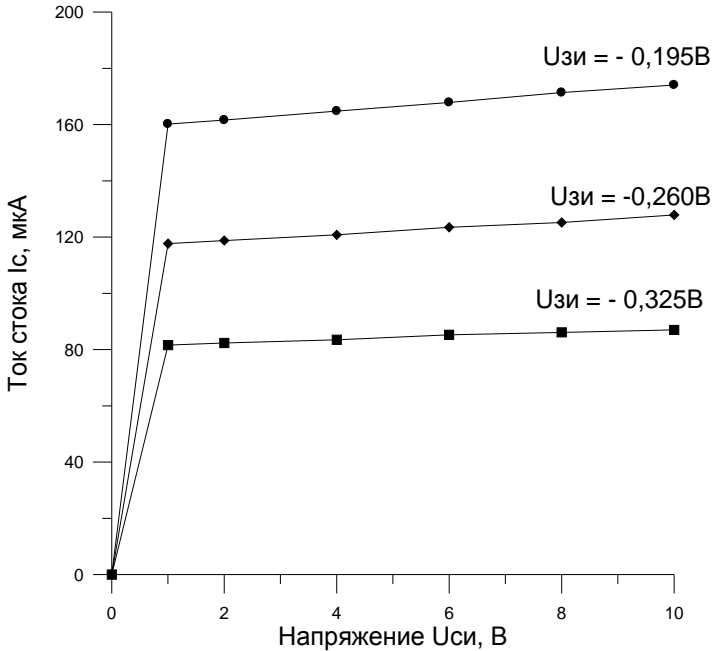


Рис. 1.30. Семейство стоковых характеристик транзистора J2N3370 с ОИ

Внутреннее сопротивление транзистора  $R_i$  представляет собой дифференциальный параметр, характеризующий сопротивление канала между истоком и стоком:

$$R_i = \frac{dU_{си}}{dI_c} \approx \frac{\Delta U_{си}}{\Delta I_c} \text{ при } U_{зи} = \text{const.}$$

Согласно этой формуле внутреннее сопротивление характеризует наклон стоковой характеристики, по которой оно определяется.

Статический коэффициент усиления  $\mu$  характеризует усилительные свойства транзистора:

$$\mu = -\frac{dU_{си}}{dU_{зи}} \approx -\frac{\Delta U_{си}}{\Delta U_{зи}} \text{ при } I_c = \text{const.}$$

Этот коэффициент показывает, во сколько раз напряжение на стоке сильнее влияет на ток стока, чем напряжение на затворе. Знак «минус» указывает на то, что направления изменений напряжений противоположны.

Зная крутизну стоковой характеристики  $S$  и внутреннее сопротивление транзистора  $R_i$ , статический коэффициент усиления можно рассчитать по формуле

$$\mu = S \cdot R_i.$$

## 2. ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

При написании данной главы частично использовался материал, содержащийся в учебном пособии [1].

### 2.1. Краткие теоретические сведения и расчетные формулы

К *первичным источникам электропитания* относят однофазную (трехфазную) сеть промышленной частоты 50 Гц (для стационарной аппаратуры) и генераторы постоянного или переменного напряжения повышенной частоты 400–500 Гц.

*Источники вторичного электропитания* выполняют функции преобразования вида тока (переменный-постоянный), стабилизации и регулировки напряжения или тока.

Преобразование переменного напряжения в постоянное осуществляется *выпрямителями*, а обратное преобразование постоянного в переменный ток – *инверторами*.

Если первичным источником служит сеть с переменным напряжением  $U_1$  и частотой  $f$ , то источник вторичного электропитания имеет структуру, приведенную на рис. 2.1.

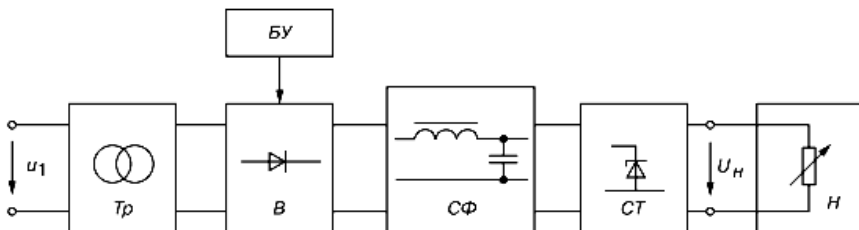


Рис. 2.1. Структурная схема источника вторичного электропитания [1]



**Силовой трансформатор Тр** предназначен для согласования входного (сетевое)  $U_1$  и выходного (выпрямленного)  $U_n$  напряжений выпрямителя.

На первичную обмотку трансформатора подается переменное напряжение

$$U_1(t) = U_{1m} \cdot \sin(\omega \cdot t),$$

где  $U_{1m} = \sqrt{2} U_1$  – амплитудное значение напряжения первичной сети;

$U_1$  – действующее значение напряжения первичной сети;

$\omega = 2\pi f$  – круговая частота.

С вторичной обмотки трансформатора снимается переменное напряжение

$$U_2(t) = U_{2m} \cdot \sin(\omega \cdot t) = \sqrt{2} U_2 \cdot \sin(\omega \cdot t),$$

где  $U_{2m}$  и  $U_2$  – амплитудное и действующее значения напряжения вторичной обмотки.

Коэффициент трансформации рассчитывают по формуле

$$K = \frac{U_1}{U_2}.$$

**Выпрямитель В** преобразует переменное напряжение в пульсирующее напряжение одного знака. Основными схемами однофазных выпрямителей являются однополупериодная и двухполупериодная (мостовая) схемы.

*Однофазная однополупериодная схема* выпрямления с активной нагрузкой рассматривалась в параграфе 1.1.2.

*Мостовая схема* двухполупериодного выпрямителя (рис. 2.2) состоит из трансформатора Тр и четырех диодов, собранных по мостовой схеме. Одна из диагоналей моста соединена с выводами вторичной обмотки трансформатора, вторая диагональ – с нагрузкой  $R_n$ . Положительным полюсом нагрузки является общая точка соединения катодов диодов, отрицательным — точка соединения анодов.

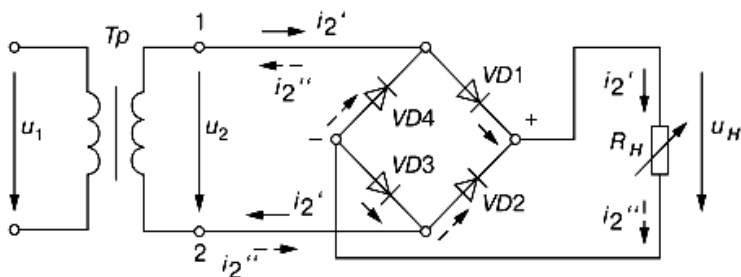


Рис. 2.2. Схема двухполупериодного мостового выпрямителя [1]

Временные диаграммы выпрямленного напряжения  $U_H$  и тока  $I_H$  представлены на рис. 2.3. В положительный полупериод синусоидального напряжения  $U_2$ , когда потенциал точки 1 больше потенциала точки 2, ток  $i_2'$  протекает через диод  $VD1$ , сопротивление нагрузки  $R_H$  и диод  $VD3$ . Диоды  $VD2$  и  $VD4$  в этот момент закрыты, так как находятся под обратным напряжением.

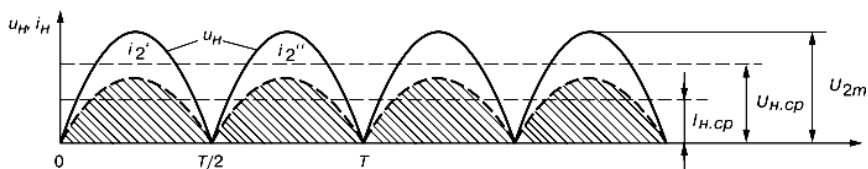


Рис. 2.3. Временные диаграммы напряжений и токов [1]

Во второй полупериод, когда в точке 1 вторичной обмотки отрицательный потенциал, а в точке 2 – положительный, ток  $i_2''$  протекает через диод  $VD2$ , нагрузку  $R_H$  и диод  $VD4$  в направлении, указанном стрелками с одним штрихом. Диоды  $VD1$  и  $VD3$  в этот момент закрыты, так как находятся под обратным напряжением.

Таким образом, токи  $i_2'$  и  $i_2''$ , протекающие через нагрузку  $R_H$ , совпадают по направлению. Кривые напряжения и тока на нагрузке (см. рис. 2.3) по величине и форме повторяют выпрямленные полуволны напряжения и тока вторичной обмотки трансформатора.

С учетом падения напряжения на двух диодах максимальное напряжение на нагрузке

$$U_{H,\max} = U_{2m} - 2 \text{ В.}$$

Среднее выпрямленное напряжение за период вычисляют по формуле

$$U_{н.ср} = \frac{2 \cdot U_{н.мах}}{\pi} = 0,9U_2 - 1,3 \text{ В.} \quad (2.1)$$

Из формулы (2.1) можно найти напряжение  $U_2$ :

$$U_2 = \frac{U_{н.ср} + 1,3 \text{ В}}{0,9}, \text{ В.}$$

Расчет выпрямителя с активной нагрузкой сводится к расчету значения напряжения вторичной обмотки  $U_2$ , коэффициента трансформации  $K$  и выбору диодов.

**Сглаживающий фильтр СФ** предназначен для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения на нагрузке до значений, при которых не сказывается их отрицательное влияние на работу электронной аппаратуры.

Простейшим фильтром является емкостный фильтр (С-фильтр). Он состоит из конденсатора  $C$ , включаемого параллельно сопротивлению нагрузки (рис. 2.4).

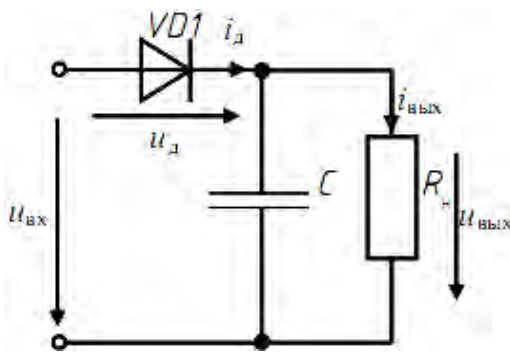


Рис. 2.4. Схема включения емкостного фильтра [8]

Работа фильтра основана на способности конденсатора быстро запасать электрическую энергию, а затем относительно медленно отдавать ее в нагрузку. Включение конденсатора существенно изменяет

условия работы диода. Конденсатор хорошо сглаживает пульсации, если его емкость такова, что выполняется условие  $1/(\omega C) \ll R_n$ .

На рис. 2.5 приведены графики входного и выходного напряжений (на нагрузке) и тока через диод  $i_{вх}$ .

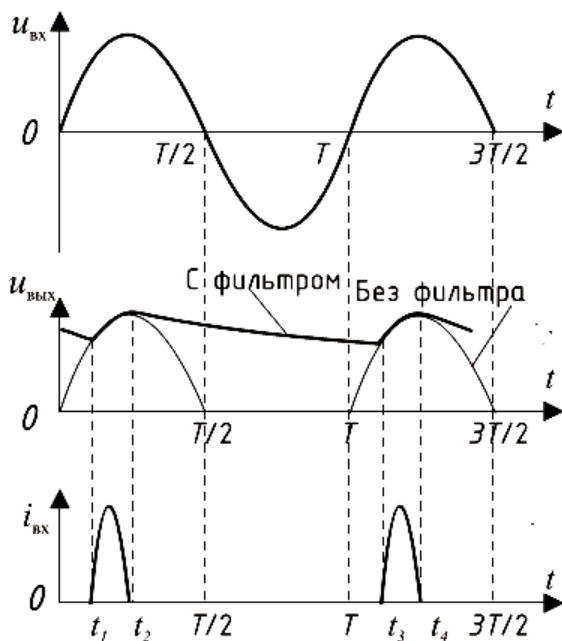


Рис. 2.5. Временные диаграммы работы выпрямителя со сглаживающим емкостным фильтром [8]

В некоторой части положительного полупериода ( $t_1 - t_2$ ) диод открыт и конденсатор заряжается по закону

$$U_C = U_m(1 - \exp(-t / \tau_{зар})),$$

где  $\tau_{зар} = R_d C$  – постоянная времени заряда;

$R_d$  – сопротивление открытого диода.

В течение остальной части положительного полупериода и во время отрицательного полупериода ( $t_2 - t_3$ ) напряжение на диоде обратное, диод закрыт, источник входного напряжения отключен от конденсатора и нагрузки и конденсатор разряжается через нагрузку.

Разряд конденсатора происходит по закону

$$U_C = U_m \exp(-t / \tau_{\text{раз}}),$$

где  $\tau_{\text{раз}} = R_n C$  – постоянная времени разряда.

За время разряда конденсатора напряжение уменьшится на величину

$$\Delta U_n = \frac{I_n}{f} \cdot C.$$

Расчет двухполупериодного выпрямителя с емкостным фильтром сводится к расчету значения емкости конденсатора  $C$ , при которой обеспечиваются требуемый уровень и требуемая стабильность напряжения.

Емкость конденсатора для двухполупериодного выпрямителя рассчитывают по формуле

$$C = \frac{I_n}{\Delta U_n \cdot 2f}.$$

**Стабилизатор напряжения СТ** предназначен для поддержания постоянным напряжения на нагрузке при изменении напряжения первичного источника, сопротивления нагрузки, температуры окружающей среды. Существуют два вида стабилизаторов – параметрические и компенсационные.

*В параметрическом стабилизаторе* используются элементы, в которых напряжение остается постоянным при изменении протекающего через них тока.

Схема простейшего *параметрического стабилизатора напряжения* рассматривалась в параграфе 1.1.3. Параметрические стабилизаторы, как правило, применяются в качестве источников опорного (эталонного) напряжения в мощных *компенсационных стабилизаторах*.

Принцип работы *компенсационного стабилизатора* основан на сравнении фактического напряжения на нагрузке с эталонным и увеличении или уменьшении в зависимости от этого отклонения выходного напряжения.

В простейшем компенсационном стабилизаторе опорным напряжением является напряжение  $U_{ст}$  стабилитрона  $VC$ , а сравнивающим элементом, усилителем и одновременно регулирующим элементом – транзистор  $VT$  (рис. 2.6, *a*).

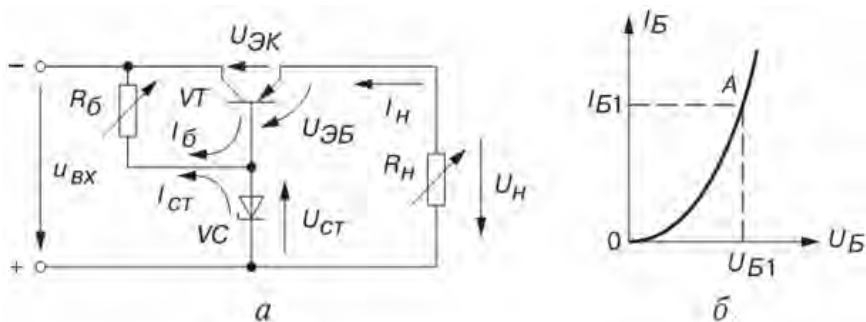


Рис. 2.6. Схема компенсационного стабилизатора напряжения (*a*) и входная характеристика транзистора (*б*) [1]

### Напряжение на нагрузке

$$U_H = U_{ст} - U_{бэ}.$$

Ток через резистор  $R_B$  образуется сложением двух токов: тока стабилитрона  $I_{ст}$  и тока базы  $I_б$ .

Режим работы транзистора выбирают таким образом, чтобы исходная рабочая точка располагалась на середине линейного участка его входной характеристики (см. рис. 2.6, *б*).

Предположим, что по каким-либо причинам напряжение на нагрузке уменьшилось. Это приведет к увеличению напряжения

$$U_{бэ} = U_{ст} - U_H,$$

увеличению тока базы  $I_б$  и тока коллектора  $I_к$ . В результате напряжение  $U_{кэ}$  уменьшится, а значит, увеличится напряжение на нагрузке

$$U_H = U_{вх} - U_{кэ}.$$

Аналогичное восстановление выходного напряжения произойдет и при его увеличении. Только в этом случае произойдет уменьшение тока коллектора и увеличение напряжения  $U_{кэ}$ .

В рассмотренной схеме компенсационного стабилизатора напряжения регулирующий транзистор всегда открыт, а само регулирование осуществляется путем изменения степени его открытия, т. е. линейно. Поэтому такие стабилизаторы называют *линейными*.

Расчет компенсационных стабилизаторов напряжения сводится к выбору стабилитрона и определению балластного сопротивления  $R_б$ , при которых обеспечивается прохождение требуемых токов через стабилитрон и транзистор.

Тип стабилитрона выбирают, исходя из условий, при которых напряжение стабилизации

$$U_{ст} \approx U_n + 0,7 \text{ В}$$

и через стабилитрон протекает ток небольшой ток  $I_{ст} \approx (0,01-0,1)I_n$ .

Балластное сопротивление рассчитывают по формуле

$$R_б = \frac{U_{вх} - U_{ст}}{I_{ст}}.$$

Тип транзистора выбирают, исходя из предельных значений токов и напряжений на электродах транзистора:

- максимальное напряжение коллектор-эмиттер  $U_{кэ \max} = U_{вх \max}$ ;
- максимальный коллекторный ток  $I_{кэ \max} = I_n \max$ ;
- максимальная мощность рассеяния  $P_{к \max}$ .

## 2.2. Расчет и моделирование выпрямителя с активной нагрузкой

### Пример 2.1

Найти параметры диодов и коэффициент трансформации  $K$  для мостовой схемы выпрямителя, если необходимо получить напряжение  $U_n = 20 \text{ В}$  на нагрузке сопротивлением  $R_n = 1 \text{ кОм}$ . Напряжение первичной сети  $U_1 = 220 \text{ В}$ , частота  $f = 50 \text{ Гц}$ .

## Решение

- Рассчитаем напряжение вторичной обмотки трансформатора:

$$U_2 = (U_H + 1,3 \text{ В}) / 0,9 = (20 + 1,3) / 0,9 = 23,7 \text{ В.}$$

- Рассчитаем максимальное напряжение вторичной обмотки:

$$U_{2m} = \sqrt{2} U_2 = \sqrt{2} \cdot 23,7 = 33,5 \text{ В.}$$

- Рассчитаем коэффициент трансформации для трансформатора:

$$K = \frac{U_1}{U_2} = \frac{220}{23,7} = 9,3.$$

- Рассчитаем максимальное напряжение на нагрузке:

$$U_{H \max} = U_{2m} - 2 \text{ В} = 33,5 - 2 = 31,5 \text{ В.}$$

- Рассчитаем ток в нагрузке:

$$I_H = \frac{U_H}{R_H} = \frac{20}{1 \cdot 10^3} = 20 \text{ мА.}$$

Для двухполупериодного мостового выпрямителя необходимы диоды, у которых допустимый ток

$$I_{\text{ср.доп}} > \frac{I_{\text{н.ср}}}{2} = 10 \text{ мА}$$

и допустимое обратное напряжение  $U_{\text{обр max}} > U_{2m} = 33,4 \text{ В.}$

### *Пример моделирования*

Модель трансформатора в программе EWB не во всех случаях применима из-за необходимости заземления обмоток. По этой причине



в схемах источников с мостовыми выпрямителями вместо трансформатора используют источник переменного напряжения с  $U_2$ .

На рабочем столе программы собираем схему мостового выпрямителя с активной нагрузкой (рис. 2.7).

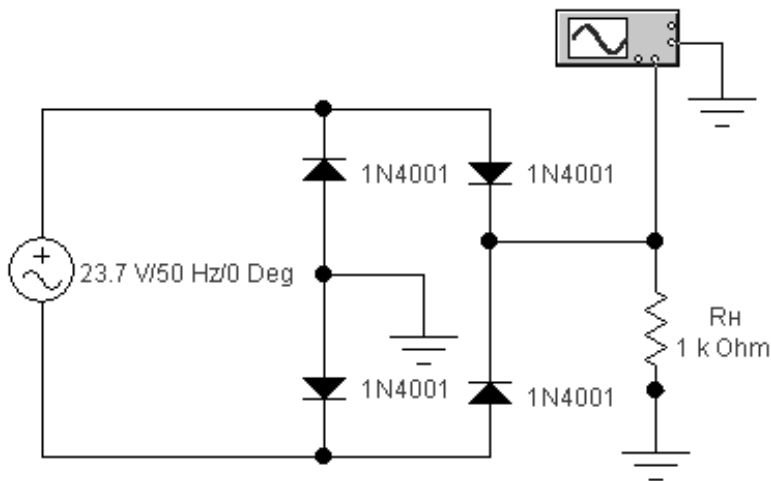


Рис. 2.7. Схема мостового выпрямителя с активной нагрузкой

- В источнике переменного напряжения устанавливаем напряжение  $U_2 = 23,7$  В и частоту  $f = 50$  Гц.
- Вольтметр V включаем в режиме AC.
- Входы осциллографа устанавливаем в положение DC.
- Запускаем программу.
- Устанавливаем на экране осциллографа размер осциллограммы напряжения  $U_n(t)$  не более 0,4–0,5 шкалы по вертикали (рис. 2.8).
- Устанавливаем визирную линию на максимальное значение пульсирующего напряжения на нагрузке  $U_{n \max}$  и определяем его значение.

На рис. 2.8 видно, что измеренное значение  $U_{n \max} \approx 30,2$  В незначительно отличается от расчетного  $U_{n \max} \approx 31,4$  В.

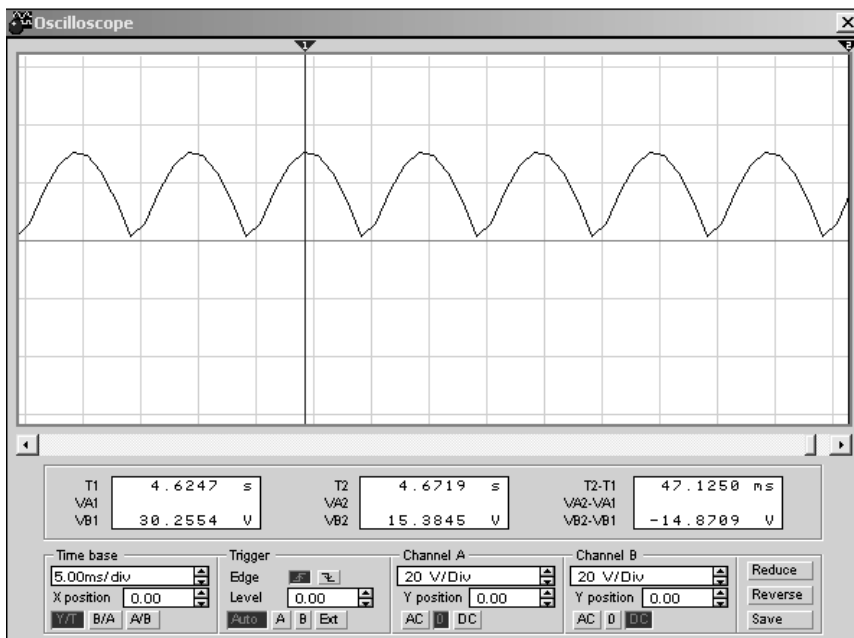


Рис. 2.8. Осциллограмма выпрямленного напряжения на нагрузке  $U_H(t)$

### 2.3. Расчет и моделирование выпрямителя с емкостным фильтром

#### Пример 2.2

Рассчитать параметры двухполупериодного выпрямителя с емкостным фильтром, если необходимо получить амплитуду пульсаций напряжения  $\Delta U_H \approx 0,1 U_H$  на нагрузке сопротивлением  $R_H = 1$  кОм. Напряжение вторичной обмотки трансформатора  $U_2 = 23,7$  В и частота  $f = 50$  Гц.

#### Решение

- Рассчитаем максимальное напряжение на нагрузке:

$$U_{H \max} = \sqrt{2} \cdot U_2 - 2 \text{ В} = \sqrt{2} \cdot 23,7 - 2 = 31,5 \text{ В.}$$

- Рассчитаем минимальное напряжение на нагрузке:

$$U_{H \min} = U_{H \max} - 0,1 U_{H \max} = 31,5 - 0,1 \cdot 31,5 = 28,3 \text{ В.}$$

- Рассчитаем двойную амплитуду пульсаций напряжения:

$$\Delta U_H = U_{H \max} - U_{H \min} = 31,5 - 28,3 \approx 3 \text{ В.}$$

- Рассчитаем среднее значение напряжения на нагрузке:

$$U_H = \frac{U_{H \max} + U_{H \min}}{2} = \frac{31,5 + 28,3}{2} \approx 30 \text{ В.}$$

- Рассчитаем ток в нагрузке:

$$I_H = \frac{U_H}{R_H} = \frac{30}{1 \cdot 10^3} = 30 \text{ мА.}$$

- Рассчитаем емкость конденсатора:

$$C = \frac{I_H}{\Delta U_H \cdot 2f} = \frac{30 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 2 \cdot 50} = 100 \text{ мкФ.}$$

### *Пример моделирования*

- На рабочем столе программы собираем схему мостового выпрямителя с емкостным фильтром (рис. 2.9).

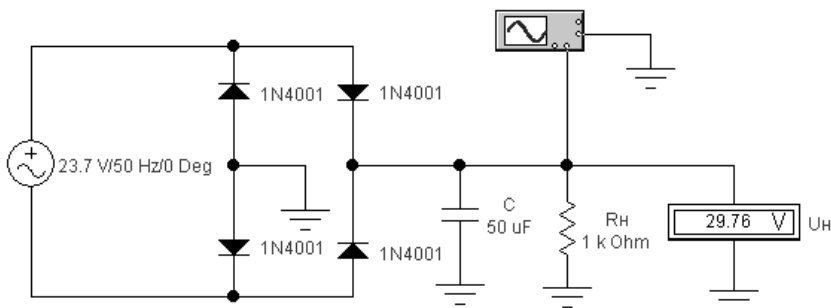


Рис. 2.9. Схема мостового выпрямителя с емкостным фильтром

- В источнике переменного напряжения устанавливаем напряжение  $U_2 = 23,7 \text{ В}$  и частоту  $f = 50 \text{ Гц}$ .
- Вольтметр  $V$  включаем в режим DC.
- Входы осциллографа устанавливаем в положение AC.
- Запускаем программу.
- Устанавливаем на экране осциллографа размер осциллограммы пульсаций напряжения  $U_H(t)$  не более 0,4–0,5 шкалы по вертикали (рис. 2.10).

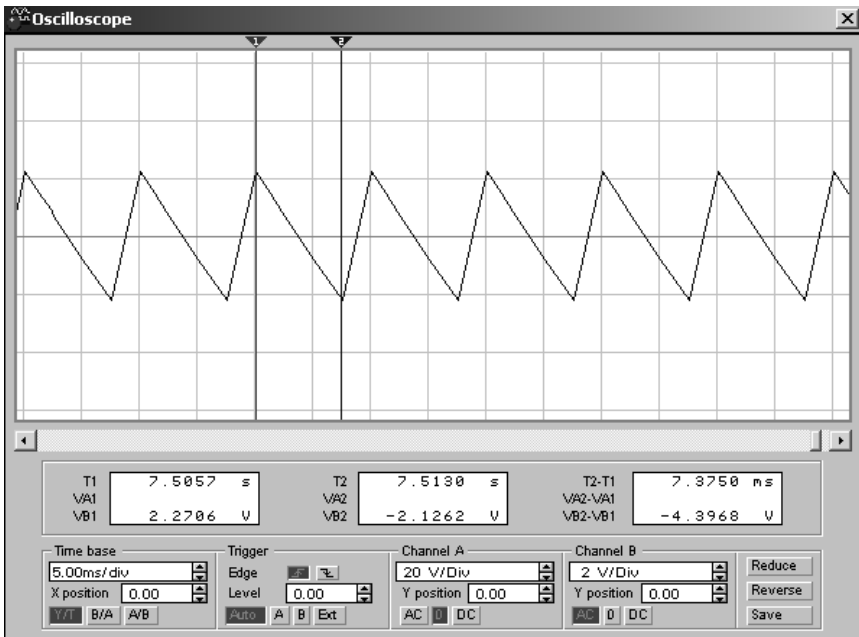


Рис. 2.10. Осциллограмма переменной составляющей выпрямленного напряжения на нагрузке  $U_H(t)$

- Устанавливаем визирную линию на максимальное и минимальное значение пульсирующего напряжения на нагрузке  $U_{H \max}$  и  $U_{H \min}$ .
- Определяем двойную амплитуду пульсаций выпрямленного напряжения  $\Delta U_H = U_{H \max} - U_{H \min} \approx 4,3 \text{ В}$  и сравниваем ее с заданным значением  $\Delta U_H = 3 \text{ В}$ .

На рис. 2.9 видно, что показания вольтметра  $U \approx 29,76$  В практически совпадают с рассчитанным значением напряжения на нагрузке  $U_H \approx 30$  В.

## 2.4. Расчет и моделирование компенсационного стабилизатора напряжения

### Пример 2.3

Рассчитать параметры компенсационного стабилизатора напряжения для выпрямителя с емкостным фильтром, если необходимо получить постоянное напряжение  $U_H = 20$  В на нагрузке сопротивлением  $R_H = 1$  кОм при входном напряжении  $U_{вх} = 30 \pm 3$  В.

### Решение

- Выбираем из справочника стабилитрон ВЗV49-С20 с напряжением  $U_{ст} = 20$  В и номинальным значением тока стабилизации  $I_{ст} = 5$  мА.
- Рассчитаем балластное сопротивление:

$$R_6 = \frac{U_{вх} - U_{ст}}{I_{ст}} = \frac{30 - 20}{5 \cdot 10^{-3}} = 2 \text{ кОм.}$$

- Выбираем из справочника транзистор КТ645А (аналог 2N4400), у которого  $U_{кэ \max} = 50$  В,  $I_{кэ \max} = 300$  мА,  $P_{кэ \max} = 500$  мВт, коэффициент усиления по току  $h_{21э} = 20\text{--}200 \approx 100$ .
- Рассчитаем ток в нагрузке:

$$I_H = \frac{U_H}{R_H} = \frac{20}{1 \cdot 10^3} = 20 \text{ мА.}$$

### Пример моделирования

На рабочем столе программы собираем схему компенсационного стабилизатора напряжения (рис. 2.11).

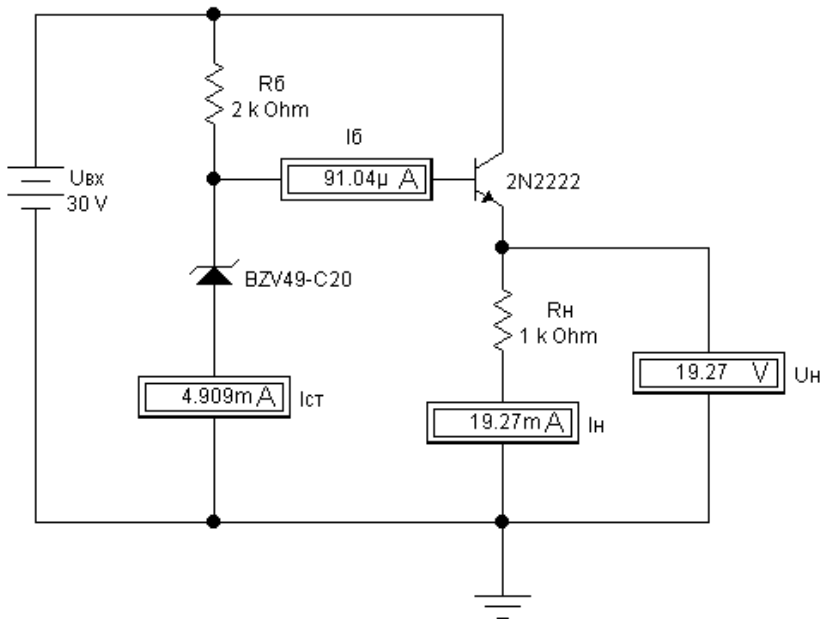


Рис. 2.11. Схема компенсационного стабилизатора напряжения

- В источнике постоянного напряжения устанавливаем напряжение  $U_2 = 30$  В.
- Вольтметр V включаем в режим DC.
- Амперметры включаем в режиме DC.
- Запускаем программу.
- Измеряем значения токов  $I_{ст}$ , протекающих через стабилитрон, и значения напряжения на нагрузке  $U_n$  при разных значениях входного напряжения  $U_{вх}$ . Данные заносим в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Входное напряжение $U_{вх}, В$	Ток стабилитрона $I_{ст}, мА$	Напряжение нагрузки $U_n, В$
27	3,4	19,25
30	4,9	19,27
33	6,4	19,27

• Из табл. 2.1 видно, что при разных входных напряжениях через стабилитрон протекает ток  $I_{ст}$ , значения которого лежат в диапазоне от  $I_{ст \min}$  до  $I_{ст \max}$ .

## 2.5. Расчет и моделирование источника вторичного электропитания

Рассмотренные выше примеры расчета выпрямителей, сглаживающего фильтра и компенсационного стабилизатора напряжения могут быть использованы при проектировании маломощных источников вторичного электропитания.

Исходными данными для расчетов являются:

напряжение на нагрузке  $U_H$ ;

ток нагрузки  $I_H$ ;

коэффициент пульсаций напряжения

$$\alpha = \frac{\Delta U_H}{U_H} \cdot 100 \% ;$$

напряжение первичной сети  $U_1$  и частота  $f$ .

В результате расчетов определяются:

- напряжение вторичной обмотки трансформатора  $U_2$ ;
- коэффициент трансформации  $K$  для понижающего трансформатора;
- тип выпрямительных диодов  $VD$  для мостового выпрямителя;
- емкость конденсатора  $C$  для сглаживающего фильтра;
- тип стабилитрона  $VC$  для стабилизатора напряжения;
- балластное сопротивление  $R_6$  для стабилизатора напряжения;
- тип транзистора  $VT$  для стабилизатора напряжения.

Пример схемы мостового выпрямителя с емкостным фильтром и компенсационным стабилизатором напряжения показан на рис. 2.12.

Для определения значений токов и напряжений используем вольтметры и амперметры, которые работают в режиме измерения постоянного тока DC.

Для наблюдения за пульсациями выпрямленного напряжения используем осциллограф, вход которого установлен в режим измерения переменной составляющей входного напряжения AC.

На рис. 2.12 видно, что при токе стабилизации  $I_{ст} = 4$  мА напряжение на нагрузке  $U_H = 19,27$  В.

На рис. 2.13 видно, что двойная амплитуда пульсаций выпрямленного напряжения

$$\Delta U_H = U_{H \max} - U_{H \min} \approx 10 \text{ мВ.}$$

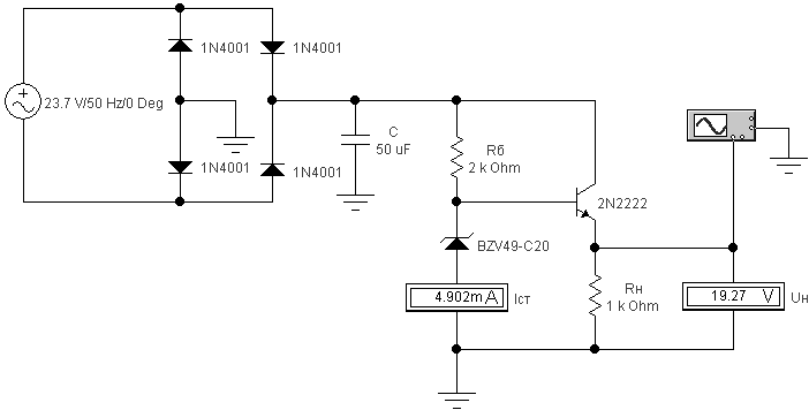


Рис. 2.12. Схема мостового выпрямителя с емкостным фильтром и компенсационным стабилизатором напряжения

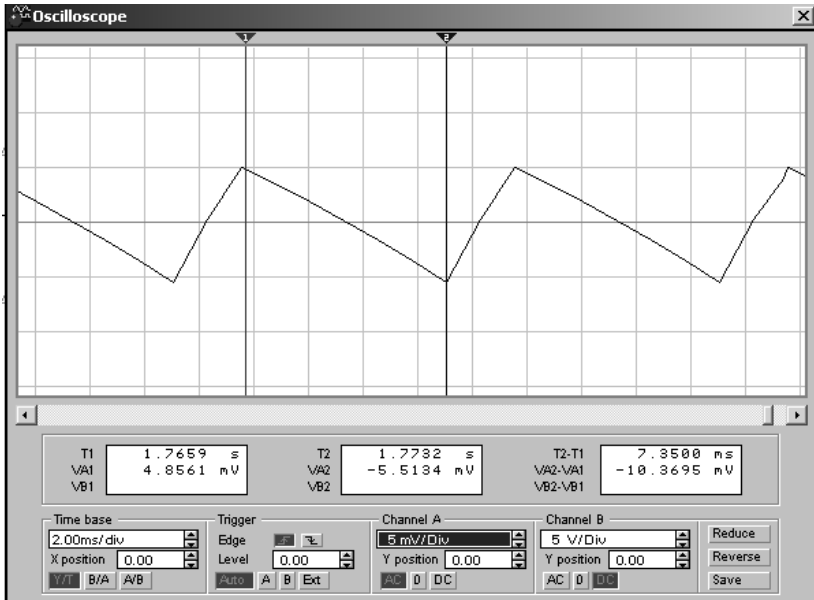


Рис. 2.13. Осциллограмма переменной составляющей выпрямленного напряжения на нагрузке  $U_H(t)$



## Выводы

- Рассчитанные и измеренные значения напряжения на нагрузке близки к заданным значениям.
- Коэффициент пульсаций напряжения  $\alpha < 0,5 \%$ .

### 3. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ НА ТРАНЗИСТОРАХ

При написании данной главы частично использовался материал, содержащийся в учебном пособии [1].

#### 3.1. Назначение и параметры усилителей

**Усилитель** – устройство, увеличивающее мощность (напряжение, ток) входного сигнала за счет энергии внешнего источника питания посредством усилительных элементов (полупроводниковых приборов, электронных ламп и др.).

Важнейшим параметром усилителя является коэффициент усиления по мощности, равный отношению изменения мощности выходного сигнала к изменению мощности входного сигнала, т. е.

$$K_P = \frac{\Delta P_{\text{ВЫХ}}}{\Delta P_{\text{ВХ}}}.$$

Помимо коэффициента усиления по мощности вводят также:

- коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta U_{\text{ВХ}}},$$

- коэффициент усиления по току

$$K_I = \frac{\Delta I_{\text{ВЫХ}}}{\Delta I_{\text{ВХ}}}.$$

Коэффициент усиления по мощности можно представить в виде произведения

$$K_P = K_U K_I.$$

Коэффициент усиления многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов:

$$K = K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n.$$

На практике обычно используют логарифмическую (десятичную) меру оценки коэффициентов усиления, измеряемую в децибелах (дБ):

$$K_P(\text{дБ}) = 10 \lg(P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}) = 10 \lg K_P;$$

$$K_U(\text{дБ}) = 20 \lg K_U;$$

$$K_I(\text{дБ}) = 20 \lg K_I.$$

Важнейшими характеристиками усилителя являются амплитудная и частотная характеристики, которые описывают свойства усилителя при фиксированной нагрузке и подаче на вход синусоидального напряжения фиксированной частоты:

$$U_{\text{вх}} = U_m \sin \omega t.$$

*Амплитудная характеристика* – это зависимость амплитуды (или действующего значения) выходного сигнала от амплитуды (или действующего значения) входного синусоидального сигнала, т. е.

$$U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}}).$$

Типичный вид амплитудной характеристики усилителя изображен на рис. 3.1. Пунктиром показана амплитудная характеристика идеального усилителя.

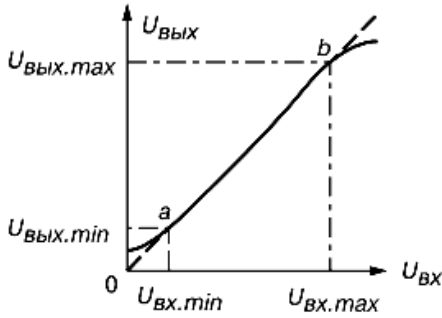


Рис. 3.1. Амплитудная характеристика усилителя

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) – это зависимость коэффициента усиления, например, по напряжению  $K_U$  от частоты  $f$  входного сигнала. Обычно АЧХ строят на двойной логарифмической сетке: по оси ординат откладывают значения  $K_U$  в децибелах, а по оси абсцисс – частоту в логарифмическом масштабе, однако около делений записывают значения частоты без логарифма (рис. 3.2).

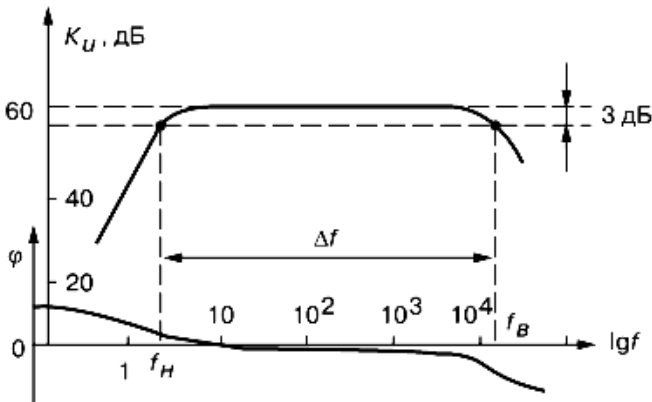


Рис. 3.2. Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики

Фазочастотная характеристика  $\varphi(f)$  – это зависимость угла сдвига фаз  $\varphi$  между выходным и входным напряжениями усилителя от частоты  $f$  (см. рис. 3.2).

Полоса пропускания усилителя определяет диапазон частот  $\Delta f$  (или  $\Delta\omega$ ), в пределах которого коэффициент усиления на средней

частоте не снижается ниже чем на  $1/\sqrt{2} = 0,707$  (или на 3дБ) от своего уровня, т. е.

$$\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}},$$

где  $f_{\text{в}}$  и  $f_{\text{н}}$  – верхняя и нижняя частоты среза полосы усиления усилителя.

Фазовые искажения в усилителе отсутствуют, когда фазовый сдвиг  $\varphi$  линейно зависит от частоты.

### 3.2. Усилительный каскад на биполярном транзисторе с общим эмиттером

Одним из наиболее распространенных усилителей на биполярных транзисторах является усилитель с общим эмиттером (ОЭ). В этом усилителе эмиттер является общим электродом для входной и выходной цепей (рис. 3.3).

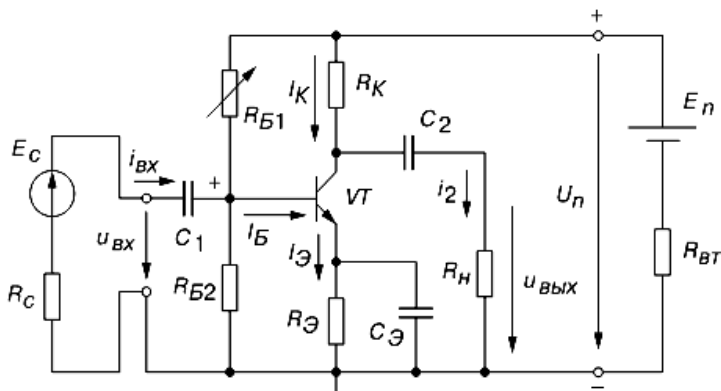


Рис. 3.3. Усилительный каскад на биполярном транзисторе с общим эмиттером [1]

Входное напряжение  $U_{\text{вх}}$  от источника сигнала  $E_c$  с внутренним сопротивлением  $R_c$  подается на усилительный каскад через разделительный конденсатор  $C_1$ . Усиленное выходное напряжение подается на нагрузку  $R_n$  через разделительный конденсатор  $C_2$ . В усилителе кроме источника переменного напряжения действует источник постоянного напряжения с ЭДС  $E_n$  (обычно напряжение питания  $U_n = 10\text{--}30$  В) и внутренним сопротивлением  $R_{\text{вТ}}$ .

Сопротивление резистора  $R_k$  выбирают, исходя из требований усиления входного напряжения и ограничения тока коллектора  $I_k$  транзистора VT.

Резисторы  $R_{б1}$  и  $R_{б2}$  образуют делитель напряжения питания  $U_{п}$  и предназначены для установки тока базы покоя  $I_{бп}$  транзистора VT, т. е. рабочей точки (точка *a*) на линии нагрузки (см. рис. 3.5).

С помощью резистора  $R_э$  создается обратная отрицательная связь усилителя по постоянному току, обеспечивающая температурную стабилизацию его режима усиления.

Конденсатор  $C_э$  большой емкости (десятки микрофард) шунтирует сопротивление резистора  $R_э$  по переменному току, что исключает ослабление усиливаемого сигнала по переменному току цепью обратной связи.

**Анализ работы усилительного каскада по постоянному току.** Для удобства анализа работы усилителя отдельно рассматривают его схему замещения по постоянному (рис. 3.4) и переменному току (рис. 3.6).

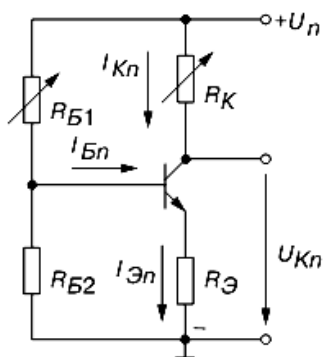


Рис. 3.4. Схема замещения усилительного каскада по постоянному току

В режиме работы усилителя по постоянному току для получения наименьших нелинейных искажений усиливаемого сигнала рабочую точку *a* (рис. 3.5) выбирают посередине рабочего участка *bc* линии нагрузки по постоянному току, описываемой уравнением

$$I_k = \frac{U_{п} - U_{кэ} - I_э \cdot R_э}{R_k}.$$

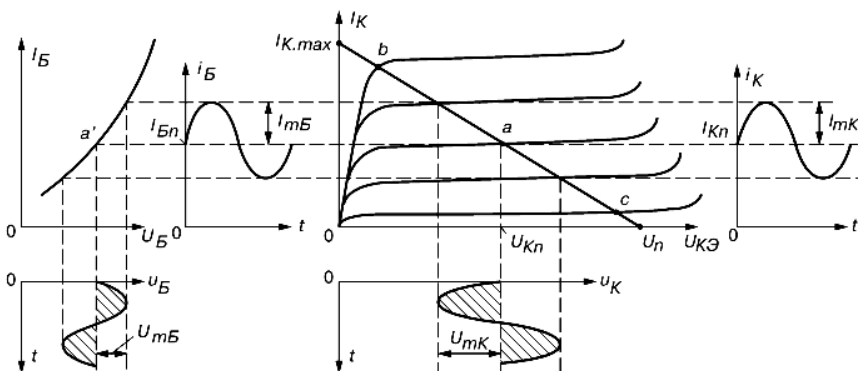


Рис. 3.5. Входные и выходные ВАХ транзистора

Линия нагрузки представляет собой прямую линию и может быть построена по двум точкам на выходных ВАХ биполярного транзистора. Эти точки легко найти из рассмотрения крайних случаев, когда транзистор имеет бесконечно большое и бесконечно малое сопротивление.

В первом случае  $I_K = 0$  и  $U_{кэ} = U_{\pi}$ .

Во втором  $U_{кэ} = 0$  и  $I_{к.макс} = \frac{U_{\pi}}{R_K + R_3}$ .

Рабочая точка **a**, определяемая параметрами  $U_{кп}$  и  $I_{кп}$ , должна располагаться в активной зоне выходных характеристик и находиться ниже гиперболической функции максимально допустимой рассеиваемой мощности  $P_{\max}$ . К тому же рабочая точка не должна менять своего положения в заданном температурном диапазоне при допустимых вариациях коэффициента передачи по току  $\beta$ .

Рассмотрим процедуру вычисления положения точки покоя **a**.

- Сначала выбираются параметры  $U_{кп}$  и  $I_{кп}$ .

Напряжение покоя  $U_{кп}$  задается немного меньше половины напряжения питания  $U_{\pi}$ :

$$U_{кп} = (0,3-0,5)U_{\pi}.$$

Верхний предел коллекторного тока покоя  $I_{кп}$  определяется максимально допустимой рассеиваемой мощностью  $P_{\max}$ :

$$U_{кп} \cdot I_{кп} < P_{\max}.$$

- Сопротивление резистора  $R_3$  рассчитывают по формуле

$$R_3 = \frac{U_{R_3}}{I_{кп}}.$$

Падение напряжения на резисторе  $R_3 \approx 1-2$  В.

- Сопротивление резистора  $R_k$  рассчитывают по формуле

$$R_k = \frac{U_{п} - U_{кп} - U_{R_3}}{I_{кп}}.$$

Падение напряжения на резисторе  $R_k$  равно  $U_{Rk} = U_{п} - U_{кп} - U_{R_3}$ .

- Сопротивление резистора  $R_{62}$  рассчитывают по формуле

$$R_{62} = \frac{0,7B + U_{R_3}}{10I_{6п}}.$$

Считается, что ток через делитель должен быть приблизительно в 10 раз больше базового тока покоя  $I_{6п}$ . В этом случае базовый ток несильно нагружает делитель напряжения, поэтому вариации коэффициента передачи по току  $\beta$  не оказывают практически никакого влияния на положение рабочей точки.

- Сопротивление резистора  $R_{61}$  рассчитывают по формуле

$$R_{61} = \frac{U_{п} - 0,7B - U_{R_3}}{10I_{6п}}.$$

Для упрощенного расчета усилительного каскада по постоянному току можно использовать следующие соотношения:

$$I_{кп} \cdot R_k \approx U_{кп};$$

$$I_{кп} \cdot R_3 \approx 1-2 \text{ В};$$

$$\frac{R_k}{R_3} \approx \frac{R_{62}}{R_3} \approx \frac{R_{61}}{R_{62}} \approx 5.$$

Изложенную методику расчета усилительного каскада по постоянному току нельзя считать единственной, так как существуют и другие.

В общем случае справедливо, что базовый делитель напряжения и сопротивление  $R_3$  определяют величину коллекторного тока покоя  $I_{п}$ , а коллекторный резистор  $R_k$  задает напряжение коллектор-эмиттер  $U_{кэ}$ .

Для регулировки усилительного каскада достаточно изменять величину сопротивления резистора  $R_{б1}$ .

**Анализ работы усилительного каскада по переменному току.** В режиме работы усилителя по переменному току емкость  $C_3$  выбирают большой, чтобы выполнялось условие  $X_C = 0,1R_3$ . Из этого условия находят значение  $C_3$ :

$$C_3 \approx \frac{10}{2\pi f_n R_3},$$

где  $f_n$  – нижняя частота среза полосы усиления усилителя.

В этом случае падение напряжения на резисторе  $R_3$  для переменного тока очень маленькое.

При подаче на вход усилителя переменного напряжения  $U_{вх}$  происходит изменение тока базы  $I_b$ , тока коллектора  $I_k$  и напряжения на коллекторе:

$$U_k = U_{п} - I_k \cdot R_k \quad (\text{см. рис. 3.5}).$$

Амплитуда переменного коллекторного тока  $I_{mk}$  примерно в  $h_{21}$  раз больше амплитуды тока базы  $I_{mb}$ , а амплитуда коллекторного напряжения  $U_{mk}$  во много раз больше амплитуды входного напряжения. Таким образом, в схеме усилителя с ОЭ усиливаются ток и напряжение входного сигнала.

Коэффициент усиления по напряжению вычисляют по следующим формулам:

$$K_U = -\frac{h_{213}R_k}{h_{113}} \quad \text{– без нагрузки } R_n;$$

$$K_U = -\frac{h_{21}(R_k \parallel R_n)}{h_{11}} \quad \text{– с нагрузкой } R_n, \text{ подключенной к выходу};$$

$$K_U = -\frac{R_k \parallel R_n}{R_3} \quad \text{– без шунтирующей емкости } C_3.$$



### Моделирование схемы усилительного каскада на биполярном транзисторе с ОЭ

На рис. 3.6 в качестве примера показана схема усилительного каскада на биполярном транзисторе 2N2222, работающего в режиме покоя.

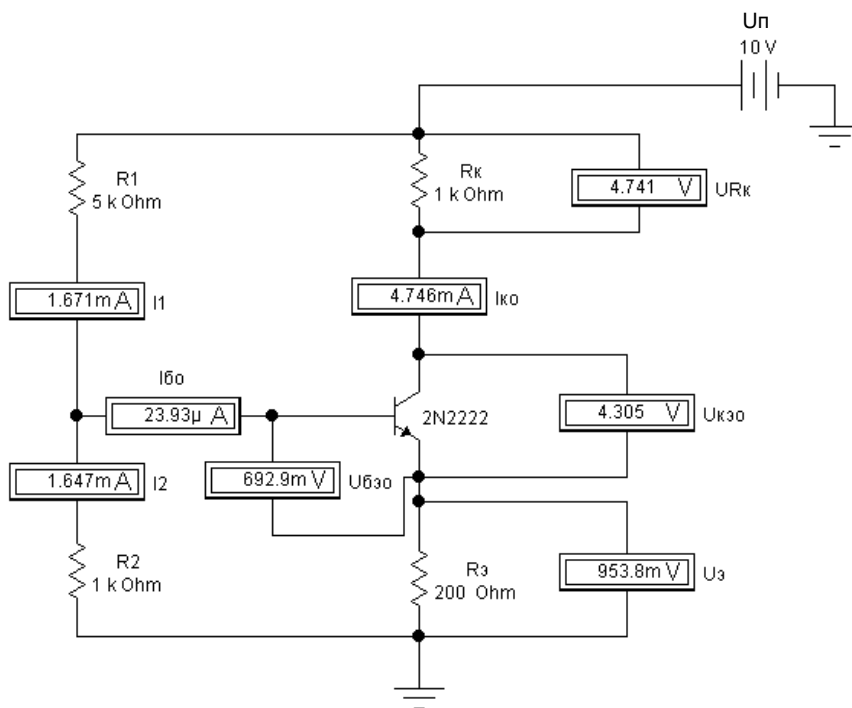


Рис. 3.6. Значения токов и напряжений в режиме покоя

На рис. 3.7 в качестве примера показана схема усилительного каскада, работающего в режиме усиления малого сигнала. На вход усилителя подается сигнал с напряжением  $U_{вх} = 1$  мВ и частотой  $f = 20$  кГц.

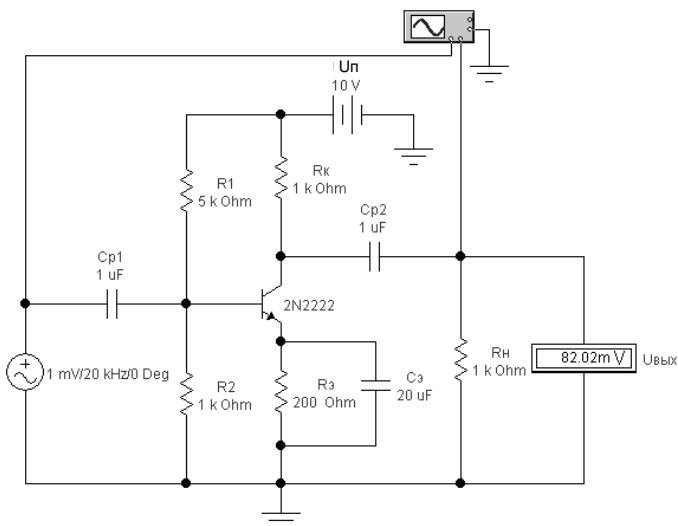


Рис. 3.7. Схема усилительного каскада на биполярном транзисторе 2N2222 в режиме усиления малого сигнала

На рис. 3.8. показаны осциллограммы входного и выходного напряжений.

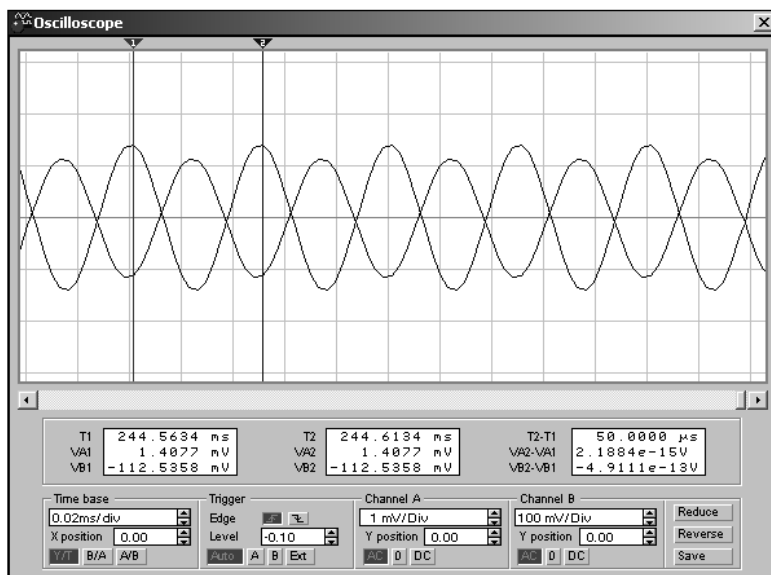


Рис. 3.8. Осциллограммы входного и выходного напряжений

### 3.3. Режимы работы усилительных каскадов

В зависимости от положения рабочей точки  $a$  на семействе выходных характеристик транзисторов и уровня входных сигналов ( $U_{вх}$ ,  $I_{вх}$ ) различают три основных режима (или класса) работы усилителей: **A**, **B** и **C**.

Класс **A** характеризуется тем, что рабочую точку  $a$  выбирают посередине участка  $bc$  линии нагрузки (рис. 3.9, *a*). В этом режиме максимальное значение амплитуды переменной составляющей входного тока (тока базы  $I_б$ ) не приводит к выходу величины тока коллектора  $I_к$  за пределы участка  $bc$ .

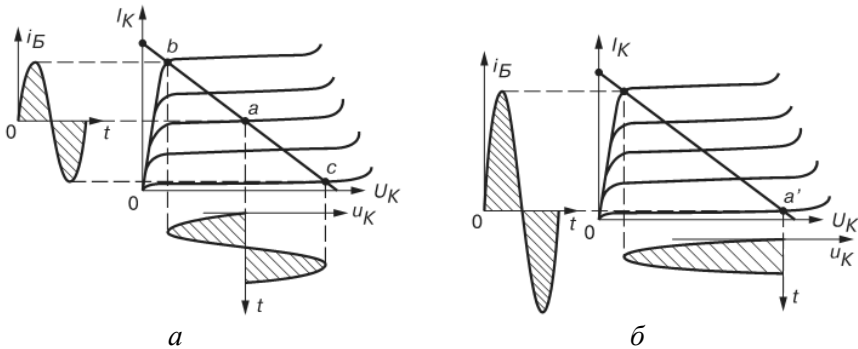


Рис. 3.9. Положение точки покоя на выходных ВАХ транзистора [1]

В этом случае нелинейные искажения усиливаемого сигнала будут минимальными, т. е. при подаче на вход синусоидального напряжения (тока) форма выходного напряжения  $U_{вых}$  будет практически синусоидальной. Основным недостатком этого класса усиления – низкий КПД, который можно рассчитать по формуле

$$\eta = \frac{P_2}{P_{п}} = \frac{U_{вых} I_{вых}}{E_{п} I},$$

где  $I$  – ток, потребляемый усилителем.

Для работы усилителя в режиме **B** рабочую точку  $a'$  устанавливают на пересечении линии нагрузки и выходной характеристики транзистора при  $I_{бп} = 0$  (рис. 3.9, *б*). В этом режиме переменные со-

ставляющие тока  $I_{\text{вых}}$  и напряжения  $U_{\text{вых}}$  возникают лишь в положительные полупериоды тока базы  $I_{\text{б}}$ . При синусоидальном входном напряжении выходное напряжение  $U_{\text{к}}$  имеет форму полусинусоид, т. е. нелинейные искажения очень большие. Этот режим часто используют в двухтактных усилителях мощности. КПД усилителя, работающего в режиме **В**, может достигать 80 %.

Иногда используют режим работы усилительного каскада, промежуточный между режимами **А** и **В**. Его называют режимом **АВ**. В этом режиме КПД усилителя больше, чем в режиме **А**, а нелинейные искажения меньше, чем в режиме **В**.

### 3.4. Усилители мощности на транзисторах

Усилители мощности предназначены для отдачи максимальной мощности в нагрузку при допустимых нелинейных и частотных искажениях. Они содержат один или несколько каскадов усиления. В выходных каскадах, как правило, используется низкоомная нагрузка. Как правило, усиление по напряжению мощных каскадов близко к единице. Таким образом, усиление по мощности в основном определяется коэффициентом усиления по току.

В усилителях мощности используются мощные биполярные транзисторы, через которые могут протекать токи силой более 1 А. Выходное напряжение и ток должны принимать как положительные, так и отрицательные значения.

На рис. 3.10 в качестве примера показана схема комплементарного эмиттерного повторителя класса **В**.

В этой схеме используются два комплементарных транзистора: транзистор 2N3904  $n-p-n$ -типа и транзистор 2N3906  $p-n-p$ -типа. Транзистор 2N3904 открыт при положительных значениях входного сигнала, а транзистор 2N3906 – при отрицательных.

Выходное напряжение на нагрузке может достигать значений  $\pm E_{\text{п}}$ .

Максимальная мощность, выделяемая на нагрузке:

$$P_{\text{н. max}} = \frac{E_{\text{п}}^2}{2R_{\text{н}}}.$$

КПД комплементарного эмиттерного повторителя класса **В**  $\eta \approx 0,78$ .

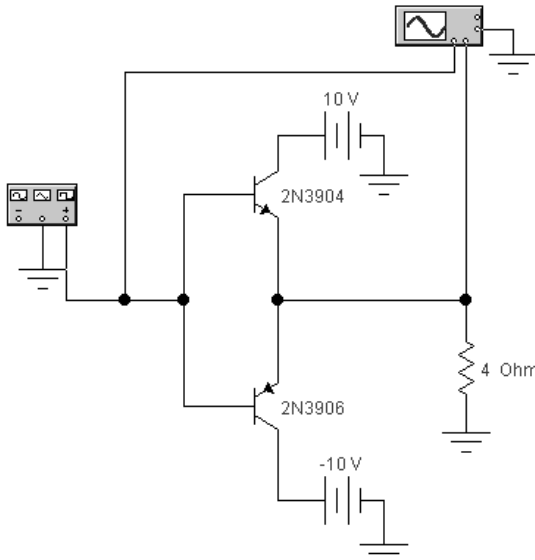


Рис. 3.10. Комплиментарный эмиттерный повторитель класса **B**

На рис. 3.11 показана осциллограмма входного и выходного напряжений.

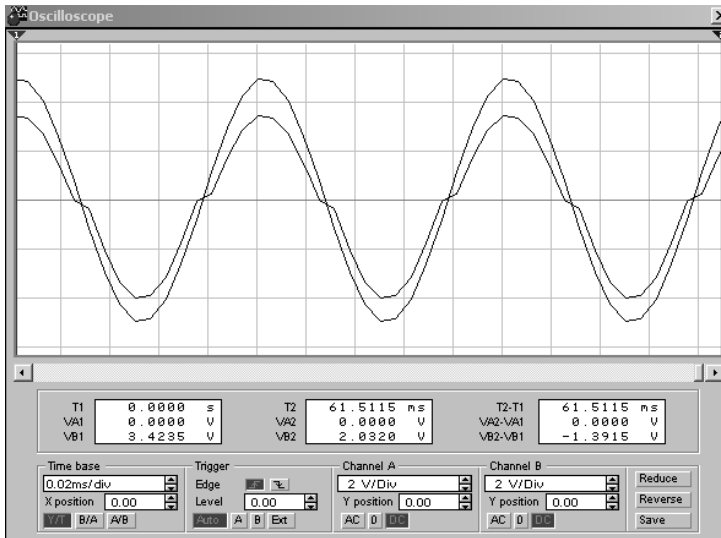


Рис. 3.11. Осциллограммы входного и выходного напряжений комплиментарного эмиттерного повторителя класса **B**

На рис. 3.11 видно, что в области малых значений входных напряжений  $U_{вх} < 1$  В возникают большие искажения выходного сигнала.

Этого недостатка лишена схема комплиментарного эмиттерного повторителя класса АВ (рис. 3.12).

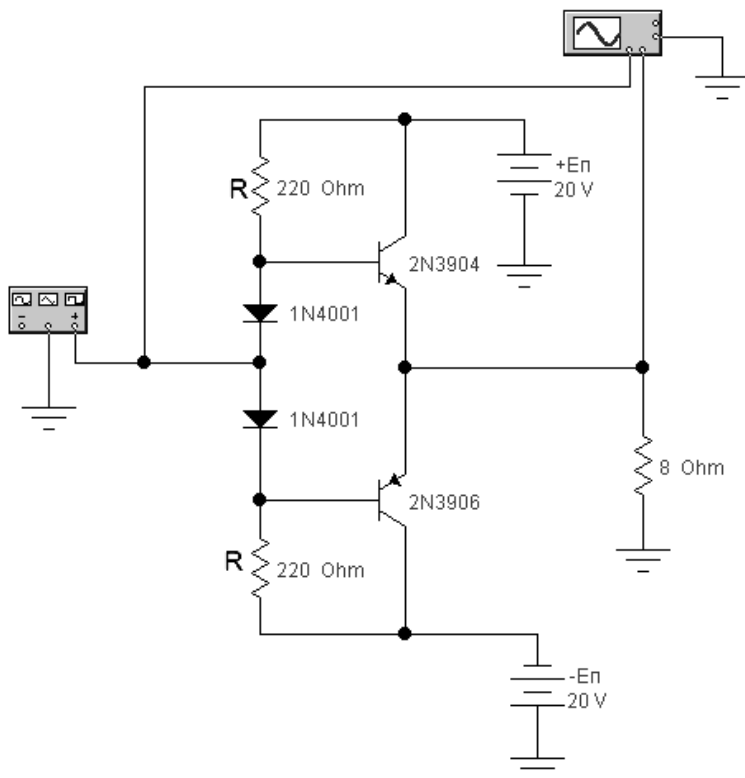


Рис. 3.12. Комплиментарный эмиттерный повторитель класса АВ

В этой схеме используются диоды, на которых падение напряжения примерно равно 0,7 В. При этом напряжении через транзисторы протекают небольшие токи покоя.

Резисторы  $R$  выбирают так, чтобы обеспечивался необходимый базовый ток в выходных транзисторах при пиковых значениях выходного сигнала.

В данной схеме используются источники питания  $\pm 20$  В. Сопротивление нагрузки равно 8 Ом. В нагрузке выделяется мощность 10 Вт.

Для синусоидального сигнала пиковое базовое напряжение

$$U_M = \sqrt{2PR} = \sqrt{2 \cdot 10 \cdot 8} = 12,7 \text{ В.}$$

Пиковый ток нагрузки

$$I_M = \sqrt{2 \cdot P/R} = \sqrt{2 \cdot 10/8} = 1,58 \text{ А.}$$

Мощные транзисторы имеют небольшой коэффициент усиления по току  $\beta \approx 50$ . Тогда для получения базового тока потребуются базовые резисторы с сопротивлением около 220 Ом (при пиковом значении сигнала ток базы будет определяться напряжением 7,3 В, равным разности 20 – 12,7 В).

На рис. 3.13 показана осциллограмма входного и выходного напряжений комплементарного эмиттерного повторителя класса **AB**. На вход усилителя подается синусоидальный сигнал с амплитудой  $U_{\text{вх. max}} = 8 \text{ В}$  и частотой 10 кГц.

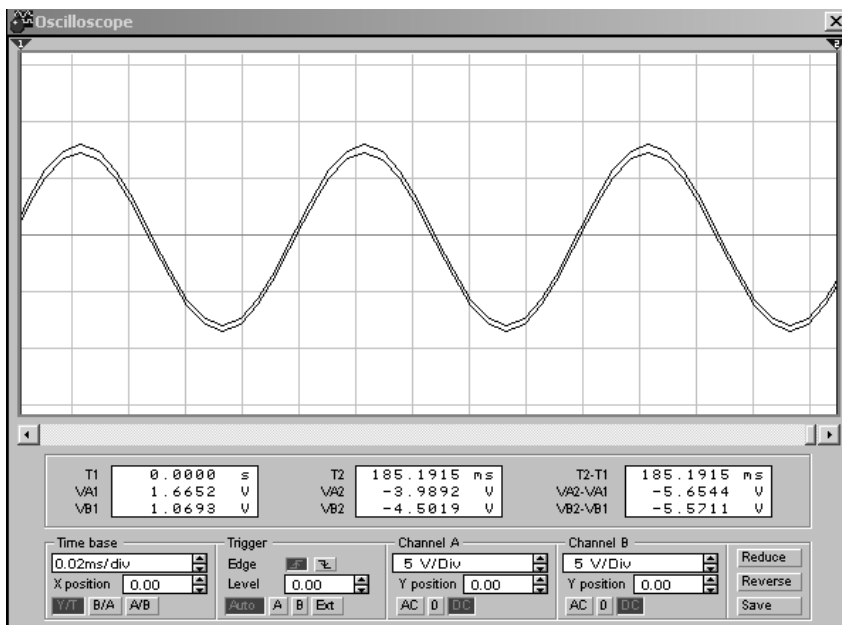


Рис. 3.13. Осциллограммы входного и выходного напряжений комплементарного эмиттерного повторителя класса **AB**

На рис. 3.13 видно, что в области малых значений входных напряжений  $U_{вх} < 1$  В искажения выходного сигнала минимальны.

### 3.5. Дифференциальный усилитель

Дифференциальным усилителем называют усилитель, усиливающий разность двух напряжений. Дифференциальный усилитель представляет собой сбалансированную мостовую электрическую цепь, рис. 3.14.

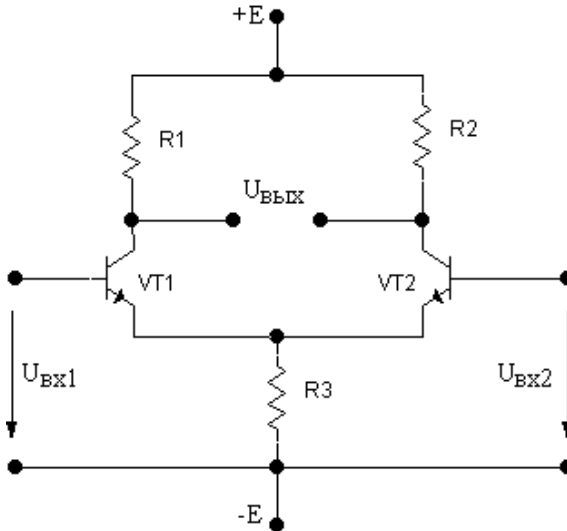


Рис. 3.14. Схема дифференциального усилителя

Два плеча такого моста составляют резисторы  $R_1$  и  $R_2$ , а два других – транзисторы  $VT_1$  и  $VT_2$ . Сопротивление  $R_3$  служит для стабилизации эмиттерного тока, который равен

$$I_3 = I_{к1} + I_{к2}.$$

Входные напряжения  $U_{вх1}$  и  $U_{вх2}$  подаются в базовые цепи транзисторов, а выходное напряжение снимается между коллекторами транзисторов, т. е. «с диагонали» моста.

К другой диагонали, как видно из схемы, подключаются два разнополярных источника питания с ЭДС, равной  $+E$  и  $-E$ .



При подаче напряжений  $U_{\text{вх1}}$  и  $U_{\text{вх2}}$  выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = K_U (U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}) = K_U \Delta U_{\text{вх}}.$$

Если обеспечить условие  $R_1 = R_2 = R_K$  и идентичность параметров транзисторов VT1 и VT2, то коэффициент усиления разности напряжений (дифференциальный сигнал)

$$K_U = (h_{21_3}/h_{11_3})R_K,$$

где  $h_{21_3}$  – коэффициент усиления по току;

$h_{11_3}$  – входное сопротивление транзистора.

Входное сопротивление дифференциального усилителя

$$R_{\text{вх1,2}} = 2h_{11_3}.$$

Выходное сопротивление дифференциального усилителя

$$R_{\text{вых1,2}} = 2R_K.$$

Дифференциальный усилитель относится к разряду усилителей постоянного тока (УПТ), которые имеют специфический недостаток, затрудняющий с течением времени усиление малых напряжений и токов и называемый дрейфом нуля.

Дрейф нуля заключается в том, что с течением времени могут изменяться токи транзисторов и напряжения на их электродах. В результате при входном напряжении, равном нулю:

$$U_{\text{вх}} = \Delta U_{\text{вх1,2}} = 0,$$

на выходе дифференциального усилителя появляется напряжение  $U_{\text{вых}} \neq 0$ . Это выходное напряжение, деленное на коэффициент усиления  $K$  усилителя, называют дрейфом, приведенным к входу усилителя:

$$U_{\text{вх др}} = U_{\text{вых}}/K$$

при  $U_{\text{вх}} = 0$ .

В идеально сбалансированном дифференциальном усилителе дрейф нуля равен нулю.

Воздействие дестабилизирующих факторов на дифференциальный усилитель равнозначно подаче на оба входа напряжений одинаковых

амплитуд и фазы. Подобные сигналы называют *синфазными* и обозначают  $U_{\text{вх.сф}}$ .

Для оценки подавления синфазного сигнала вводят *коэффициент ослабления синфазного сигнала*

$$K_{\text{ос.сф}} = K_U / K_{\text{сф}},$$

где  $K_{\text{сф}} = U_{\text{вых.сф}} / U_{\text{вх.сф}}$  – коэффициент усиления синфазного сигнала.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала  $K_{\text{ос.сф}}$  выражается обычно в децибелах, т. е.

$$K_{\text{ос.сф}} = 20 \lg(K / K_{\text{сф}}).$$

При хорошем ослаблении синфазного сигнала  $K_{\text{ос.сф}} = 10^4 - 10^6$ , что соответствует 80–120 дБ.

## 4. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ И АНАЛОГОВЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА НА ИХ ОСНОВЕ

### 4.1. Общие сведения

Операционный усилитель (ОУ) представляет собой усилитель постоянного тока с высоким коэффициентом усиления, дифференциальным входом и малыми значениями напряжения смещения нуля и входных токов. Операционные усилители выпускаются в малогабаритных корпусах, по размерам практически не отличаются от транзистора и имеют как минимум пять выводов.

На рис. 4.1 приведено изображение ОУ, принятое в технической литературе.

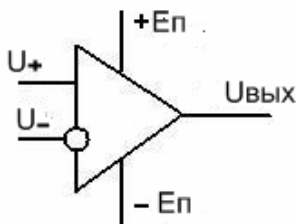


Рис. 4.1. Обозначение ОУ, принятое в технической литературе

На рис. 4.2 приведено условное графическое обозначение ОУ.

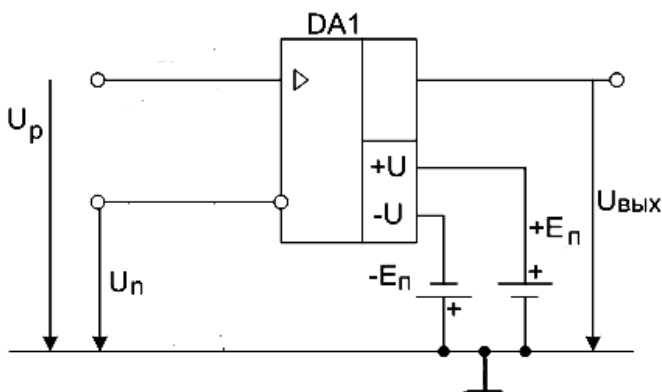


Рис. 4.2. Условное графическое обозначение ОУ

Как видно, ОУ имеет два входа и один выход. На схемах инвертирующий вход обозначают знаком «-» или кружком, а неинвертирующий вход обозначают знаком «+».

При подаче сигнала на неинвертирующий вход приращение выходного сигнала совпадает по знаку (фазе) с приращением входного сигнала. Если же сигнал подан на инвертирующий вход, то приращение выходного сигнала имеет обратный знак (противоположный по фазе) по сравнению с приращением входного сигнала.

Разность входных напряжений

$$U_{\text{вх}} = U_+ - U_- = U_p - U_n$$

называется входным напряжением.

Полусумма входных напряжений

$$U_{\text{вх.сф}} = \frac{U_+ + U_-}{2}$$

называется синфазным входным напряжением.

Выходное напряжение ОУ находится в одной фазе с разностью входных напряжений

$$U_{\text{вых}} = K_U (U_+ - U_-),$$

где  $K_U$  – коэффициент усиления ОУ.

Чтобы обеспечить возможность работы ОУ как с положительными, так и с отрицательными сигналами, используется двухполярное питание.

Операционный усилитель характеризуется теми же параметрами, что и другие усилители. Поведение ОУ в первом приближении можно описать при помощи его идеализированной модели.

**Характеристики идеального ОУ.** Условимся, что идеальный ОУ имеет бесконечно большое входное сопротивление, а его выходное сопротивление равно нулю. На рис. 4.3 изображены передаточные характеристики идеального ОУ, которые представляют собой зависимость  $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$  при нулевой частоте.

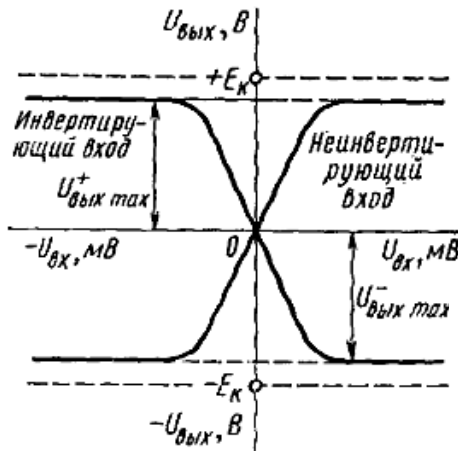


Рис. 4.3. Амплитудная (передаточная) характеристика ОУ [9]

Одна передаточная характеристика соответствует подаче входного напряжения на инвертирующий вход и нулевого сигнала – на неинвертирующий вход. В этом случае

$$U_{\text{вых}} = K_U(0 - U_-) = -K_U U_-.$$

Другая передаточная характеристика соответствует подаче входного напряжения на неинвертирующий вход и нулевого сигнала на инвертирующий вход. В этом случае

$$U_{\text{вых}} = K_U(U_+ - 0) = K_U U_+.$$

В линейной области функциональная связь между выходным напряжением  $U_{\text{вых}}$  и разностью входных напряжений  $U_+ - U_-$  определяется коэффициентом усиления по напряжению  $K_U$ :

$$U_{\text{вых}} = K_U(U_+ - U_-).$$

Значение коэффициента усиления  $K_U$  обычно превышает 10000. А так как напряжение на выходе ОУ не может превышать величину напряжения питания  $E_{\text{п}}$ , то диапазон разности входных напряжений, соответствующий работе ОУ в линейной области, весьма мал и определяется из неравенства

$$|U_+ - U_-| < \frac{|E_{\text{п}}|}{K_U}.$$

При типовой величине  $E_{\text{п}} = 15 \text{ В}$  и коэффициенте усиления  $10^5$  величина разностного сигнала, для того чтобы ОУ работал в линейном режиме, не должна превышать

$$|U_+ - U_-| < \frac{|15|}{10^5} = 150 \text{ мкВ}.$$

Измерение напряжения 150 мкВ в обычных условиях сопряжено со значительными трудностями, поскольку величины наведенных шумов и сетевого фона могут превышать 1 мВ.

Поэтому при определении линейного режима работы ОУ можно считать, что входные напряжения  $U_+$  и  $U_-$  практически равны. Другими словами, если  $U_{\text{вых}}$  не равно напряжению насыщения  $U_{\text{вых max}}$ , то потенциал входа (+) приблизительно равен потенциалу входа (-).

Горизонтальные участки передаточных характеристик соответствуют режиму работы ОУ, при котором выходное напряжение постоянно и равно напряжению насыщения  $U_{\text{вых max}}$ , которое обычно меньше напряжения питания на 1–2 В.

**Входные параметры реальных ОУ.** Параметры и характеристики реальных ОУ во многом отличаются от идеальных. Эти различия могут существенно влиять на работу схем. Рассмотрим некоторые из них.

**Напряжение смещения.** Кривые, приведенные на рис. 4.3, проходят через нуль. Состояние, когда  $U_{\text{вых}} = 0$  при  $U_{\text{вх}} = 0$ , называется *балансом ОУ*.

Для реальных ОУ условие баланса обычно не выполняется (наблюдается разбаланс). При  $U_{\text{вх}} = 0$  выходное напряжение ОУ может быть больше или меньше нуля. На рис. 4.4 пунктирными линиями показан возможный вид передаточной характеристики реальных ОУ при входном сигнале, подаваемом на неинвертирующий вход.

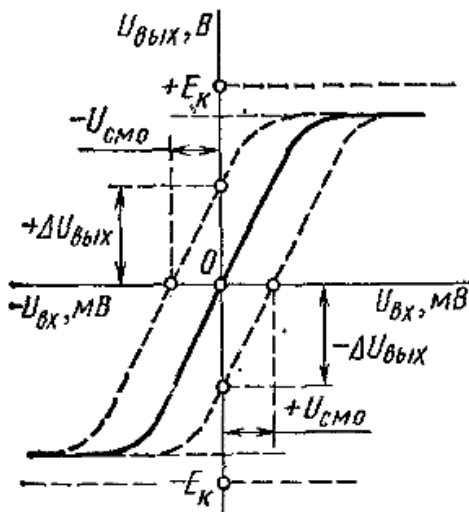


Рис. 4.4. Передаточные характеристики ОУ при наличии разбаланса [9]

Напряжение  $U_{\text{см}0}$ , при котором  $U_{\text{вых}} = 0$ , называется *входным напряжением смещения нуля*. Оно определяет значение напряжения, которое необходимо подать на вход ОУ для создания баланса. Напряжения  $U_{\text{см}0}$  и  $U_{\text{вых}}$  связаны соотношением

$$U_{\text{см}0} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{K_U}.$$

**Входные токи.** В реальных ОУ через входные клеммы протекают хотя и малые, но не нулевые постоянные токи  $I_{\text{вх}}$ , которые вызывают появление напряжения на выходе при отсутствии на входе внешнего сигнала.

Обычно величины двух входных токов не равны между собой и в технических условиях приводится средний входной ток смещения, равный полусумме абсолютных значений этих токов. Разность входных токов  $\Delta I_{вх}$  достигает 10–20 % от значений  $I_{вх}$ , которая также вызывает появление напряжения на выходе при отсутствии на входе внешнего сигнала. Необходимость учета входных токов возникает при построении схем на ОУ, когда в цепь одного или обоих входов включают резисторы (рис. 4.5).

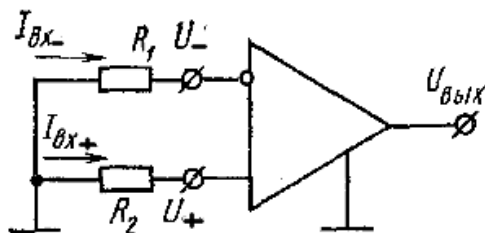


Рис. 4.5. Введение дополнительных резисторов во входные цепи ОУ для исключения разбаланса, создаваемого входными токами [9]

**Частотные параметры.** Усиление сигналов разных частот определяется амплитудно-частотной характеристикой ОУ (рис. 4.6).

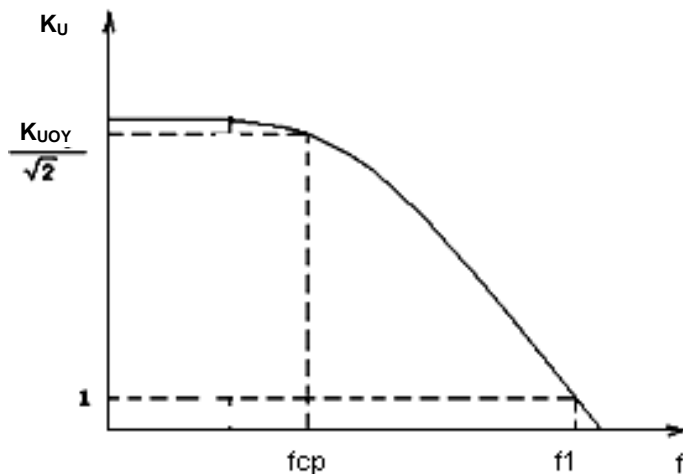


Рис. 4.6. Амплитудно-частотная характеристика ОУ

Амплитудно-частотная характеристика имеет спадающий характер в области высокой частоты, начиная от частоты среза  $f_{ср}$ . На частоте среза коэффициент усиления ОУ уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз или на 3 дБ. Частота  $f_1$ , при которой коэффициент усиления ОУ равен единице, называется *частотой единичного усиления*.

Если разделить полосу единичного усиления на частоту входного сигнала, то в результате получим коэффициент усиления ОУ на данной частоте сигнала:

$$K_U(f) = \frac{f_1}{f}.$$

**Динамические параметры.** Динамическими параметрами ОУ являются скорость нарастания выходного напряжения и время установления выходного напряжения (рис. 4.7).

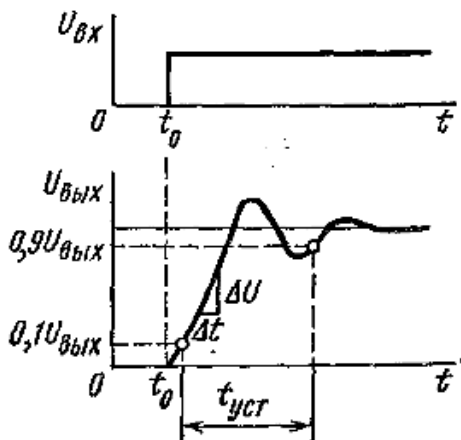


Рис. 4.7. Реакция ОУ на воздействие скачка напряжения на входе [9]

В качестве примера на рис. 4.8 показано окно параметров ОУ LM 741 в EWB.



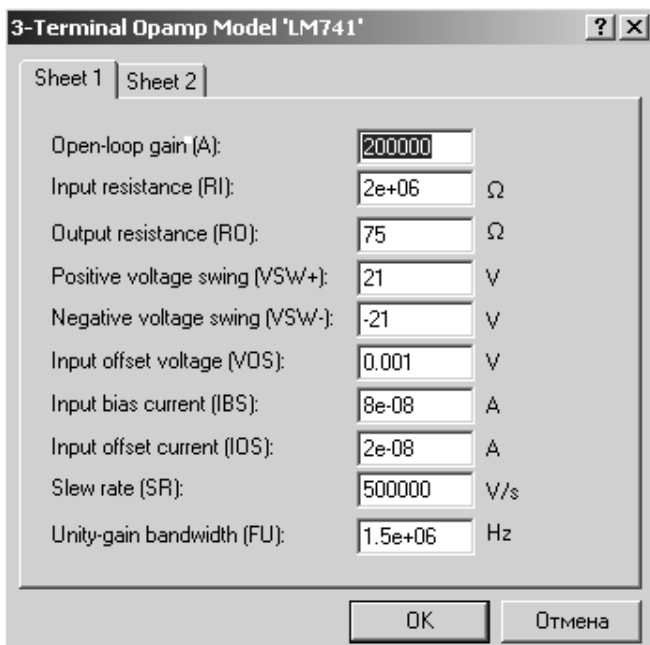


Рис. 4.8. Окно параметров ОУ LM741 в программе EWB

Наиболее важными параметрами ОУ LM741 являются:

- коэффициент усиления по напряжению (Open-loop gain A)  $K_U = 200000$ ;
- максимальное выходное напряжение (VSW)  $U_{\text{вых max}} = \pm 21 \text{ В}$ ;
- скорость нарастания выходного напряжения (Slew rate SR)  $500000 \text{ В/с}$ ;
- частота единичного усиления (Unity-gain bandwidth)  $f_1 = 1,5 \cdot 10^6 \text{ Гц}$ .

## 4.2. Исследование характеристик операционного усилителя

**Цель исследований:** определить основные характеристики ОУ LM 741 и сравнить их со значениями, приведенными на рис. 4.8.

### Эксперимент 4.1

#### *Определение максимального выходного напряжения*

На рабочем столе программы собираем две схемы (рис. 4.9) и на входы подаем постоянное напряжение 1 В. Запускаем программу.

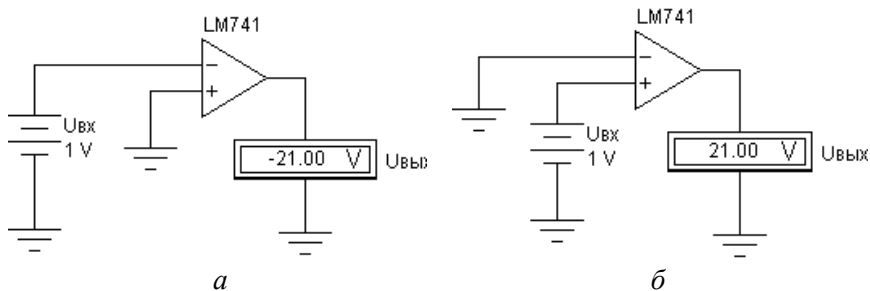


Рис. 4.9. Схема для определения максимального выходного напряжения

На рис. 4.9 видно, что при подаче напряжения  $U_{вх} = 1$  В на инвертирующий (а) или неинвертирующий вход (б) выходное напряжение

$$U_{вых\ max} = \pm 21\ В.$$

## Эксперимент 4.2

### *Измерение входных токов ОУ*

На рабочем столе программы собираем схему для измерения входных токов (рис. 4.10). Оба входа ОУ заземляем. Запускаем программу.

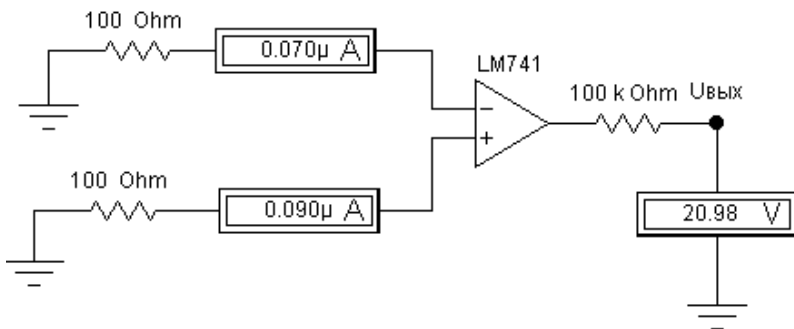


Рис. 4.10. Схема для измерения входных токов ОУ

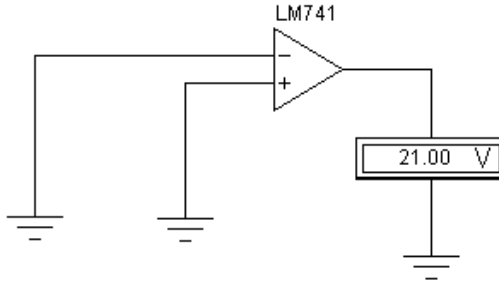
На рис. 4.10 видно, что входные токи  $I_- = 0,07$  мкА,  $I_+ = 0,09$  мкА.

### Эксперимент 4.3

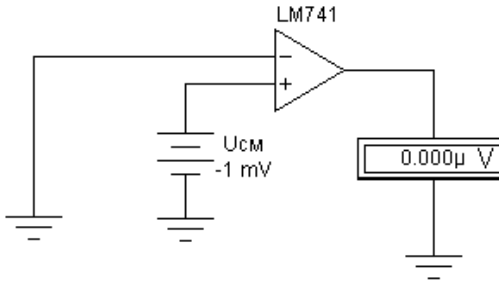
#### Измерение напряжения смещения ОУ

На рабочем столе программы собираем две схемы (рис. 4.11).

В первой схеме, рис. 4.11, *а*, оба входа заземлены. Во второй схеме, рис. 4.11, *б*, на неинвертирующий вход подаем напряжение смещения  $-1$  мВ. Запускаем программу.



*а*



*б*

Рис. 4.11. Схема для измерения напряжения смещения

На выходе первой схемы (см. рис. 4.11, *а*) при  $U_{вх} = 0$  В  $U_{вых} = 21$  В (ОУ разбалансирован).

На выходе второй схемы (см. рис. 4.11, *б*) при  $U_{вх} = -1$  мВ  $U_{вых} = 0$  В (ОУ сбалансирован).

## Эксперимент 4.4

### Измерение коэффициента усиления ОУ

На рабочем столе программы собираем схему для измерения входных токов (рис. 4.12). На инвертирующий вход подаем напряжение  $U_{\text{вх}} = 10 \text{ мкВ}$ . Запускаем программу.

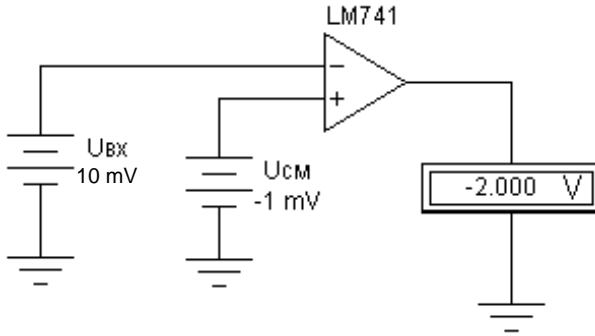


Рис. 4.12. Схема для измерения коэффициента усиления ОУ

Коэффициент усиления рассчитываем по формуле

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = 200000.$$

## Эксперимент 4.5

### Исследование АЧХ ОУ

На рабочем столе программы собираем схему для измерения АЧХ ОУ (рис. 4.13). На функциональном генераторе задаем амплитуду переменного напряжения  $U_{\text{вх max}} = 10 \text{ мкВ}$  и частоту 1 Гц. Запускаем программу.

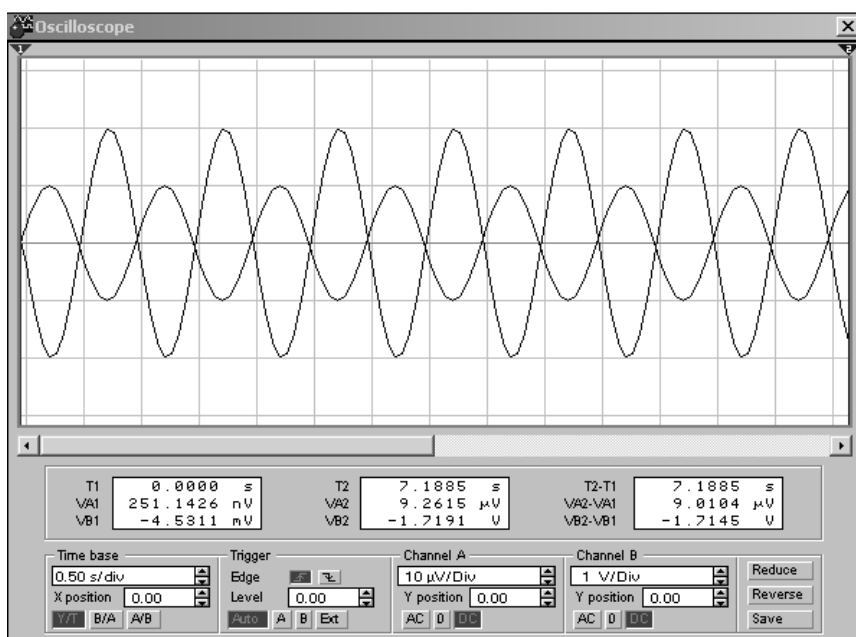
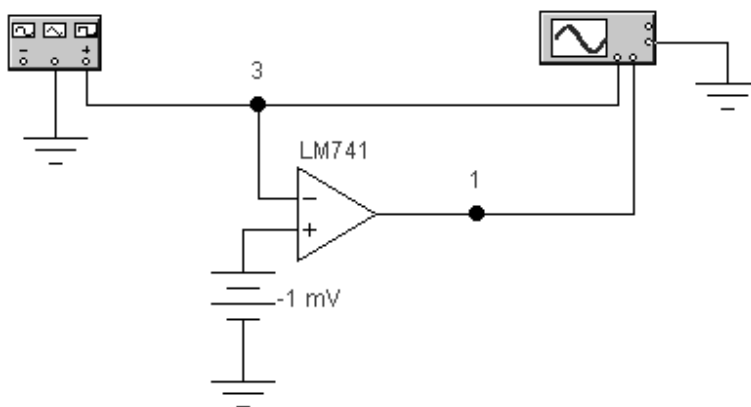


Рис. 4.13. Схема для исследования АЧХ ОУ

На экране осциллографа измеряем амплитуду входного напряжения  $U_{\text{вх max}} = 10 \text{ мкВ}$  и выходного  $U_{\text{вых max}} = 2 \text{ В}$  и рассчитываем коэффициент усиления на частоте 1 Гц.

Для построения АЧХ и ФЧХ ОУ с помощью программы EWB необходимо выполнить следующие действия:

1. Остановить работу программы.
2. Определить номер узловой точки выходного сигнала (точка *1* на рис. 4.13).
3. Открыть последовательно окна **Analysis** и **AC Frequency** (рис. 4.14).

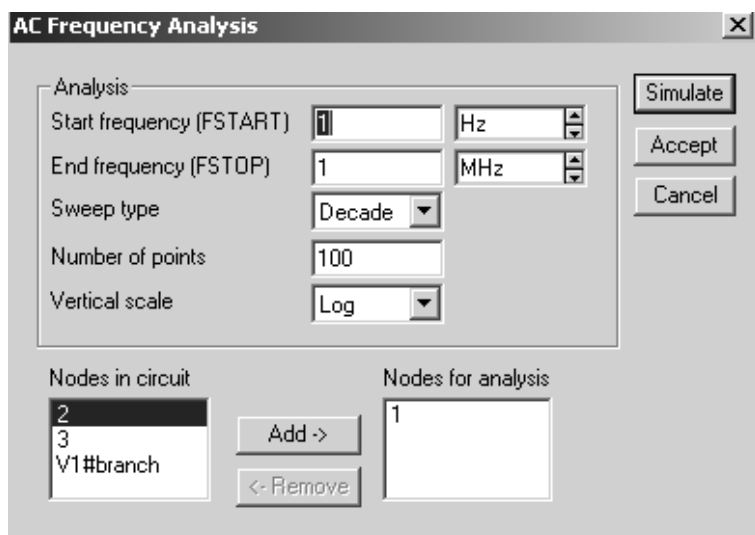


Рис. 4.14. Окно выбора параметров моделирования частотных характеристик

Установить начальную частоту 1 Гц, конечную частоту 10 МГц и номер точки выходного узла *1*. Нажать кнопку **Simulate** – на экране появятся графики АЧХ и ФЧХ усилителя (рис. 4.15).

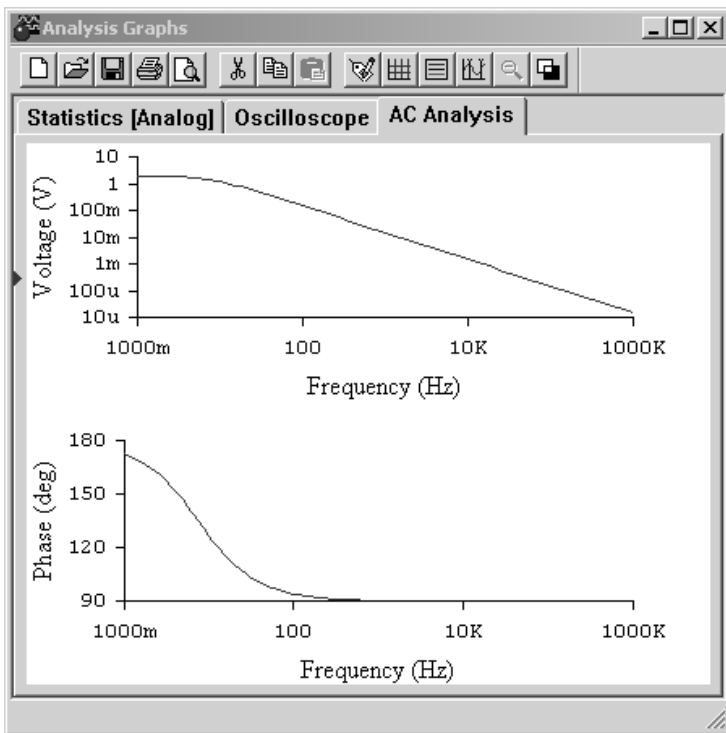


Рис. 4.15. АЧХ и ФЧХ ОУ LM741

Используя курсоры, определить частоту среза и частоту единичного усиления.

### 4.3. Основные схемы включения операционного усилителя

#### 4.3.1. Свойства операционного усилителя, охваченного отрицательной обратной связью

В преобразователях аналоговых сигналов ОУ всегда применяются с отрицательной обратной связью (ООС), которая уменьшает коэффициент усиления, устраняет искажения и нелинейность, расширяет полосу усиливаемых частот и т. д. Принцип введения ООС показан на рис. 4.16.



Рис. 4.16. Принцип действия отрицательной обратной связи

Выход усилителя через цепь обратной связи с коэффициентом передачи  $\beta \leq 1$  связан с его входом. При ООС напряжение на выходе цепи обратной связи вычитается из входного напряжения и коэффициент усиления схемы вычисляется по формуле

$$K = \frac{K_U}{1 + \beta K_U}.$$

Для ОУ, охваченного ООС, коэффициент усиления схемы вычисляется по формуле

$$K \approx \frac{1}{\beta}.$$

Из последнего соотношения следует, что коэффициент усиления ОУ с ООС в основном определяется свойствами внешней обратной связи и практически не зависит от параметров самого усилителя.

Для упрощенного анализа схем с ОУ, работающим в линейном режиме, используют следующие правила:

- Входы ОУ ток не потребляют:

$$I_- = I_+ = 0.$$

- Разность потенциалов между инвертирующим и неинвертирующим входами равна нулю:

$$\varphi_- = \varphi_+.$$



### 4.3.2. Основные схемы включения операционного усилителя

**Инвертирующий усилитель.** Входной сигнал подается на инвертирующий вход (рис. 4.17).

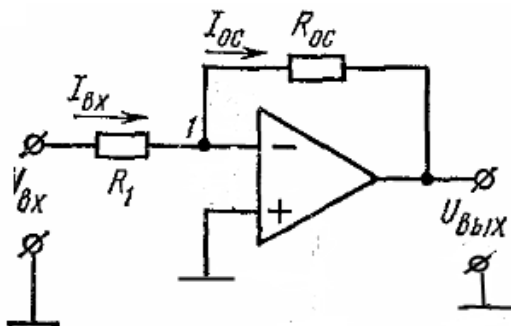


Рис. 4.17. Схема инвертирующего усилителя

Коэффициент усиления определяется по формуле

$$K = -\frac{R_{ос}}{R_1}.$$

Входное сопротивление определяется по формуле

$$R_{вх} \approx R_1.$$

Выходное сопротивление определяется по формуле

$$R_{вых} = \frac{R_{вых.ОУ} \left( 1 + \frac{R_{ос}}{R_1} \right)}{K_{УОУ}}.$$

**Неинвертирующий усилитель.** Входной сигнал подается на неинвертирующий вход (рис. 4.18).

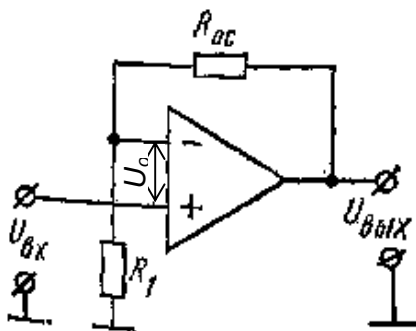


Рис. 4.18. Схема неинвертирующего усилителя

Коэффициент усиления определяется по формуле

$$K = 1 + \frac{R_{\text{ОС}}}{R_1}.$$

Входное сопротивление определяется по формуле

$$R_{\text{ВХ}} \approx R_{\text{ВХ ОУ}}(1 + \beta \cdot K_U).$$

Выходное сопротивление определяется по формуле

$$R_{\text{ВЫХ}} \approx \frac{R_{\text{ВЫХ ОУ}}}{1 + \beta \cdot K_U}.$$

**Повторитель напряжения.** Входной сигнал подается на неинвертирующий вход (рис. 4.19). Коэффициент передачи ООС  $\beta = 1$ .

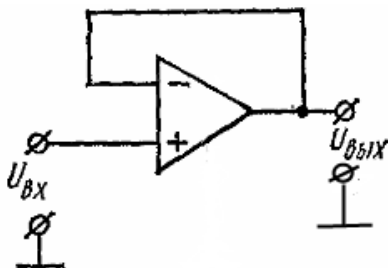


Рис. 4.19. Схема повторителя напряжения

Коэффициент усиления по напряжению  $K = 1$ .  
Входное сопротивление определяется по формуле

$$R_{\text{вх}} \approx R_{\text{вх ОУ}}(1 + K_U).$$

Выходное сопротивление определяется по формуле

$$R_{\text{вых}} \approx \frac{R_{\text{вых.ОУ}}}{1 + K_U}.$$

Повторитель напряжения обладает максимальным входным сопротивлением и минимальным выходным сопротивлением.

### ***4.3.3. Исследования основных схем включения операционного усилителя***

**Цель исследований:** определить основные характеристики инвертирующего усилителя на ОУ.

## **Э к с п е р и м е н т 4.6**

### ***Определение коэффициента усиления***

На рабочем столе программы собираем схему для измерения АЧХ ОУ (рис. 4.20). На функциональном генераторе задаем амплитуду переменного напряжения  $U_{\text{вх max}} = 1$  В и частоту 1 кГц. Запускаем программу.

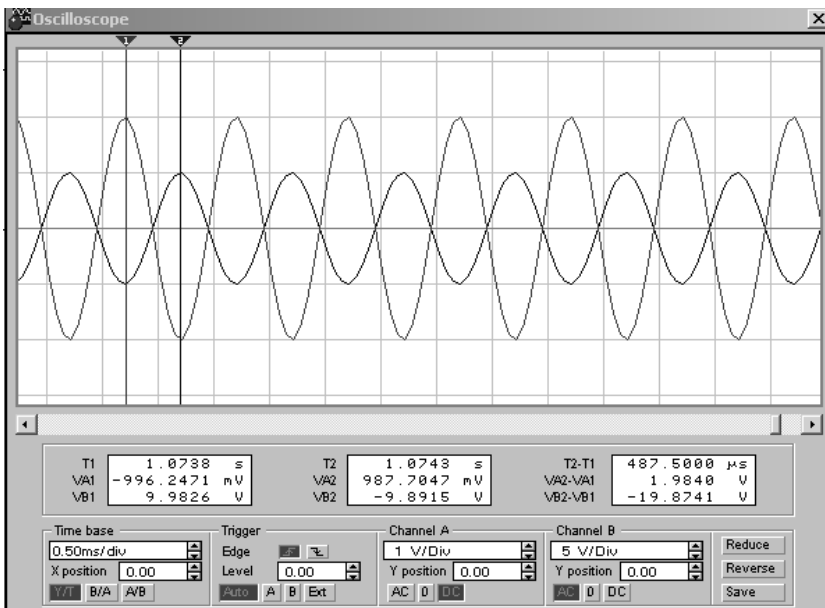
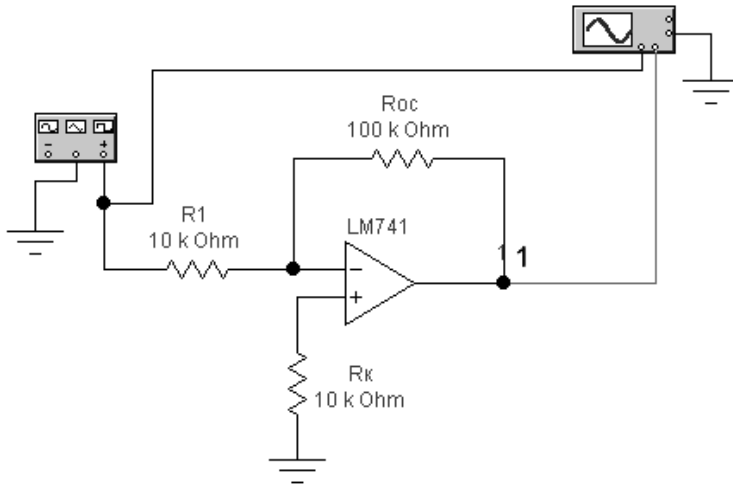


Рис. 4.20. Инвертирующий усилитель на ОУ

На экране осциллографа измеряем амплитуду входного напряжения  $U_{вх\ max}$  и выходного  $U_{вых\ max}$  и рассчитываем коэффициент усиления на частоте 1 кГц.

Коэффициент усиления рассчитываем по формуле

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$$

Для построения АЧХ и ФЧХ ОУ с помощью программы EWB необходимо выполнить следующие действия:

1. Остановить работу программы.
2. Определить номер узловой точки выходного сигнала (точка 1 на рис. 4.20).
3. Открыть последовательно окна **Analysis** и **AC Frequency**.  
Установить начальную частоту 1 Гц, конечную частоту 1 МГц и номер точки выходного узла 1.

Нажать кнопку **Simulate** – на экране появятся графики АЧХ и ФЧХ инвертирующего усилителя (рис. 4.21).

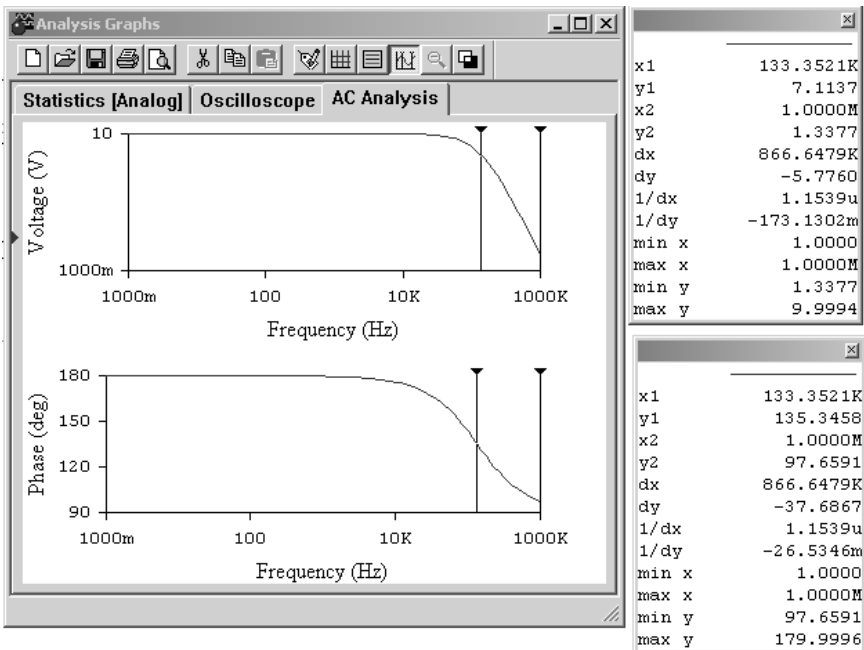


Рис. 4.21. АЧХ и ФЧХ инвертирующего усилителя на ОУ

С помощью курсоров определяем, что частота среза равна 133 кГц.

#### 4.4. Функциональные устройства на операционных усилителях

На основе ОУ создаются схемы, предназначенные для выполнения математических операций над входными сигналами (сложение, вычитание, интегрирование, выделение модуля функции и т. п.). Такие схемы находят широкое применение в устройствах автоматического управления, они составляют основу аналоговых ЭВМ.

##### 4.4.1. Схемы сложения-вычитания

**Схема суммирования.** Для суммирования нескольких напряжений можно применить ОУ в инвертирующем включении. Входные напряжения через добавочные резисторы подаются на инвертирующий вход усилителя (рис. 4.22).

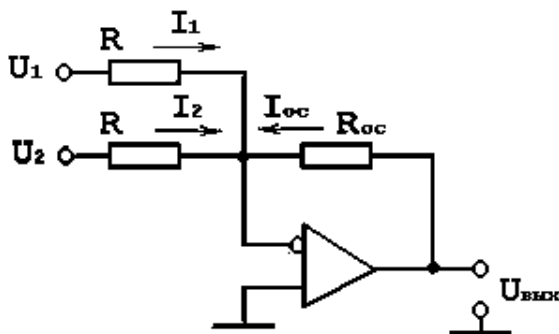


Рис. 4.22. Схема инвертирующего сумматора

Для сумматора на ОУ в инвертирующем включении справедливы следующие соотношения:

- входной ток

$$I_1 = U_1/R_1,$$

- входной ток

$$I_2 = U_2/R_2,$$

- ток в цепи обратной связи

$$I_{oc} = -U_{вых} / R_{oc},$$

- сумма входных токов

$$I_1 + I_2 = I_{oc},$$

- выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = -R_{oc} \cdot (U_1/R_1 + U_2/R_2).$$

**Схема сложения-вычитания.** Эта схема представляет собой обобщение схемы усилителя с дифференциальным входом (рис. 4.23).

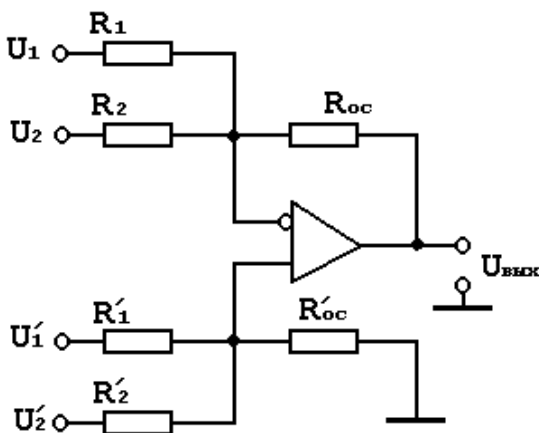


Рис. 4.23. Схема сложения-вычитания

Для правильной работы этой схемы необходимо, чтобы сумма масштабных коэффициентов инвертирующей части схемы была равна сумме масштабных коэффициентов в неинвертирующей части:

$$\frac{R_{oc}}{R_1} + \frac{R_{oc}}{R_2} + \dots + \frac{R_{oc}}{R_m} = \frac{R'_{oc}}{R'_1} + \frac{R'_{oc}}{R'_2} + \dots + \frac{R'_{oc}}{R'_n},$$

где  $m$  – число инвертирующих входов;

$n$  – число неинвертирующих входов.

В этом случае

$$U_{\text{вых}} = - \left( \frac{U_1 R_{oc}}{R_1} + \frac{U_2 R_{oc}}{R_2} + \dots + \frac{U_m R_{oc}}{R_m} \right) + \left( \frac{U_{m+1} R'_{oc}}{R'_1} + \frac{U_{m+2} R'_{oc}}{R'_2} + \dots + \frac{U_{m+n} R'_{oc}}{R'_n} \right).$$

#### 4.4.2. Схема интегрирования

Интеграторы предназначены для интегрирования во времени электрических входных сигналов.

**Идеальный интегратор.** Схема идеального интегратора приведена на рис. 4.24.

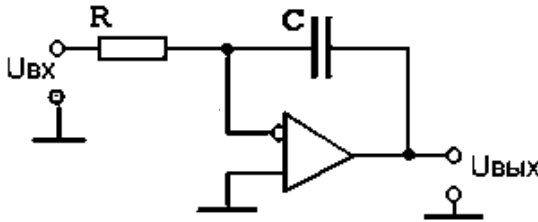


Рис. 4.24. Схема идеального интегратора на ОУ

Для идеального ОУ для входного тока  $I_R$  и тока через конденсатор  $I_C$  справедливо следующее равенство:

$$I_C = -C(dU_{\text{вых}}/dt) = I_R = U_{\text{вх}}/R.$$

Решая это выражение относительно  $dU_{\text{вых}}$ , получим

$$dU_{\text{вых}} = -(1/RC)U_{\text{вх}}dt.$$

Интегрируя последнее уравнение, найдем выходное напряжение:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}(0) - \frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} U_{\text{вх}} dt.$$

**Пример интегрирования.** На вход интегратора подается периодический сигнал прямоугольной формы (рис. 4.25).



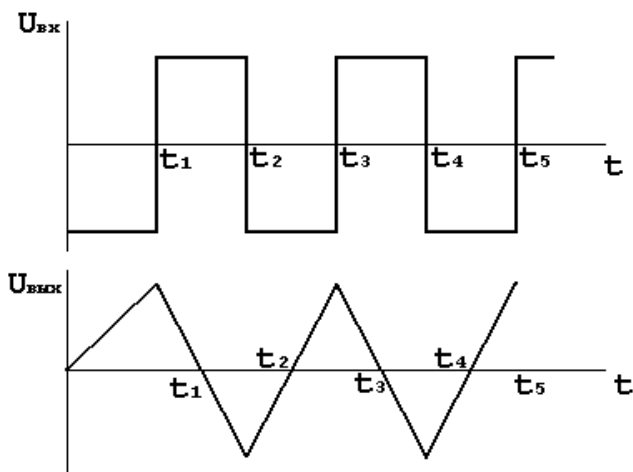


Рис. 4.25. Временные диаграммы напряжения на входе и выходе

Так как сигнал периодический, то для описания выходного напряжения достаточно рассмотреть один период. Выходное напряжение можно записать как функцию времени (см. рис. 4.24):

$$U_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} \int U dt = -\frac{U}{RC} \cdot t.$$

После интегрирования получаем наклонную прямую на каждом полупериоде. Пределами интегрирования в этой формуле являются моменты времени  $t_1$  и  $t_2$ .

**Реальный интегратор.** В реальном ОУ на входах действуют напряжение смещения и входные токи, которые вносят ошибки в результаты интегрирования. Для уменьшения ошибки интегрирования, обусловленной действием напряжения смещения, параллельно конденсатору подключают дополнительный резистор  $R_p$ . Для уменьшения ошибки интегрирования, обусловленной действием входных токов, используют компенсационный резистор  $R_k = R \parallel R_p$ . Практическая схема интегратора приведена на рис. 4.26.

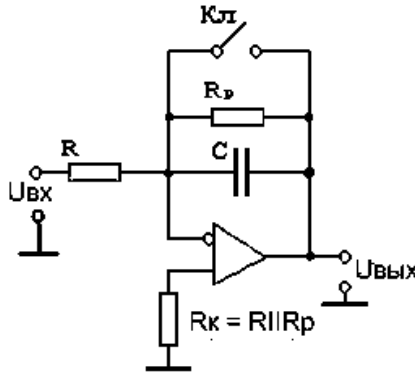


Рис. 4.26. Инвертирующий интегратор на ОУ с дополнительным резистором  $R_p$  в цепи обратной связи

Типичная логарифмическая АЧХ (ЛАЧХ) интегратора на ОУ с шунтирующим резистором в цепи обратной связи  $R_p$  и без него показаны на рис. 4.27.

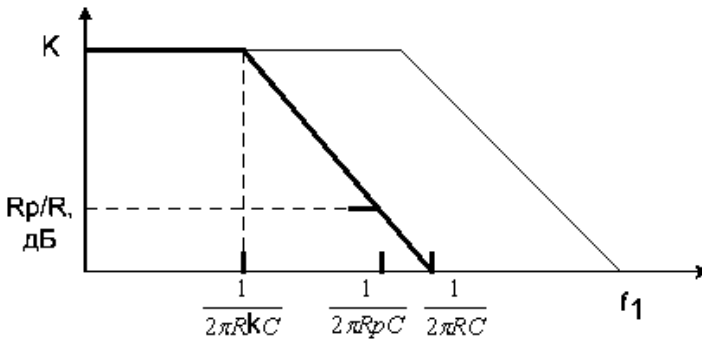


Рис. 4.27. Логарифмическая АЧХ интегратора

На рис. 4.27 представлены три разные ЛАЧХ: тонкая сплошная линия – ЛАЧХ ОУ, жирная линия – ЛАЧХ идеального интегратора, штрихпунктирная линия – ЛАЧХ реального интегратора с резистором  $R_p$  в цепи обратной связи.

Для идеального интегратора коэффициент усиления на низких частотах равен  $K$  и частота среза определяется по формуле

$$f_{ср1} = \frac{1}{2\pi R K_0 C}.$$

Для реального интегратора коэффициент усиления на низких частотах равен  $R_p/R$  и частота среза определяется по формуле

$$f_{\text{ср2}} = \frac{1}{2\pi R_p C}.$$

Полоса частот, в которой возможно интегрирование входного напряжения, лежит в области от  $\frac{1}{2\pi R_p C}$  до  $\frac{1}{2\pi RC}$ .

В полосе частот от 0 до  $\frac{1}{2\pi R_p C}$  реальный интегратор можно рассматривать как инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления  $K_U = -R_p/R$ .

#### 4.4.3. Схема дифференцирования

Дифференциатор используется тогда, когда надо получить выходной сигнал, пропорциональный скорости изменения входного.

**Идеальный дифференциатор.** Схема идеального дифференциатора приведена на рис. 4.28.

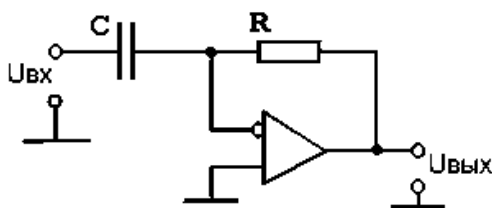


Рис. 4.28. Схема инвертирующего дифференциатора на ОУ

Для идеального ОУ напряжение на конденсаторе  $U_C$  равно входному напряжению  $U_{\text{вх}}$ , а ток через сопротивление обратной связи  $R$  равен току через конденсатор  $C$ , т. е.

$$I_R = -I_C.$$

В этом случае выходное напряжение

$$U_{\text{ВЫХ}} = I_R R = -I_C \cdot R = -R \cdot C(dU_{\text{ВХ}}/dt).$$

**Пример дифференцирования.** На вход дифференциатора подается периодический сигнал треугольной формы (рис. 4.29).

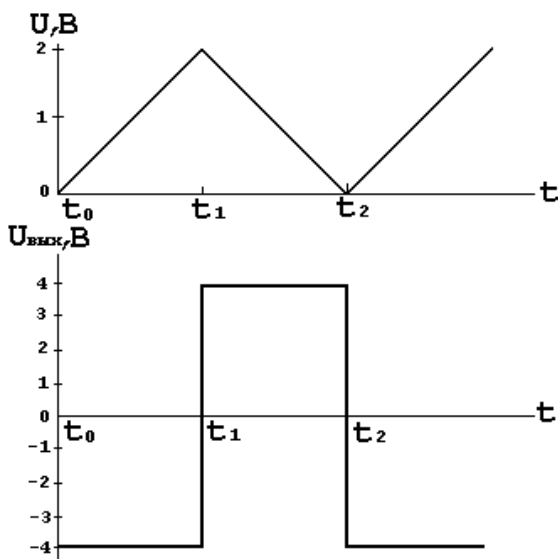


Рис. 4.29. Временные диаграммы напряжения на входе и выходе

Так как сигнал периодический, то для описания выходного напряжения достаточно рассмотреть один период. Выходное напряжение можно записать как функцию времени (см. рис. 4.29):

$$U_{\text{ВЫХ}} = -RC \cdot \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt}.$$

**Реальный дифференциатор.** Практическая схема дифференциатора приведена на рис. 4.30.

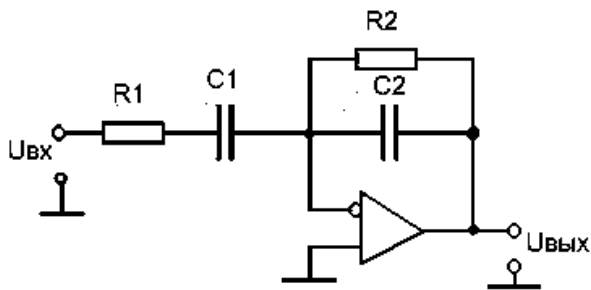


Рис. 4.30. Инвертирующий дифференциатор на ОУ

Резистор  $R_1$  и емкость  $C_1$  образуют дифференцирующую цепочку с частотой среза

$$f_{\text{ср1}} = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C_1}.$$

Резистор  $R_2$  и емкость  $C_2$  образуют интегрирующую цепочку с частотой среза

$$f_{\text{ср2}} = \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot C_2}.$$

Типичная логарифмическая АЧХ (ЛАЧХ) реального дифференциатора на ОУ показана на рис. 4.31.

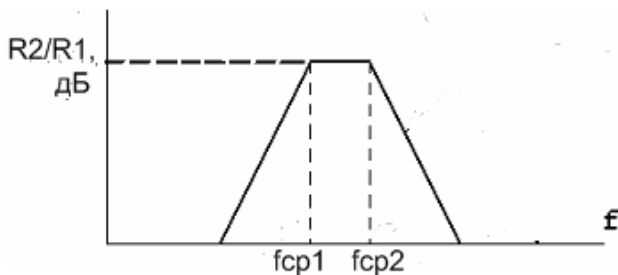


Рис. 4.31. ЛАЧХ реального дифференциатора

Частотная характеристика реального дифференциатора представляет собой частотную характеристику полосового фильтра с подъемом и спадом 20 дБ/декада и с коэффициентом усиления, большим единицы.

В области частот, меньших частоты среза

$$f_{\text{ср1}} = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C_1},$$

возможно дифференцирование входного напряжения.

В полосе частот от  $f_{\text{ср1}}$  до  $f_{\text{ср2}}$  реальный дифференциатор можно рассматривать как инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления

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

В области частот, больших частоты среза

$$f_{\text{ср2}} = \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot C_2},$$

возможно интегрирование входного напряжения.

## **4.5. Генераторы сигналов на ОУ**

### **4.5.1. Релаксационные генераторы**

Релаксационными называют генераторы, у которых регулирующий (усилительный) элемент работает в переключательном (релейном) режиме. К ним относят автоколебательный и ждущий мульти-вибраторы, генераторы пилообразных и треугольных колебаний.

Основой релаксационных генераторов на ОУ обычно является регенеративный компаратор, называемый также триггером Шмитта.

Триггер Шмитта может быть выполнен на ОУ с резистивной положительной обратной связью (рис. 4.32).

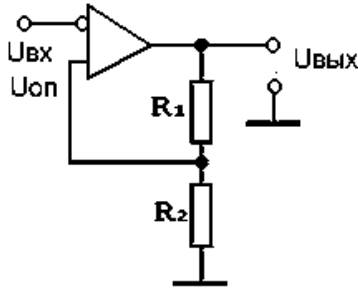


Рис. 4.32. Триггер Шмитта

Выходное напряжение компаратора может иметь только два значения:

- если  $U_{\text{вх}} > U_{\text{оп}}$ , то  $U_{\text{вых}} = -U_{\text{вых max}}$ ;
- если  $U_{\text{вх}} < U_{\text{оп}}$ , то  $U_{\text{вых}} = +U_{\text{вых max}}$ .

Часть выходного напряжения с помощью делителя напряжения  $R_1$ ,  $R_2$  подается на неинвертирующий вход.

Когда  $U_{\text{вх}} < U_{\text{оп}}$ , то  $U_{\text{вых}} = +U_{\text{вых max}}$  и опорное напряжение  $U_{\text{оп}}$  будет положительным и равно

$$U_{\text{оп}} = +\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{\text{вых max}}.$$

Когда  $U_{\text{вх}} > U_{\text{оп}}$ , то  $U_{\text{вых}} = -U_{\text{вых max}}$  и опорное напряжение  $U_{\text{оп}}$  будет отрицательным и равно

$$U_{\text{оп}} = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{\text{вых max}}.$$

**Автоколебательный мультивибратор на ОУ.** Автоколебательный мультивибратор предназначен для получения периодического сигнала прямоугольной формы, параметры которого зависят от элементов схемы. Схема автоколебательного мультивибратора приведена на рис. 4.33, а. Он состоит из инвертирующего триггера Шмитта, охваченного отрицательной обратной связью с помощью интегрирующей RC-цепочки.

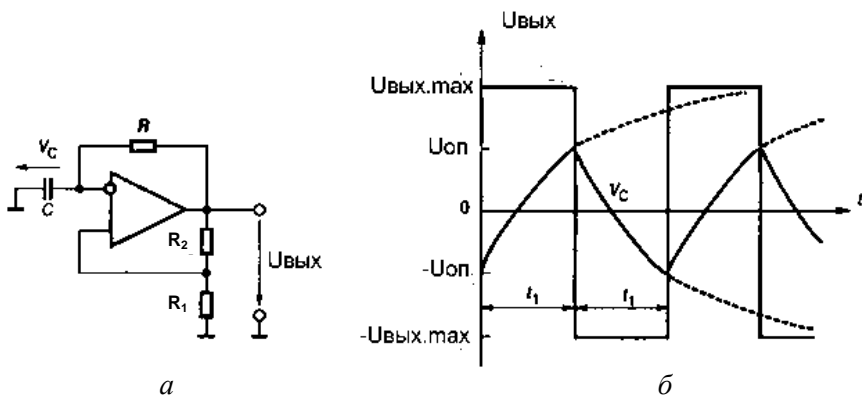


Рис. 4.33. Автоколебательный мультивибратор [2]

Когда напряжение на конденсаторе  $U_C$  достигает одного из порогов срабатывания, схема переключается и ее выходное напряжение скачком принимает противоположное значение. При этом конденсатор начинает перезаряжаться в противоположном направлении, пока его напряжение не достигнет другого порога срабатывания. В этот момент схема переключается в первоначальное состояние (рис. 4.33, б).

Длительность этапа зарядки конденсатора можно рассчитать по формуле

$$t_1 = R C \ln(1 + 2 R_2 / R_1).$$

Длительность этапа разрядки конденсатора можно рассчитать по формуле

$$t_2 = R C \ln(1 + 2 R_2 / R_1).$$

Период следования прямоугольных импульсов можно рассчитать по формуле

$$T = 2 \cdot R C \ln(1 + 2 R_2 / R_1).$$

Сквозность импульсов рассчитывают по формуле

$$Q = T / t_1.$$

Как видно из представленных выражений, длительность импульсов, формируемых автоколебательным мультивибратором, определяется времязадающими RC-цепочками.



**Моделирование автоколебательного мультивибратора.** На рабочем столе программы собираем схему автоколебательного мультивибратора (рис. 4.34). Запускаем программу.

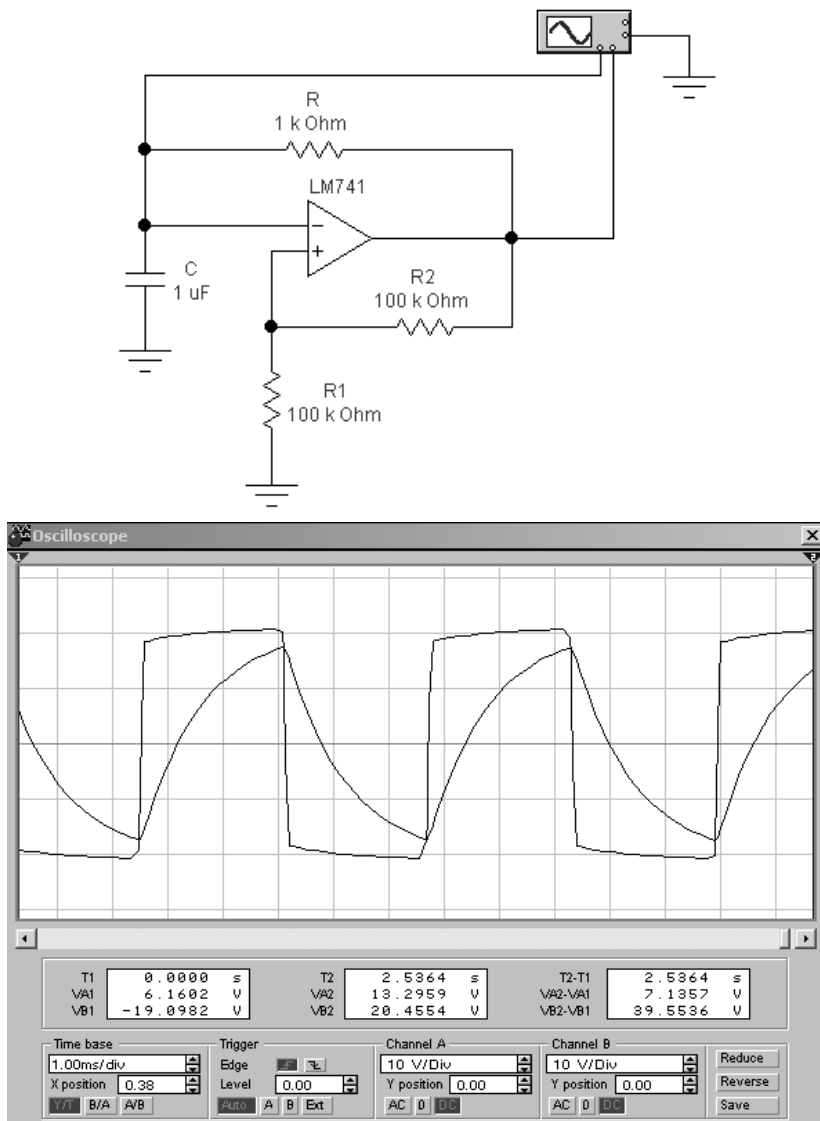


Рис. 4.34. Схема автоколебательного мультивибратора

На рис. 4.34 видно, что напряжение на конденсаторе изменяется экспоненциально, а выходное напряжение имеет прямоугольную форму.

#### 4.5.2. Генераторы синусоидальных колебаний

Простейшая схема RC-генератора синусоидальных колебаний на операционном усилителе приведена на рис. 4.35, а.

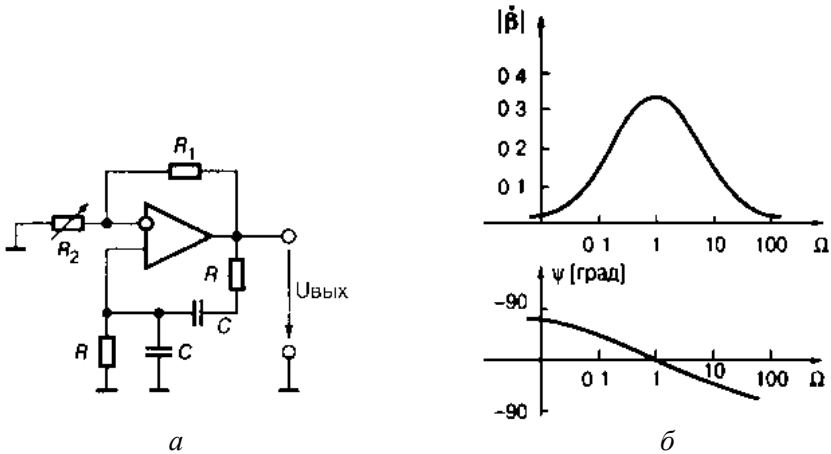


Рис. 4.35. RC-генератор синусоидальных колебаний [2]

В цепи обратной связи использован полосовой RC-фильтр (мост Вина), частотные характеристики которого приведены на рис. 4.35, б. Здесь по оси абсцисс отложена относительная частота  $\Omega = \omega RC$ , поэтому средняя частота полосы пропускания равна единице.

Фазовый сдвиг на средней частоте  $\varphi(1) = 0$ .

Коэффициент передачи по напряжению полосового RC-фильтра на средней частоте  $|\beta(1)| = 1/3$ .

Для выполнения условия баланса амплитуд ОУ по неинвертирующему входу должен иметь коэффициент усиления  $K = 3$ . Поэтому  $R_1 = 2R_2$ .

При строгом выполнении этих условий и идеальном ОУ в схеме на рис. 4.35 возникнут незатухающие колебания с частотой

$$f = \frac{1}{2\pi RC}.$$

Однако амплитуда этих колебаний будет неопределенна.

**Моделирование генератора синусоидальных колебаний.** На рабочем столе программы собираем схему генератора синусоидальных колебаний (рис. 4.36). Запускаем программу.

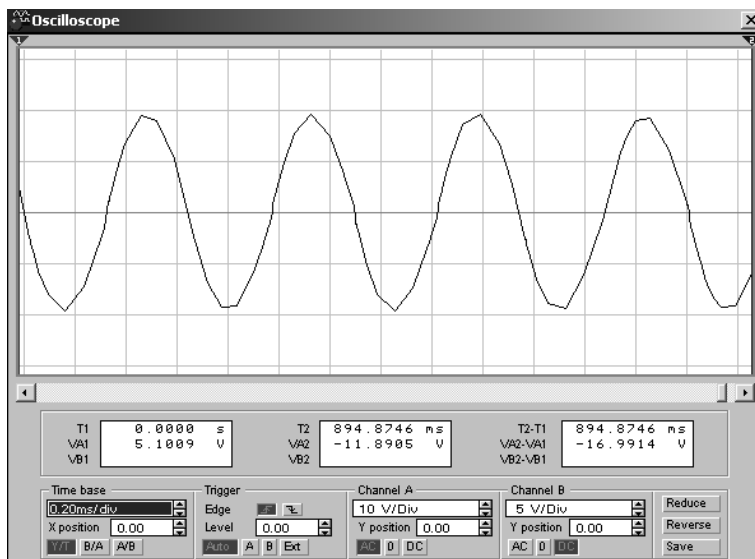
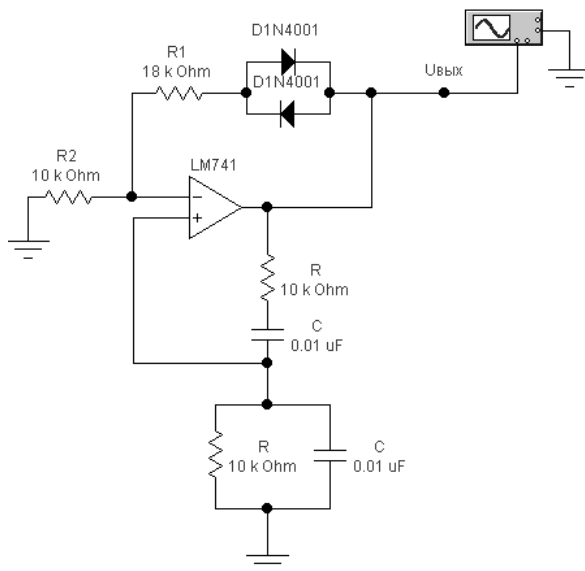


Рис. 4.36. RC-генератор синусоидальных колебаний

## 5. АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ НА ОПЕРАЦИОННОМ УСИЛИТЕЛЕ

При написании данной главы частично использовался материал, содержащийся в [2], [6] и [10].

### 5.1. Краткие теоретические сведения и расчетные формулы

*Активными электрическими фильтрами* называют электронные усилители, содержащие RC-цепи и включенные таким образом, что у усилителя появляются частотно-избирательные свойства, т. е. коэффициент усиления зависит от частоты входного сигнала. Свойства активных фильтров могут быть описаны передаточной функцией.

**Фильтры нижних частот.** Передаточная функция фильтра нижних частот (ФНЧ) в общем виде может быть записана как

$$W(S) = \frac{K_0}{1 + c_1 S + c_2 S^2 + \dots + c_n S^n},$$

где  $K_0$  – коэффициент усиления фильтра на нулевой частоте;

$c_1, c_2, \dots, c_n$  – положительные действительные коэффициенты;

$S = j\omega/\omega_{\text{ср}}$  – комплексная нормированная частота;

$\omega_{\text{ср}}$  – круговая частота среза.

Порядок фильтра определяется максимальной степенью переменной  $S$ . Для реализации фильтров более высокого порядка необходимо разложить полином знаменателя на множители. В этом случае его следует записать в виде произведения квадратных трехчленов:

$$W(S) = \frac{K_0}{\prod_i (1 + a_i S + b_i S^2)},$$

где  $a_i$  и  $b_i$  – положительные действительные коэффициенты.

**Фильтр Баттерворта нижних частот.** Передаточная характеристика фильтра имеет вид

$$|W(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{\text{ср}}}\right)^{2n}}},$$

где  $n = 1, 2, 3, \dots$  – порядок фильтра.

АЧХ фильтра Баттерворта имеет длинный горизонтальный участок и резко спадает за частотой среза. Для фильтра 2-го порядка крутизна спада АЧХ равна 20 дБ на октаву. Чем выше порядок фильтра, тем круче спад АЧХ (рис. 5.1).

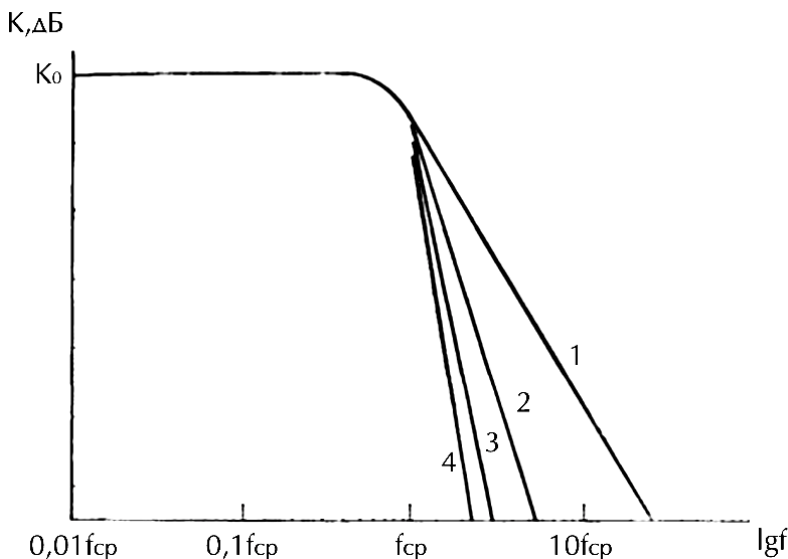


Рис. 5.1. Частотные характеристики фильтров Баттерворта нижних частот с частотой среза  $f_{ср} = 1$  кГц:  
 1 – для фильтра первого порядка; 2 – второго порядка;  
 3 – третьего порядка; 4 – четвертого порядка [6]

**Фильтр Чебышева низких частот.** Передаточная характеристика фильтра Чебышева низких частот имеет вид

$$|W(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 C_n^2 \left( \frac{\omega}{\omega_{ср}} \right)}},$$

где  $n = 1, 2, 3, \dots$  – порядок фильтра.

Параметры  $\varepsilon$  и  $K$  – постоянные числа, а  $C_n$  является полиномом Чебышева первого рода степени  $n$  и имеет вид

$$C_n(x) = \cos(n \cdot \arccos x)$$

при  $x \leq 1$ .

АЧХ фильтра Чебышева имеет волнообразные зубцы в полосе пропускания и равномерна в полосе подавления (рис. 5.2). Количество зубцов в полосе пропускания тем больше, чем выше ее порядок. Амплитуда этих зубцов может быть задана при конструировании фильтра и обычно устанавливается на уровне 0,5; 1; 2 или 3 дБ, причем увеличение допустимой амплитуды зубцов позволяет получить более крутой спад АЧХ на переходном участке.

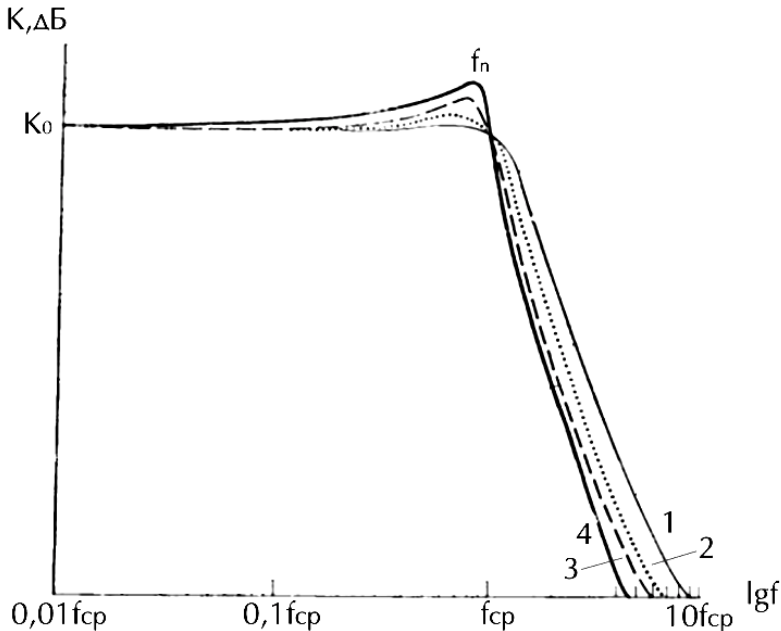


Рис. 5.2. Частотные характеристики фильтров Чебышева нижних частот второго порядка с неравномерностью в полосе пропускания 1 – 0,5 дБ; 2 – 1 дБ; 3 – 2 дБ; 4 – 3 дБ [6]

Пиковая частота  $f_{п}$  для ФНЧ связана с частотой среза  $f_{ср}$  соотношением

$$f_{п} = f_{ср} \sqrt{2 - \frac{\alpha^2}{2}},$$

где  $\alpha$  – коэффициент затухания.

**Фильтры верхних частот.** Передаточная функция фильтра верхних частот (ФВЧ) в общем виде может быть записана как

$$W(S) = \frac{K_{\infty}}{\prod_i \left(1 + \frac{a_i}{S} + \frac{b_i}{S^2}\right)},$$

где  $K_{\infty}$  – коэффициент усиления фильтра на частоте  $\omega \rightarrow \infty$ .

На рис. 5.3 и 5.4 показаны частотные характеристики фильтров Баттерворта и Чебышева верхних частот.

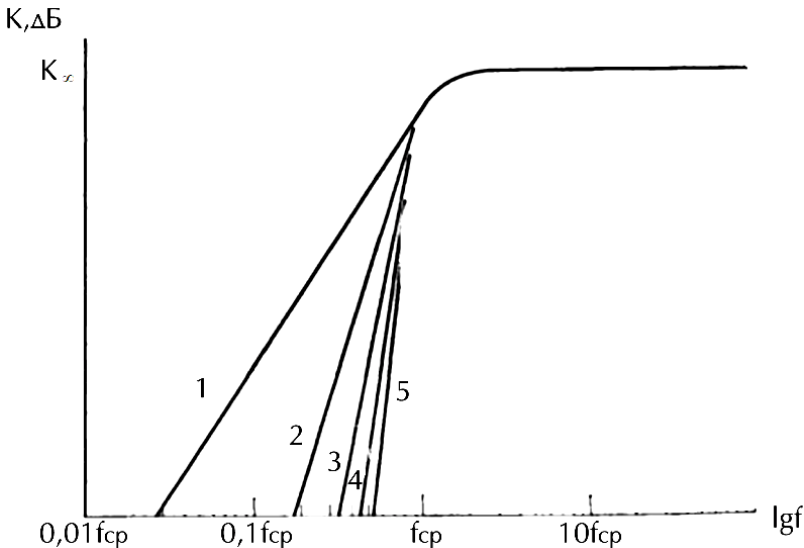


Рис. 5.3. Частотные характеристики фильтров Баттерворта верхних частот с частотой среза  $f_{ср} = 1$  кГц:

1 – для фильтра первого порядка; 2 – второго порядка; 3 – третьего порядка; 4 – четвертого порядка; 5 – пятого порядка [6]

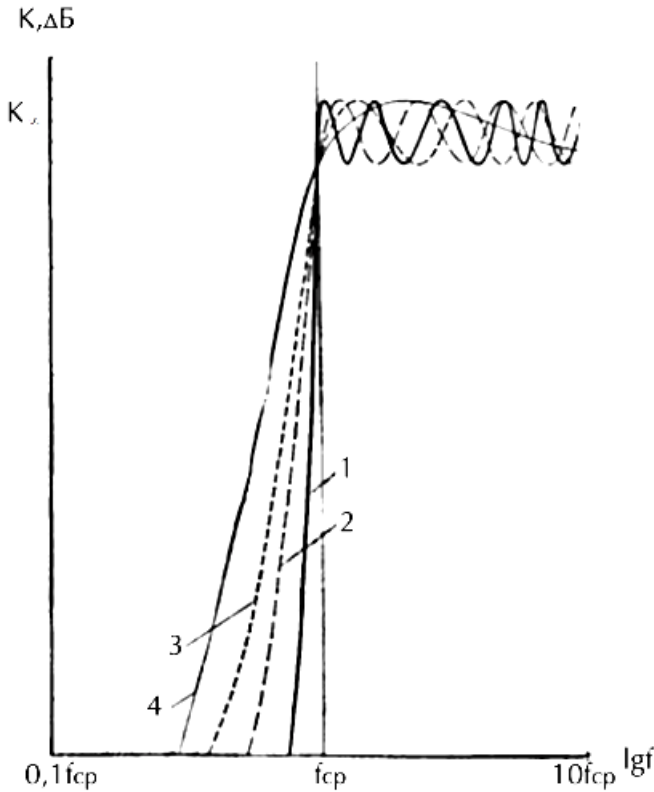


Рис. 5.4. Частотные характеристики фильтров Баттерворта верхних частот с неравномерностью в полосе пропускания 3 дБ: шестого порядка (1); четвертого порядка (2); третьего порядка (3); второго порядка (4) [6]

**Полосовые фильтры.** Передаточная функция полосового фильтра (ПФ) в общем виде может быть записана как

$$W(S) = \frac{\frac{K_p}{Q} S}{1 + \frac{1}{Q} S + S^2},$$

$$Q = \frac{f_p}{f_{\max} - f_{\min}},$$



где  $K_p$  – коэффициент усиления на резонансной частоте;

$Q$  – добротность фильтра;

$f_p$  – резонансная частота;

$f_{\min}$  – нижняя частота полосы пропускания;

$f_{\max}$  – верхняя частота полосы пропускания;

$\Delta f = f_{\max} - f_{\min}$  – ширина полосы пропускания.

На рис. 5.5 показаны частотные характеристики полосовых фильтров.

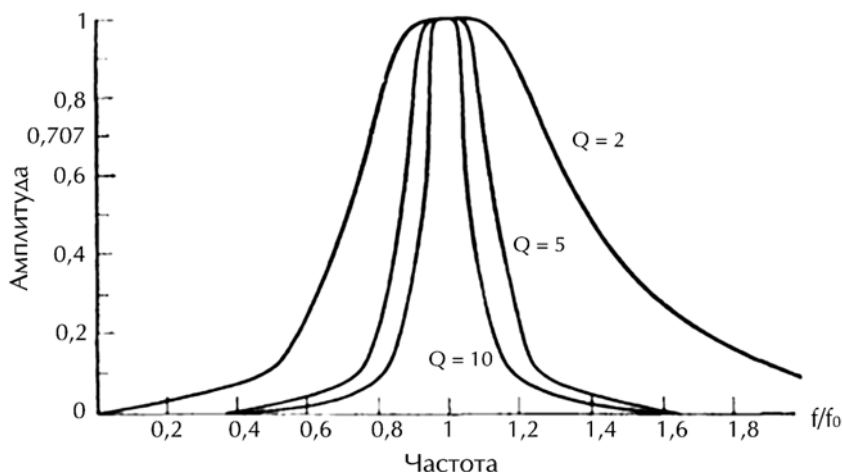


Рис. 5.5. Частотные характеристики полосовых фильтров [6]

## 5.2. Реализация фильтров второго порядка на операционных усилителях

На одном ОУ достаточно просто реализуются активные фильтры второго порядка.

**Фильтры нижних частот.** На рис. 5.6 приведена схема активно-го ФНЧ второго порядка Саллена-Ки. Отрицательная обратная связь, сформированная с помощью делителя напряжения  $R_b$ ,  $R_a$ , обеспечивает коэффициент усиления

$$K_0 = 1 + R_b / R_a.$$

Положительная обратная связь обусловлена наличием конденсатора  $C_2$ .

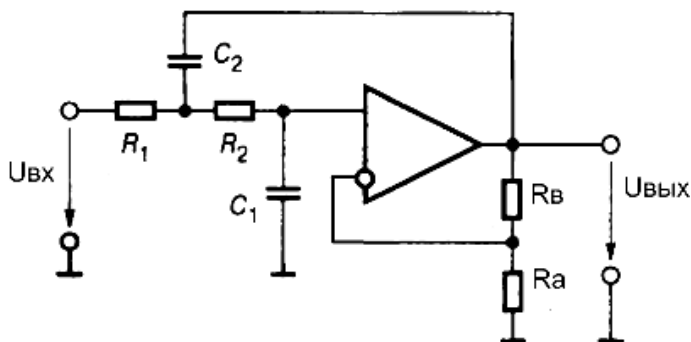


Рис. 5.6. Схема ФНЧ второго порядка Саллена-Ки [2]

Передаточная функция фильтра имеет вид

$$W(S) = \frac{K_0}{1 + \omega_c [C_1(R_1 + R_2) + (1 - \alpha)R_1C_2]S + \omega^2 R_1 R_2 C_1 C_2 S^2}$$

На рис. 5.7 приведена схема активного ФНЧ второго порядка с многопетлевой обратной связью (фильтр Рауха).

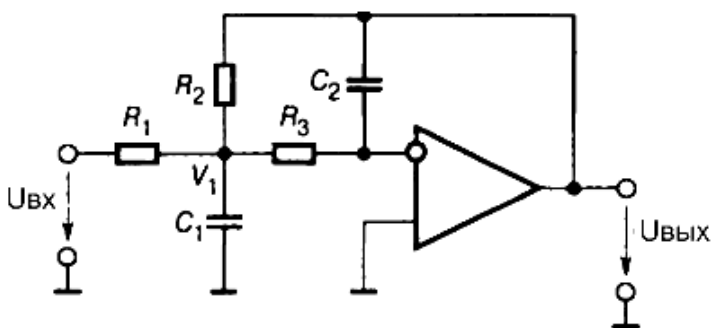


Рис. 5.7. Схема ФНЧ второго порядка с многопетлевой обратной связью (фильтр Рауха) [2]

Здесь ОУ используется в инвертирующем включении. Передаточная функция этого фильтра имеет вид

$$W(S) = \frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \omega_c C_1 (R_3 + R_2 + \frac{R_2 R_3}{R_1}) S + \omega_c^2 R_3 R_2 C_1 C_2 S^2}.$$

**Фильтры верхних частот.** На рис. 5.8 приведена схема активного ФВЧ второго порядка Саллена-Ки.

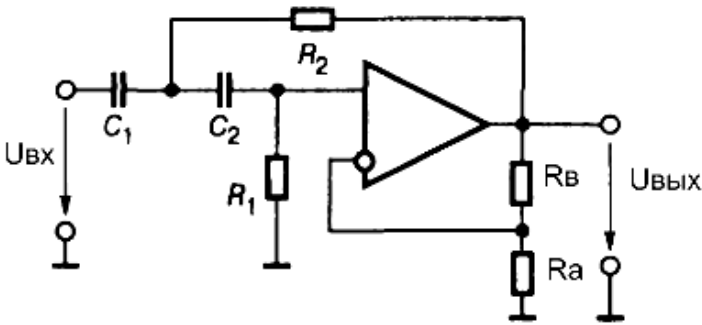


Рис. 5.8. Схема активного ФВЧ второго порядка Саллена-Ки [2]

Его передаточная функция имеет вид

$$W(S) = \frac{K_0}{1 + \frac{R_1(C_1 + C_2) + (1 - \alpha)R_1C_2}{\omega_c R_1 R_2 C_1 C_2} \cdot \frac{1}{S} + \frac{1}{\omega_c^2 R_1 R_2 C_1 C_2} \cdot \frac{1}{S^2}}.$$

На рис. 5.9 приведена схема активного ФВЧ второго порядка с многопетлевой обратной связью (фильтр Рауха).

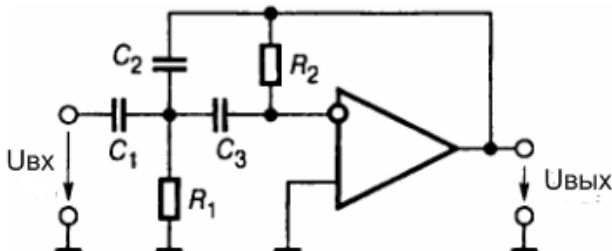


Рис. 5.9. Схема ФВЧ второго порядка с многопетлевой обратной связью [2]

Его передаточная функция имеет вид

$$W(S) = \frac{\frac{C_1}{C_2}}{1 + \left( \frac{C_1}{C_3 C_2} + \frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_2} \right) \frac{1}{\omega_c R_2} \cdot \frac{1}{S} + \frac{1}{\omega_c^2 R_1 R_2 C_1 C_2} \cdot \frac{1}{S^2}}$$

**Полосовые фильтры.** На рис. 5.10 приведена схема ПФ второго порядка Саллена-Ки.

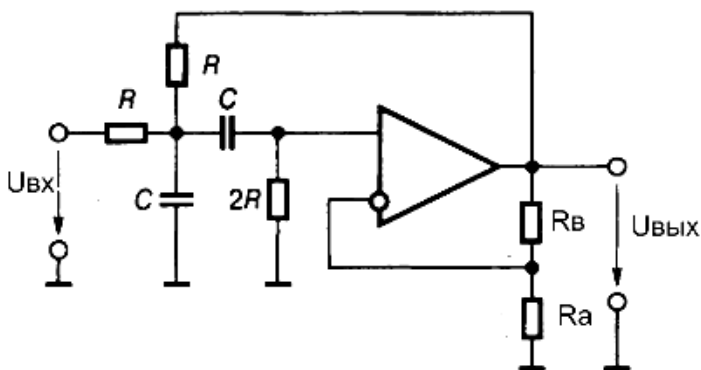


Рис. 5.10. Схема ПФ второго порядка Саллена-Ки [2]

Его передаточная функция имеет вид

$$W(S) = \frac{K_0 RC \omega_p S}{1 + \omega_p (3 - \alpha) RCS + \omega_c^2 R^2 C^2 S^2}$$

На рис. 5.11 приведена схема ПФ второго порядка с многопетлевой обратной связью (фильтр Рауха).

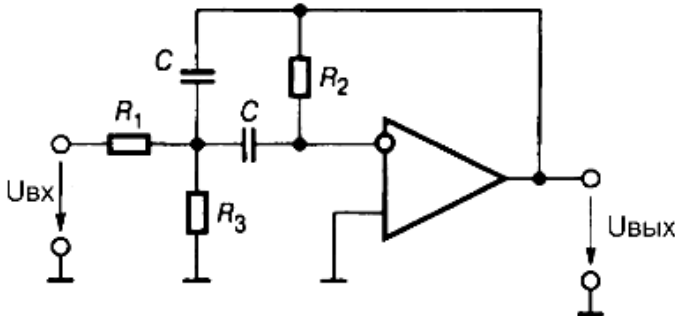


Рис. 5.11. Схема ПФ второго порядка с многопетлевой обратной связью

Его передаточная функция имеет вид

$$W(S) = - \frac{\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} C \omega_c S}{1 + \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} \omega_p C S + \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_3} C^2 \omega_p^2 S^2}.$$

### 5.3. Реализация фильтров Баттерворта и Чебышева на основе фильтров с многопетлевой отрицательной обратной связью (структура Рауха)

Структура активных фильтров второго порядка показана на рис. 5.12.

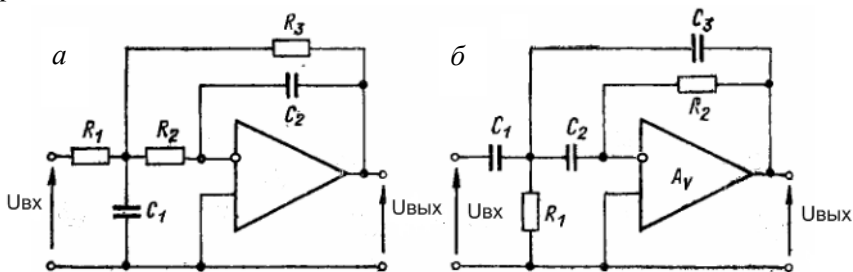


Рис. 5.12. Структура фильтра второго порядка:  
а – нижних частот; б – верхних частот [10]

Для простоты реализации схем используют одинаковые резисторы для ФНЧ

$$R_1 = R_2 = R_3 = R$$

и одинаковые емкости для ФВЧ

$$C_1 = C_2 = C_3 = C.$$

Для ФНЧ определяют опорную величину емкости

$$C_0 = 1/(\omega_{cp}R).$$

Величины  $C_1$  и  $C_2$  определяются путем умножения опорной величины емкости на коэффициенты из табл. 1 и табл. 2:

$$C_1 = K_1 \cdot C_0;$$

$$C_2 = K_2 \cdot C_0 [10].$$

Для ФВЧ определяют опорную величину сопротивления  $R_0 = 1/(\omega_{cp}C)$ . Величины  $R_1$ ,  $R_2$  определяются путем деления опорной величины сопротивления на коэффициенты из табл. 5.1 и табл. 5.2:

$$R_1 = R_0 / K_1;$$

$$R_2 = R_0 / K_2 [10].$$

Таблица 5.1

Коэффициенты для фильтров Баттерворта

Порядок фильтра	$K_1$	$K_2$	$K_3$	$K_4$	$K_5$	$K_6$
2	2,12	0,47				
3	2,37	2,59	0,32			
4	3,19	0,25	1,62	0,61		
5	2,16	4,31	0,21	1,85	0,54	
6	5,79	0,17	2,12	0,47	1,55	0,64

Коэффициенты для фильтров Чебышева  $\varepsilon = \pm 0,5$  дБ

Порядок фильтра	$K_1$	$K_2$	$K_3$	$K_4$	$K_5$	$K_6$
2	2,10	0,31				
3	3,37	4,54	0,18			
4	8,55	0,10	3,54	0,79		
5	5,58	13,14	0,072	5,11	0,41	
6	19,31	0,050	7,07	0,24	5,17	1,23

Структура активных фильтров третьего порядка показана рис. 5.13.

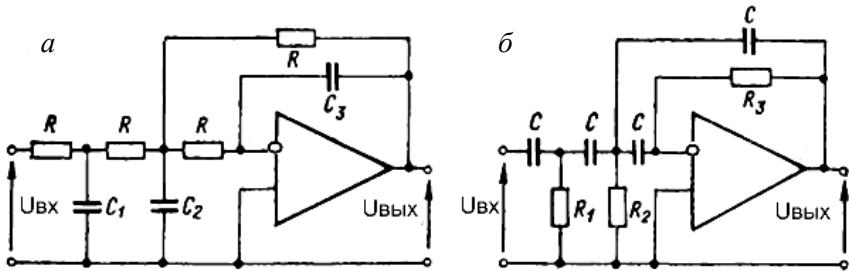


Рис. 5. 13. Структура фильтра третьего порядка:  
а – нижних частот; б – верхних частот [10]

Определение элементов для фильтров третьего порядка производится тем же способом, что и для фильтров второго порядка:

– для ФНЧ

$$C_1 = K_1 \cdot C_0;$$

$$C_2 = K_2 \cdot C_0;$$

$$C_3 = K_3 \cdot C_0;$$

– для ФВЧ

$$R_1 = R_0 / K_1;$$

$$R_2 = R_0 / K_2;$$

$$R_3 = R_0 / K_3.$$

Реализация фильтров четного порядка осуществляется путем каскадного включения фильтров второго порядка. Для получения фильтров нечетного порядка применяют каскадное включение фильтра третьего порядка и одного или несколько фильтров второго порядка.

#### 5.4. Расчет и моделирование фильтров Баттерворта на основе фильтров Салена-Ки

Для фильтров Баттерворта во всех каскадах (см. рис. 5.6 и 5.8) используются одинаковые элементы  $R$  и  $C$ , произведение которых определяется соотношением

$$R \cdot C = \frac{1}{2\pi \cdot f_{\text{ср}}},$$

где  $f_{\text{ср}}$  – частота среза.

Как и обычно в схемах на операционных усилителях, значение  $R$  выбирается в диапазоне от 10 до 100 кОм.

Для каждого усилительного каскада задаются коэффициенты усиления

$$K_0 = 1 + \frac{R_B}{R_A},$$

значения которых приведены в табл. 5.3.

Таблица 5.3

Коэффициенты для фильтров Баттерворта

Порядок фильтра	Коэффициент усиления $K_0$	Номер усилительного каскада
2	1,586	1
4	1,586	1
	1,152	2
6	1,068	1
	1,568	2
	2,483	3



На рис. 5.14 приведена схема фильтра Баттерворта нижних частот второго порядка, у которого частота среза  $f_{cp} \approx 160$  Гц и коэффициент усиления  $K_0 = 1,586$ .

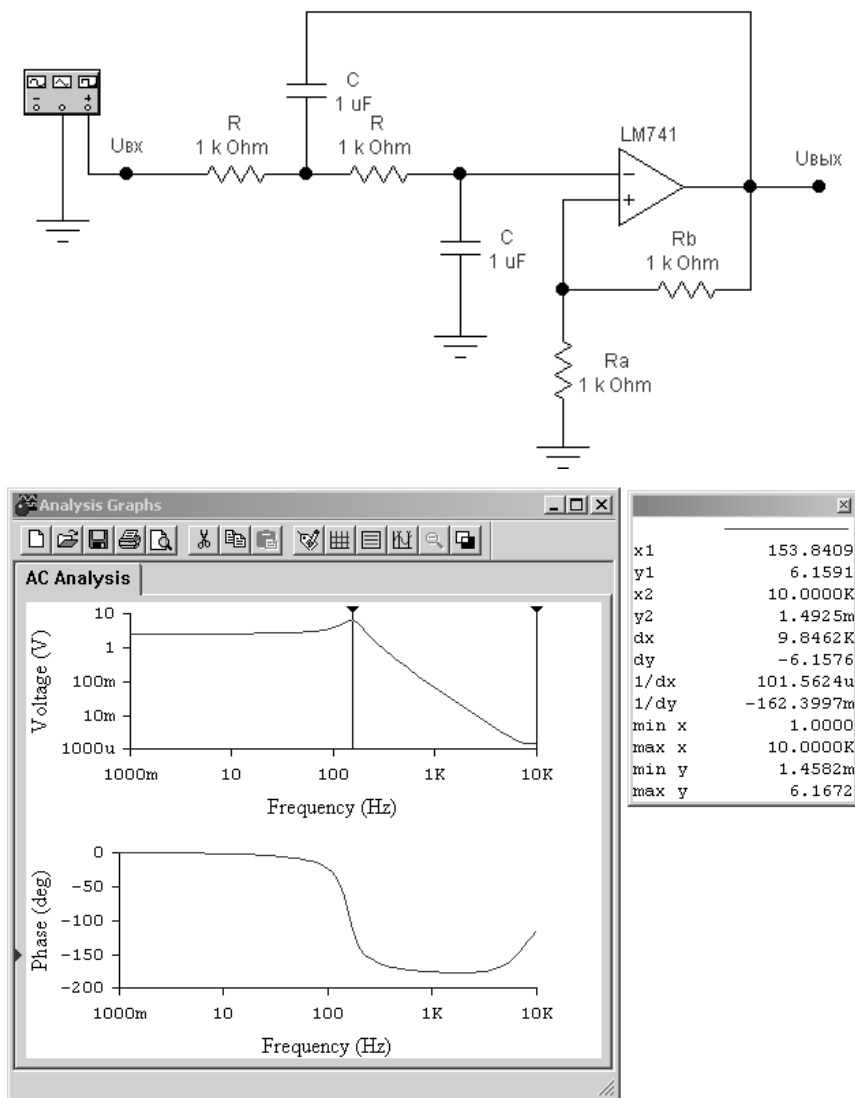


Рис. 5.14. Схема фильтра Баттерворта нижних частот второго порядка и его амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики

На рис. 5.15 приведена схема фильтра Баттерворта верхних частот второго порядка, у которого частота среза  $f_c \approx 160$  Гц и коэффициент усиления  $K_0 = 1,586$ .

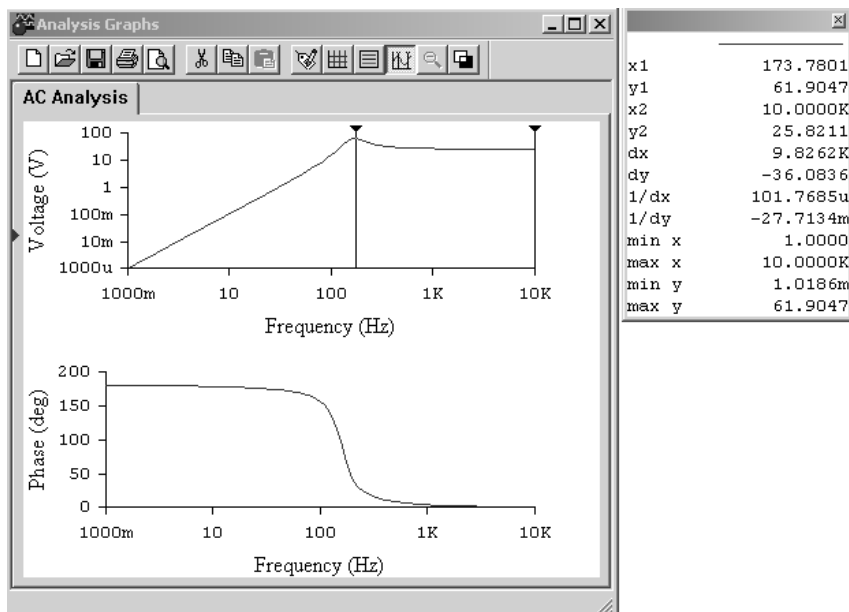
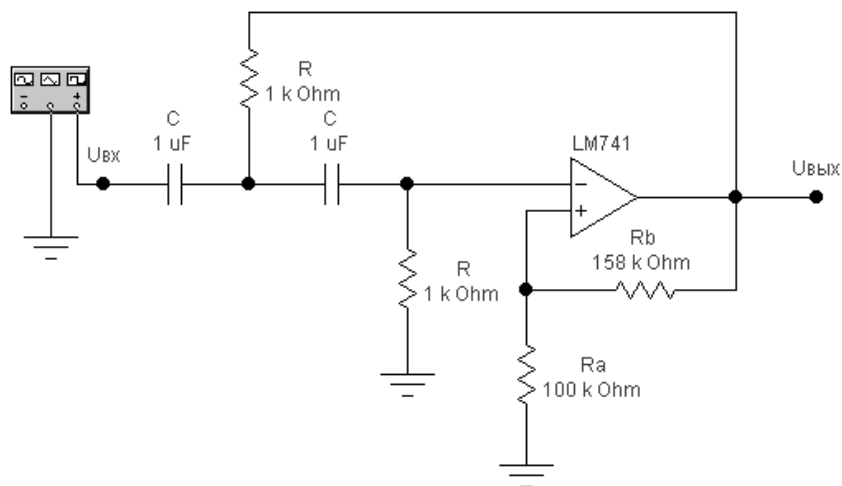


Рис. 5.15. Схема фильтра Баттерворта верхних частот второго порядка

## 5.5. Расчет и моделирование фильтров Чебышева на основе фильтров Салена-Ки

Для фильтров Чебышева во всех каскадах (см. рис. 5.6 и 5.8) во всех каскадах используются элементы с разным значением произведения  $RC$ :

– для ФНЧ

$$R \cdot C = \frac{1}{2\pi \cdot f_{\text{ср}} \cdot \beta_n},$$

– для ФВЧ

$$R \cdot C = \frac{1}{2\pi \cdot f_{\text{ср}}} \cdot \beta_n,$$

где  $\beta_n$  – коэффициент нормализации, учитывающий сдвиг частоты среза при каскадном соединении усилителей.

Для каждого усилительного каскада задаются коэффициенты усиления

$$K_0 = 1 + \frac{R_B}{R_A},$$

значения которых приведены в табл. 5.4.

Таблица 5.4

Коэффициенты для фильтров Чебышева  $\varepsilon = \pm 0,5$  дБ

Число полюсов (порядок фильтра)	Коэффициент нормализации $\beta_n$	Коэффициент усиления $K_0$	Номер усилительного каскада
2	1,274	1,268	1
4	1,274 1,432	1,268 1,084	1 2
6	1,607 1,692 1,908	1,040 1,364 2,023	1 2 3

На рис. 5.16 приведена схема фильтра Чебышева верхних частот второго порядка, у которого частота среза  $f_c \approx 202$  Гц и коэффициент усиления  $K_0 = 1,268$ .

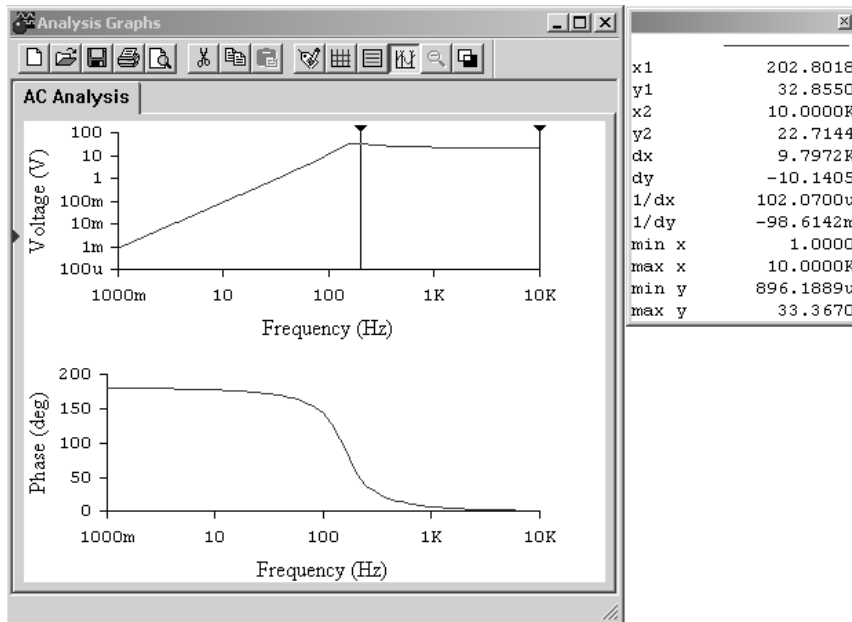
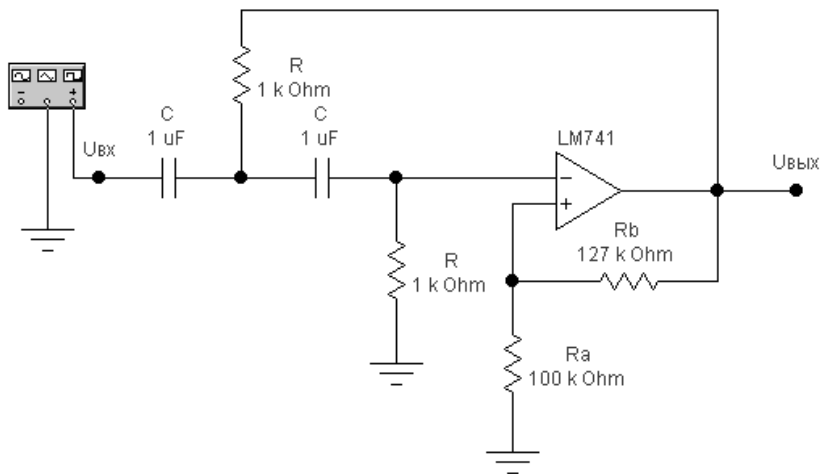


Рис. 5.16. Схема фильтра Чебышева верхних частот второго порядка

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Марченко, А. Л. Лабораторный практикум по электротехнике и электронике в среде Multisim : учебное пособие для вузов / А. Л. Марченко, С. В. Освальд. – М. : ДМК Пресс, 2010. – 448 с.
2. Волович, Г. И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств / Г. И. Волович. – 2-е изд. – М. : Издательский дом «Додэка-XXI», 2007. – 528 с.
3. Опадчий, Ю. Ф. Аналоговая и цифровая электроника (Полный курс) : учебник для вузов / Ю. Ф. Опадчий, О. П. Глудкин, А. И. Гуров. – М. : Горячая линия-Телеком, 2005. – 768 с.
4. Ткаченко, Ф. А. Техническая электроника / Ф. А. Ткаченко. – Минск : Дизайн ПРО, 2002. – 368 с.
5. Карлашук, В. И. Электронная лаборатория на IBM PC. Программа Electronics Workbench и ее применение / В. И. Карлашук. – М. : Солон-Р, 2000. – 506 с.
6. Фолкенберри, Л. Применения операционных усилителей и линейных ИС : пер. с англ. / Л. Фолкенберри. – М. : Мир, 1985. – 572 с.
7. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника : справочное руководство : пер. с нем. / У. Титце, К. Шенк. – М. : Мир, 1982. – 512 с.
8. Полупроводниковые диоды : лабораторный практикум по дисциплине П53 «Электронные устройства на транспорте» / В. Е. Минин [и др.]. – Гомель : БелГУТ, 2007. – 59 с.
9. Забродин, Ю. С. Промышленная электроника : учебник для вузов / Ю. С. Забродин. – М. : Высш. школа, 1982. – 496 с.
10. Марше, Ж. Операционные усилители и их применение : пер. с франц. / Ж. Марше. – Л. : Энергия, 1974. – 216 с.

Учебное издание

**КОНДРАТЮК** Николай Витальевич  
**ЗУЙКОВ** Игорь Евгеньевич  
**ЖАРИН** Анатолий Лаврентьевич  
**НЕВДАХ** Владимир Владимирович

**РАСЧЕТ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ  
АНАЛОГОВЫХ УСТРОЙСТВ**

Методическое пособие к выполнению типовых расчетов  
и моделирования схем по дисциплинам «Электроника»  
и «Схемотехника аналоговых устройств»

Редактор Т. Н. Микулик  
Компьютерная верстка Н. А. Школьниковой

Подписано в печать 04.04.2013. Формат 60×84 <sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Бумага офсетная. Ризография.  
Усл. печ. л. 7,32. Уч.-изд. л. 5,73. Тираж 300. Заказ 544.

Издатель и полиграфическое исполнение: Белорусский национальный технический университет.  
Свидетельство о государственной регистрации издателя, изготовителя, распространителя  
печатных изданий № 1/173 от 12.02.2014. Пр. Независимости, 65. 220013, г. Минск.