

**Министерство образования и науки Украины**  
**Донбасская государственная машиностроительная академия**

**МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ**

к практическим занятиям и самостоятельной работе

по дисциплине

«Электроника и микропроцессорная техника»

*(для студентов специальности 151)*

**Краматорск 2018**

## УДК 621.38 (32.85)

Методические указания к практическим занятиям и самостоятельной работе по дисциплине «Электроника и микропроцессорная техника» (для студентов специальности 151) / Сост.: С.П. Сус, Е.И.Донченко. – Краматорск: ДГМА, 2012. – 48 с.

Настоящие методические указания предназначены для проведения практических занятий и самостоятельного выполнения контрольных заданий. Содержат задания, краткие теоретические пояснения и примеры решения. Номер задания соответствует номеру практического занятия.

Составители

С.П. Сус, доц.  
Е.И. Донченко, асс.

Ответственный  
за выпуск

О.В. Субботин, доц.

## **ВВЕДЕНИЕ**

Данные методические указания предназначены для углубления знаний по дисциплине “Электроника и микросхемотехника” путем решения контрольных заданий по темам лекционного курса. Очевидно, чтобы научить студентов решать сложные комплексные задачи, необходимо начинать с простых и постепенно переходить к более сложным. Решение учебных задач способствует более глубокому усвоению лекционного материала, прививает навыки использования теоретических знаний на практике, развивает мышление, помогает детальнее осознать принцип действия различных электронных систем и возможность их практического применения.

Большая часть задач и примеров учебного пособия сформулирована таким образом, что требуется понимание физической сущности процессов, происходящих в электронных устройствах и приборах.

Расчет параметров и характеристик электронных приборов, а также схем производится по формулам, полученным с использованием ряда допущений, различных методов упрощения и с учетом только определенных физических процессов, происходящих в реальных электронных приборах и схемах.

Теоретические пояснения взяты из учебников [1,2], параметры и характеристики полупроводниковых приборов использованы из справочников [3,4], примеры расчета электронных схем - из учебных пособий [5,6]. Для ускорения выполнения заданий все основные параметры и характеристики полупроводниковых приборов приведены в приложениях.

Некоторые задания рекомендуется промоделировать на ЭВМ с использованием пакета прикладных программ “Electronics Workbench”, версия 5.12.

Методические указания предназначены, в первую очередь, для студентов по дисциплине “Электроника и микросхемотехника” и могут быть полезны при курсовом и дипломном проектировании.

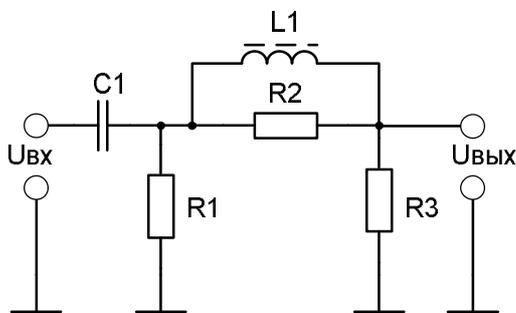
## Задание 1

Используя методы определения токов и напряжений, изучаемые в курсе “Электротехника и электромеханика”, определить величину выходного напряжения и коэффициент передачи схемы при фиксированной частоте ( $f$  заданной) для своего варианта. На ЭВМ набрать схему и определить  $U_{\text{ВЫХ}}$  и амплитудно-частотную характеристику при изменении частоты входного сигнала от 0 до 100 кГц, при  $R_{\text{н}}=10 \text{ кОм}$ .

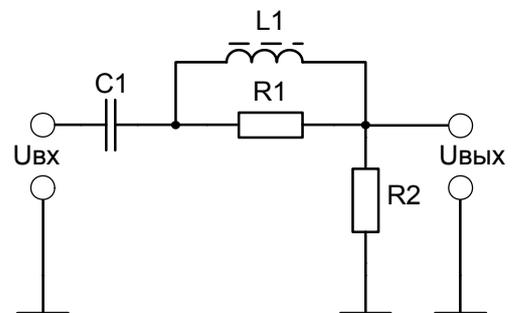
Варианты заданий приведены в *табл. 1.1*, а схемы - на *рис. 1.1 а-к*.

В отчете должны быть приведены:

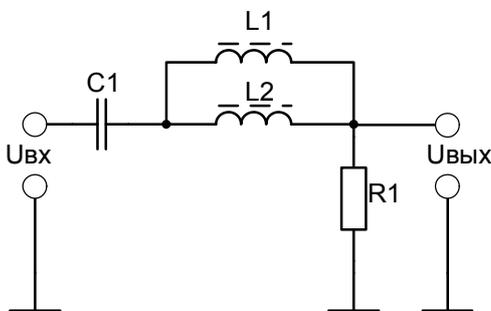
- аналитический расчет схемы;
- модель схемы, набранная на ЭВМ, с показаниями приборов;
- амплитудно-частотная характеристика;
- выводы по работе.



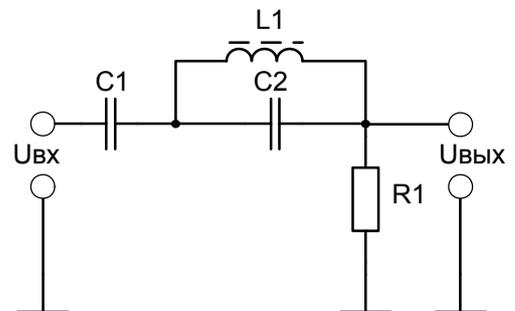
а



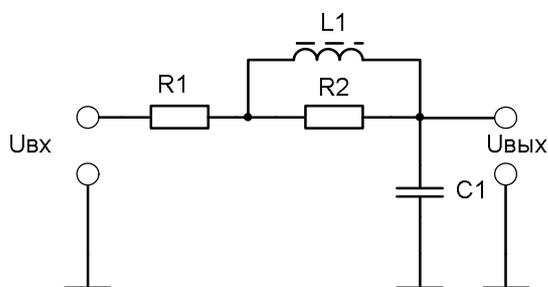
б



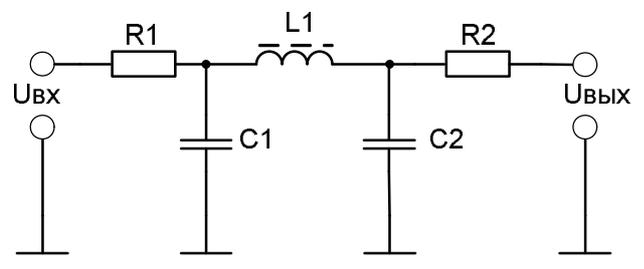
в



г



д



е

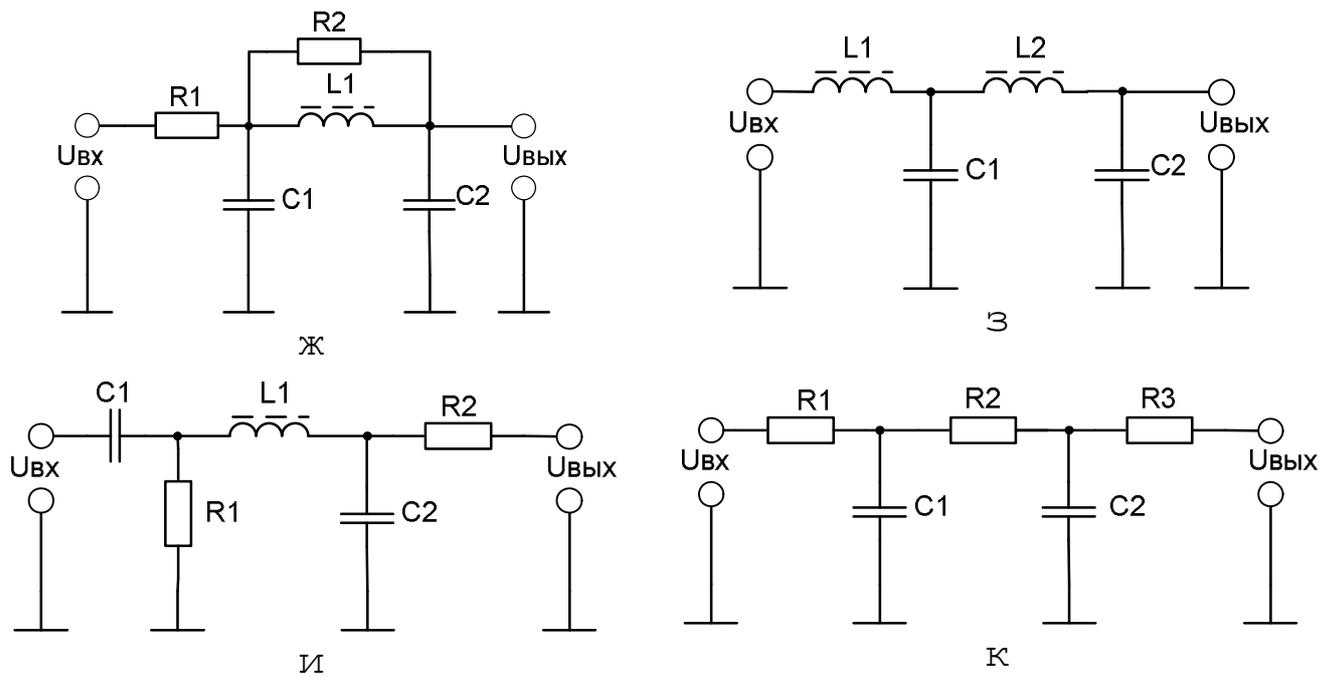


Рисунок 1.1 – Схемы фильтров

Таблица 1.1 - Варианты задания 1

Вари-ант	Схема, рис.1.2	$U_{ВХ}, В$	$f_{ВХ}, кГц$	$R_1, кОм$	$R_2, кОм$	$R_3, кОм$	$C_1, мкФ$	$C_2, мкФ$	$L_1, Гн$	$L_2, Гн$
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
1	а	1	10	100	0.1	3	1	—	0.01	—
2	б	3	0.5	0.01	10	—	1	—	0.1	—
3	в	5	30	10	—	—	0.1	—	0.1	0.01
4	г	10	0.2	800	—	—	3	1	0.01	—
5	д	15	10	3.6	3.9	—	500	—	0.1	—
6	е	20	5	3.3	5.1	—	1	2	0.01	—
7	ж	25	3	0.2	1.6	—	1	2	0.1	—
8	з	30	2	—	—	—	20	10	0.01	0.1
9	и	35	1	68	0.1	—	0.1	1	0.1	—
10	к	40	0.1	1.6	1.2	1.8	10	50	—	—
11	а	35	10	500	0.1	3	1	—	0.01	—
12	б	30	0.5	0.01	10	—	1	—	0.1	—
13	в	50	30	10	—	—	0.1	—	0.1	0.01
14	г	15	0.2	300	—	—	3	1	0.01	—
15	д	25	15	3.6	3.9	—	500	—	0.1	—
16	е	25	7	3.3	5.1	—	1	2	0.01	—
17	ж	85	5	0.2	1.6	—	1	2	0.1	—

18	з	10	1	—	—	—	20	10	0.01	0.1
19	и	15	0.5	68	0.1	—	0.1	1	0.1	—
20	к	90	0.1	1.6	1.2	1.8	10	50	—	—
21	а	11	5	300	0.1	3	1	—	0.01	—
22	б	23	0.25	0.1	10	—	1	—	0.1	—
23	в	25	30	10	—	—	0.1	—	0.1	0.01
24	г	18	0.2	200	—	—	3	1	0.01	—
25	д	17	20	3.6	3.9	—	500	—	0.1	—
26	е	25	2	3.3	5.1	—	1	2	0.01	—
27	ж	28	2	0.1	1.6	—	1	2	0.1	—
28	з	34	1	—	—	—	20	10	0.01	0.1
29	и	39	0.5	68	0.1	—	0.1	1	0.1	—
30	к	45	0.15	1.6	1.2	1.8	10	50	—	—

### 1.1. Методические указания к выполнению задания по электрическим цепям.

Первое задание по курсу выполняется как входной контроль - проверка остаточных знаний первой части курса “Электротехника и электромеханика”. При расчетах электрических схем активное сопротивление катушек индуктивности, трансформаторов и конденсаторов не учитывать. Реактивные сопротивления:

$X_L=2\pi fL$  - индуктивное сопротивление;  $X_C = 1/2\pi f_c$  - емкостное сопротивление.

Приведенные схемы в задании 1.1 часто используются как сглаживающие фильтры, корректирующие цепи в системах автоматического управления, схемы замещения элементов и линии связи. Основными параметрами этих схем являются:

$U_{вх}, f_{вх}$  – входные напряжение и частота сигнала;

$U_{вых}$  – выходное напряжение;

$K = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}}$  - коэффициент передачи схемы;

$K = F[\lg(f)]$  - амплитудно-частотная характеристика цепи. На *рис.1.2* приведены амплитудно-частотные характеристики различных фильтров, где приняты следующие обозначения:

$K_0$  - коэффициент передачи в области пропускания частот;

$f_c, f_{c1}, f_{c2}$  – частоты среза, определяются на уровне  $0,7 K_0$ ;

$f_p$  – частота, на которой происходят резонансные явления в схеме;

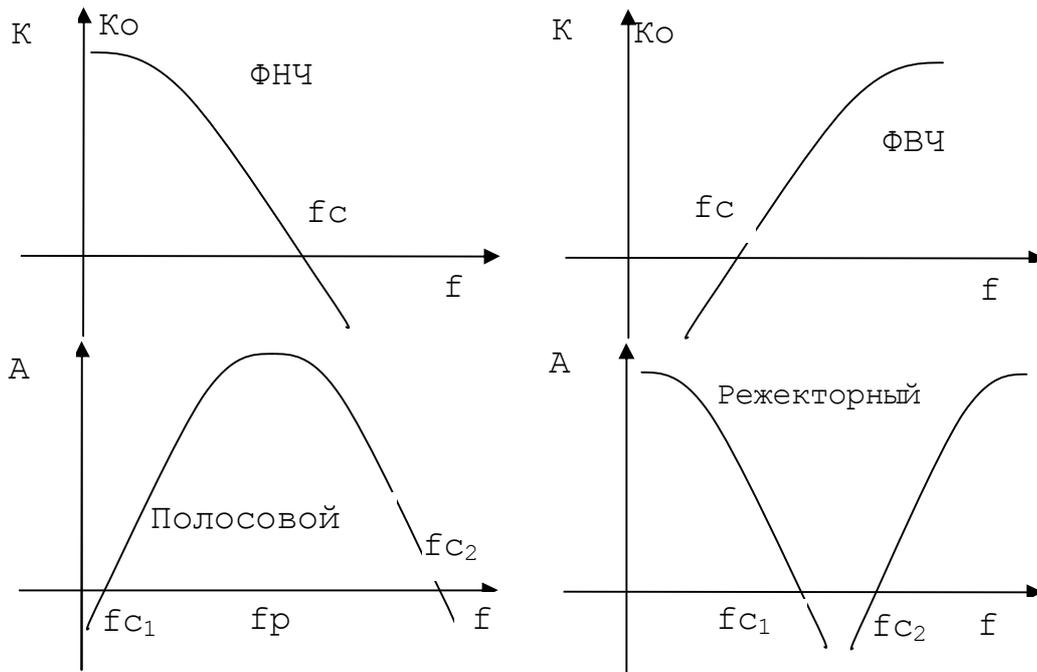


Рисунок 1.2 – Частотные характеристики различных фильтров.

### Пример 1.1.

1. Определить величину выходного напряжения и коэффициент передачи схемы при фиксированной частоте  $f$ .

Вариант	Схема, Рис.	$U_{вх},$ В	$f_{вх},$ кГц	$R_1,$ КОм	$R_2,$ кОм	$R_3,$ кОм	$C_1,$ мкФ	$C_2,$ МкФ	$L_1,$ Гн	$L_2,$ Гн
3	1.4	5	30	10	—	—	100	—	0.1	0.01

### 2. Аналитический расчет схемы

Комплексное сопротивление входа:

$$Z = X_{c1} + \frac{R_1 \cdot Z_2}{R_1 + Z_2}; \quad Z_2 = \frac{R_2 \cdot X_{L1}}{R_2 + X_{L1}} + \frac{R_3 \cdot R_H}{R_3 + R_H}$$

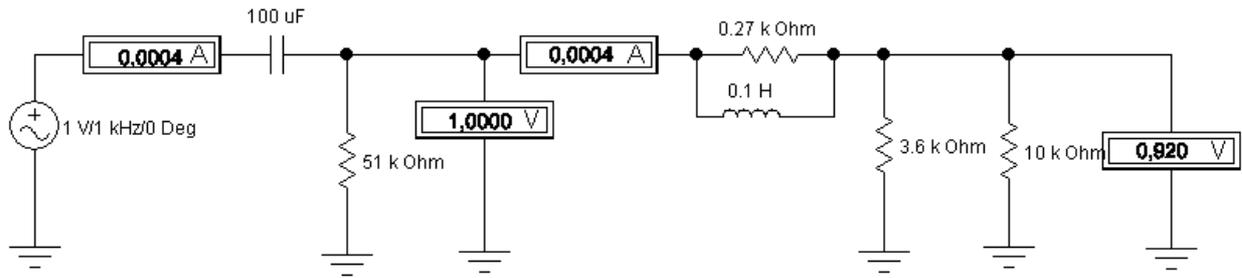
$$X_{c1} = \frac{1}{j\omega C} = -\frac{j}{\omega C}; \quad X_{L1} = j\omega L; \quad \omega = 2 \cdot \pi \cdot f_{вх};$$

$$I = \frac{U_{вх}}{Z}; \quad U_{c1} = I \cdot X_{c1}; \quad U_{R1} = U_{вх} - U_{c1};$$

$$I_2 = \frac{U_{R2}}{Z_2}; \quad U_{r3} = I \cdot R_3;$$

Выполним расчет при помощи программы MathCAD.

### 3. Модель схемы



## Задание 2

Рассчитать простейшую схему выпрямителя без сглаживающих фильтров для выпрямления синусоидального напряжения. Определить минимальную величину сопротивления нагрузки. Выбрать схему, исходные данные приведены в табл.2.1. Параметры диодов приведены в приложении Б.

В отчете должны быть приведены: аналитический расчет схемы; схема включения диодов; выводы по работе.

Таблица 2.1 – Варианты задания 2

Вариант	Действующее значение напряжения на входе, В	Выпрямленный ток на нагрузке, А	Тип диода
1	200		КД103А
2	-	1.5	КД105А
3	300	-	КД201А
4	400	-	кД201В
5	-	15	кД201В
6	300	-	КД202А
7	-	10	КД202Г
8	1200	-	КД202К
9	-	15	КД202М
10	-	30	КД203А
11	1000	-	КД204А
12	-	2	КД204Б
13	600	-	КД204Б
14	150	-	КД204В
15	-	1.5	КД205А
16	250	-	КД205Д
17	-	1.2	КД205И
18	-	2.5	КД205К
19	2000	-	КД206А
20	500	-	КД208А
21	-	3	КД208А
22	1200	-	КД209А
23	-	2.0	КД209В
24	-	30	2Д210Б
25	3000	-	2Д210Г
26	-	3	2Д212А
27	-	4	2Д212А
28	-	40	2Д210Б
29	2000	-	2Д210Г
30	-	5	2Д212А

## 2.2. Краткие теоретические сведения о выпрямительных диодах

Основным элементом полупроводниковых приборов является р-п - переход.

Разность потенциалов  $\varphi_k$  в переходе обусловлена градиентом концентрации носителей заряда, ее называют контактной разностью потенциалов:

$$\varphi_k = \frac{kT}{e} \ln \frac{P_p}{P_n}$$

где  $k$  - постоянная Больцмана;  $e$  - заряд электрона;  $T$  - температура;  $P_p$  и  $P_n$  - концентрация дырок в р- и n - областях соответственно.

Обычно контактная разность потенциалов имеет несколько десятых долей вольта.

Статическая вольт-амперная характеристика диода определяется соотношением

$$I_{пр} = I_0 \left( e^{\frac{U}{m\varphi_T}} - 1 \right),$$

где  $I_0$  - обратный ток насыщения;

$U$  - напряжение на р-п - переходе;  $\varphi_T = \frac{kT}{e} \approx -2,5 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$  — температурный потенциал;  $m=2$  – коэффициент для кремниевых диодов.

Дифференциальное сопротивление диода

$$r_{диф} = \frac{dU}{dI} \quad \text{или} \quad r_{диф} = \frac{\varphi_T}{I} .$$

Допустимое обратное напряжение на диоде составляет :

$$U_{обр.макс} = (0.5 \dots 0.8) U_{пробоя} .$$

К основным параметрам выпрямительных диодов относят:

- среднее прямое напряжение  $U_{пр}$ ;
- средний обратный ток  $I_{обр}$ ;
- максимально допустимое обратное напряжение  $U_{обр.макс}$ ;
- максимально допустимый выпрямленный ток  $I_{ср.макс}$  .

Диоды выбирают по величине прямого тока  $I_{ср.макс}$  и обратному напряжению  $U_{обр.макс}$  .

### Пример 2.1.

Рассчитать простейшую схему выпрямителя без сглаживающего фильтра для выпрямления синусоидального напряжения с действующим значением  $U = 700 \text{ В}$ , используя диоды типа КД105Б. Определить минимальную величину сопротивления нагрузки  $R_n$ .

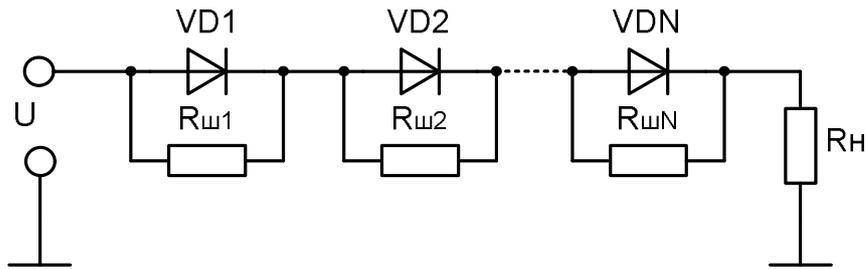


Рисунок 2.1-Последовательное соединение диодов

### Решение

Определим амплитудное значение синусоидального напряжения:

$U_m = \sqrt{2}U = \sqrt{2} \cdot 700 \approx 1000\text{В}$ . Это напряжение в простейшей схеме выпрямления будет обратным. Так как  $U_{\text{обр.макс}}$  у диодов КД105Б составляет 400 В, то для выпрямления необходимо применить цепочку последовательно соединенных диодов. Но из-за больших разбросов обратных сопротивлений диодов их необходимо шунтировать резисторами.

Необходимое число диодов  $n$  определим по формуле

$$n = \frac{U_m}{K_H \cdot U_{\text{обр.макс}}}, \text{ где } K_H = 0.5 \dots 0.8 \text{ - коэффициент нагрузки по}$$

напряжению,

$$n = \frac{1000}{0.65 \cdot 400} = 3.84.$$

Принимаем  $n = 4$ .

Значение сопротивлений шунтирующих резисторов определим по формуле

$$R_{\text{ш}} \leq \frac{n \cdot U_{\text{обр.макс}} - 1.1 \cdot U_m}{(n - 1) \cdot I_{\text{обр.макс}}}$$

где  $U_m$  - учитывает 10%-ный разброс сопротивлений применяемых резисторов;  $I_{\text{обр.макс}} = 100 \text{ мкА}$  - обратный ток диода КД105Б.

$$R_{\text{ш}} \leq \frac{4 \cdot 400 - 1.1 \cdot 1000}{(4 - 1) \cdot 100 \cdot 10^{-6}} = 1.66(\text{МОм})$$

Принимаем  $R_{\text{ш}} = 1.7 \text{ МОм}$ .

Определяем минимальное сопротивление нагрузки :

$$R_{\text{н.мин}} = \frac{U_{\text{н.ср}}}{I_{\text{доп.макс}}}$$

где  $U_{\text{н.ср}} = 0.45U$  - среднее значение выпрямленного напряжения простейшего выпрямителя;  $I_{\text{доп.макс}} = 0,3 \text{ А}$  - максимально допустимый (средний) прямой ток диода КД105Б.

$$R_{н.мин} = \frac{0.45U}{0.3} = \frac{0.45 \cdot 700}{0.3} = 1050(\text{Ом}) .$$

### Пример 2.2.

Составить и рассчитать выпрямительную цепь, позволяющую получить выпрямленный ток  $I_{выпр} = 400$  мА, если используются диоды КД105А.

### Решение

Так как требуемый выпрямленный ток превышает максимально допустимое значение тока одного диода ( $I_{доп.макс} = 300$  мА), то необходимо несколько диодов соединить параллельно. Ввиду возможного разброса прямых сопротивлений диодов, для выравнивания токов необходимо последовательно с диодами включать добавочные резисторы.

Требуемое число диодов определяют по формуле

$$n = \frac{I_{выпр}}{K_T \cdot I_{доп.макс}} ,$$

где  $K = 0.5 \dots 0.8$  - коэффициент нагрузки по току.

$$n = \frac{400}{0.65 \cdot 300} = 2.15.$$

Принимаем  $n = 3$ .

Значения сопротивлений добавочных резисторов найдем по формуле

$$R_{доб} \geq \frac{U_{пр.ср} (n - 1)}{nI_{доп.макс} - 1.1I_{выпр}} ,$$

где  $U_{пр.ср} = 1$  В - постоянное прямое напряжение;  $1.1I_{выпр}$  - 10%-ный разброс параметров резисторов.

$$R_{доб} = \frac{1 \cdot (3 - 1)}{3 \cdot 300 \cdot 10^{-3} - 1.1 \cdot 400 \cdot 10^{-3}} = 4.32(\text{Ом}).$$

Принимаем  $R_{доб} = 5$  Ом.

Схема включения диодов показана на *рис.2.2*.

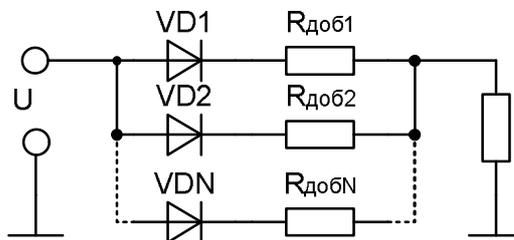


Рисунок 2.2 – Параллельное включение диодов

### Задание 3

Кремниевый стабилитрон VD включен в схему стабилизатора параллельно с резистором  $R_H$  (см. рис. 3.2). Напряжение питания изменяется от  $E_{\text{мин}}$  до  $E_{\text{макс}}$ . Определить величину  $K_o$  и будет ли обеспечена стабилизация во всем диапазоне изменения напряжения.

Варианты заданий приведены в табл.3.1.

Параметры стабилитронов приведены в приложении В.

Набрать на ЭВМ схему рис.3.2, предусмотреть измерение токов  $I_{\text{вх}}$ ,  $I_{\text{ст}}$ ,  $I_H$  и напряжения  $U_{\text{ст}}$ , а также регулировку сопротивления нагрузки. Проверить работу схемы при изменении  $U_{\text{вх}}$  в пределах от  $0.8 U_{\text{вх}}$  до  $1.2 U_{\text{вх}}$  при  $R_H = \text{const}$ , а также при  $U_{\text{вх}} = \text{const}$ ,  $R_H = \text{var}$ .

В отчете привести аналитические расчеты, схему с показаниями приборов и анализ работы схемы.

Таблица 3.1 - Варианты задания 3

Вариант	$R_H$ , кОм	$E_{\text{мин}}$ , В	$E_{\text{макс}}$ , В	Тип стабилитрона
<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>	<b>5</b>
1	0.47	5.0	6.0	КС133А
2	0.51	6.0	8.0	КС139А
3	0.56	6.0	8.0	КС147А
4	0.62	7.0	9.0	КС156А
5	0.68	8.0	10.0	КС162А
6	0.75	8.0	11.0	КС168А
7	0.82	9.0	11.0	КС175А
8	0.91	10.0	12.0	КС182А
9	1.0	11	13.0	КС191А
10	1.1	12.0	14	КС196А
11	1.2	12	14	КС210Б
12	1.3	13	15	КС211Б
13	1.5	14	16	2С212В
14	1.6	15	17	КС213Б
15	1.8	16	18	2С215Ж
16	2.0	22	24	2С220Ж
17	2.1	26	28	2С224Ж
18	2.4	5	6	КС433А
19	2.7	6	7	КС447А

1	2	3	4	5
20	3.0	7	9	KC468A
21	3.3	10	12	KC482A
22	3.6	13	16	KC510A
23	3.9	15	18	KC512A
24	4.2	18	20	KC515A
25	4.7	22	24	KC520B
26	5.1	33	36	2C530A
27	5.6	74	80	KC568B
28	4.7	22	24	KC520B
29	3.1	23	46	2C530A
30	2.6	54	70	KC568B

### 3 Краткие теоретические сведения о стабилитроне

Стабилитроны предназначены для стабилизации напряжения на нагрузке при изменении питающего напряжения или сопротивления нагрузки. Для стабилитронов рабочим является участок пробоя ВАХ в области обратных напряжений (см. рис. 3.1).

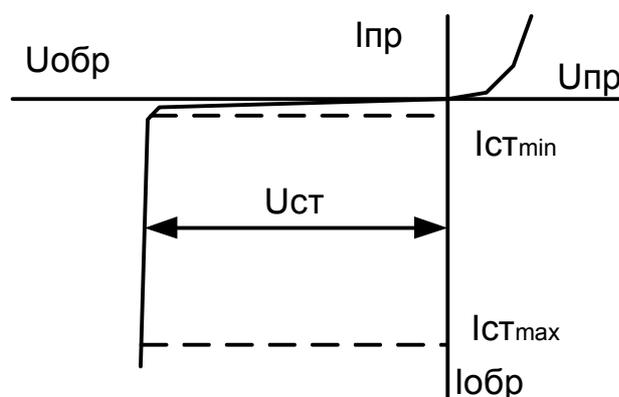


Рисунок 3.1 – Вольт-амперная характеристика стабилитрона

Стабилитрон характеризуется следующими параметрами: напряжением стабилизации  $U_{ст}$ ; минимальным током стабилизации  $I_{ст.мин.}$ ; максимально допустимым током стабилизации  $I_{ст.макс.}$ ; максимально допустимым прямым током  $I_{макс.}$ ; максимально допустимой рассеиваемой мощностью  $P_{макс.}$ ; дифференциальным сопротивлением

$$r_{дин.} = \frac{\Delta U_{ст}}{\Delta I_{ст.}}$$

Стабилитроны выбираются по напряжению стабилизации  $U_{ст}$  и току стабилизации  $I_{ст.макс.}$

### Пример 3.1.

Для стабилизации напряжения на нагрузке (рис.3.2) используется полупроводниковый стабилитрон КС210Е (приложение В), напряжение стабилизации которого  $U_{CT}=10В$ . Определить допустимые пределы изменения питающего напряжения, если максимальный ток стабилитрона  $I_{CT,макс} = 15 мА$ , минимальный ток стабилитрона  $I_{CT,мин} = 3мА$ , сопротивление нагрузки  $R_H = 1кОм$  и сопротивление ограничительного резистора  $R_0 = 0.5 кОм$ .

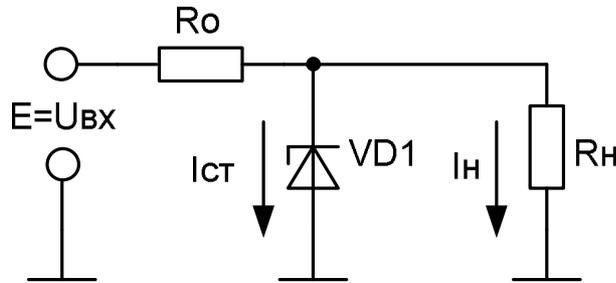


Рисунок 3.2 - Схема включения стабилитрона

### Решение

Напряжение источника питания

$$E = U_{CT} + R_0 (I_H + I_{CT}).$$

Ток через нагрузку

$$I_H = \frac{U_{CT}}{R_H}.$$

Таким образом,  $E = U_{CT} \cdot \left(1 + \frac{R_0}{R_H}\right) + I_{CT} \cdot R_0.$

Подставляя в эту формулу максимальное и минимальное значения тока через стабилитрон, получим:

$$E_{мин} = 10 (1 + 0.5) + 3 \cdot 0.5 = 16.5 В$$
$$E_{макс} = 10 (1 + 0.5) + 15 \cdot 0.5 = 22.5 В$$

### Пример 3.2.

Кремниевый стабилитрон 2С213Е включен в схему стабилизатора напряжения параллельно с резистором  $R_H = 2.2 кОм$  (см. рис.3.2). Параметры стабилитрона (приложение В): напряжение стабилизации  $U_{CT} = 13В$ , максимальный ток  $I_{CT,макс} = 12 мА$ , минимальный ток  $I_{CT,мин} = 0,5 мА$ . Найти сопротивление ограничительного резистора  $R_0$ , если напряжение источника  $E$  меняется от  $E_{мин} = 16В$  до  $E_{макс} = 24В$ . Определить, будет ли обеспечена стабилизация во всем диапазоне изменения напряжения источника.

### Решение

Сопротивление ограничительного резистора определим по формуле

$$R_0 = \frac{E_{\text{ср}} - U_{\text{ст}}}{I_{\text{ст.ср.}} + I_{\text{н}}},$$

где  $E_{\text{ср}} = 0,5 (E_{\text{мин}} + E_{\text{макс}}) = 0,5(16 + 24) = 20 \text{ В}$ .

Средний ток через стабилитрон

$$I_{\text{ст.ср.}} = 0,5 (I_{\text{ст.мин.}} + I_{\text{ст.макс.}}) = 0,5(0,5 + 12) = 6,25 \text{ мА}.$$

Ток через нагрузку

$$I_{\text{н}} = \frac{U_{\text{ст}}}{R_{\text{н}}} = \frac{13}{2,2 \cdot 10^3} = 5,9 \text{ мА}.$$

Следовательно, сопротивление ограничительного резистора

$$R_0 = \frac{20 - 13}{(6,25 + 5,9) \cdot 10^{-3}} = 583 (\text{Ом}).$$

Принимаем  $R_0 = 560 \text{ Ом}$ .

Стабилизация будет обеспечена для изменения  $E$  в пределах:

$$\text{от } E_{\text{мин}} = (U_{\text{ст}} + (I_{\text{ст макс}} + I_{\text{н}})R_0) = 13 + (0,5 + 5,9) \cdot 10^{-3} \cdot 560 = 16,5 \text{ В}$$

$$\text{до } E_{\text{макс}} = (U_{\text{ст}} + (I_{\text{ст макс}} + I_{\text{н}})R_0) = 13 + (12 + 5,9) \cdot 10^{-3} \cdot 560 = 22 \text{ В}.$$

Диапазон изменения напряжения источника получился меньше. Необходимо выбрать другой тип стабилитрона .

#### Задание 4

Для схемы усилителя на **рис.4.4** в режиме постоянного тока рассчитать аналитическим методом параметры усилителя  $K_U$ ,  $K_P$  и определить величины всех резисторов, если заданы следующие исходные данные : напряжение питания, параметры рабочей точки, тип транзистора, коэффициент передачи по току .

На ПЭВМ проверить работу усилителя и снять амплитудную и частотные характеристики. Параметры транзисторов приведены в приложении Г. Характеристики транзисторов приведены в *приложении Е*.

Перед выполнением задания внимательно прочитать теоретическую часть и разобрать примеры .

Исходные данные для каждого варианта приведены в *табл 4.1*.

В отчете должны быть приведены:

- схема усилителя;
- аналитический расчет;
- модель схемы, набранная на ЭВМ с показаниями приборов;
- амплитудно-частотная характеристика;
- выводы по работе.

*Таблица 4.1 – Варианты задания 4*

Номер варианта	Исходные данные				
	Тип транзистора	$I_{об}$ , мА	$U_{ок}$ , В	$\beta$ ср	$E_k$ , В
1	2	3	4	5	6
1	КТ601А	1.2	30	150	60
2	КТ814	9	6	50	16
3	КТ815	12	4	50	14
4	КТ816	20	6	30	12
5	КТ817	15	8	30	16
6	КТ818	0.3	4	20	14
7	КТ903А	20	30	40	80
8	КТ912Б	0.25	6	60	10
9	КТ343А	0.4	5	50	12
10	КТ403В	16	15	140	35
11	КТ501Б	0.3	12	80	30
12	КТ203Б	0.6	20	90	36
13	КТ312В	0.1	10	120	20
14	ГТ320Б	4	7	100	14
15	КТ601А	0.8	36	150	80
16	КТ814	6	8	50	14
17	КТ815	3	6	50	10

1	2	3	4	5	6
18	КТ816	8	4	30	12
19	КТ817	15	7	30	16
20	КТ818	300	5	20	14
21	КТ903А	40	20	40	60
22	КТ912Б	100	5	60	12
23	КТ343А	0.5	6	50	10
24	КТ403В	24	10	140	30
25	КТ501Б	400	8	80	35
26	КТ203Б	0.2	16	90	30
27	КТ312В	0.1	7.5	120	20
28	ГТ320Б	2	4	100	10
29	ГТ403В	24	15	40	30
30	КТ343А	0.5	6	50	10

#### 4 Краткие теоретические сведения о биполярном транзисторе

Транзисторы называются биполярными, потому что их работа основана на использовании носителей заряда обоих знаков.

Транзисторы как усилительные элементы могут включаться по схеме с общей базой (ОБ), по схеме с общим эмиттером (ОЭ) и по схеме с общим коллектором (ОК).

Схема включения транзистора с общей базой показана на *рис. 4.1*.

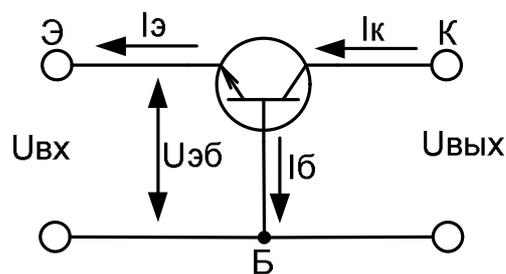
Взаимосвязи токов в схеме:

$$I_{\text{Э}} = I_{\text{Б}} + I_{\text{К}}; I_{\text{К}} \approx I_{\text{К0}} + \alpha I_{\text{Э}},$$

где  $I_{\text{К0}}$  - тепловой ток коллекторного перехода;

$\alpha$  - коэффициент передачи тока в схеме с общей базой.

$$\alpha = \frac{dI_{\text{К}}}{dI_{\text{Э}}} = \frac{\Delta I_{\text{К}}}{\Delta I_{\text{Э}}} \Big|_{U_{\text{КБ}} = \text{const}}.$$



*Рисунок 4.1 - Схема с общей базой*

Схема включения транзистора с общим эмиттером показана на *рис. 4.2*. Для такой схемы входной контур проходит через переход «база-эмиттер» и в нем возникает ток базы  $I_{\text{Б}} = I_{\text{Э}} + I_{\text{К}} = (1 - \alpha) I_{\text{Э}} I_{\text{К0}}$ .

Малое значение тока базы во входном контуре и обусловило широкое применение схемы с общим эмиттером. Коэффициент передачи тока базы в схеме с общим эмиттером:

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \quad \text{или} \quad \beta \approx \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \Big|_{U_{КЭ}} = \text{const} \gg 1.$$

В физической схеме замещения ее параметры связаны с физическим и (собственными) параметрами транзисторов. На рис.4.2 показана Т-образная схема замещения для переменных токов и напряжений для схемы ОЭ. Схема замещения справедлива для линейных участков входных и выходных ВАХ транзистора, на которых параметры транзистора можно считать неизменными

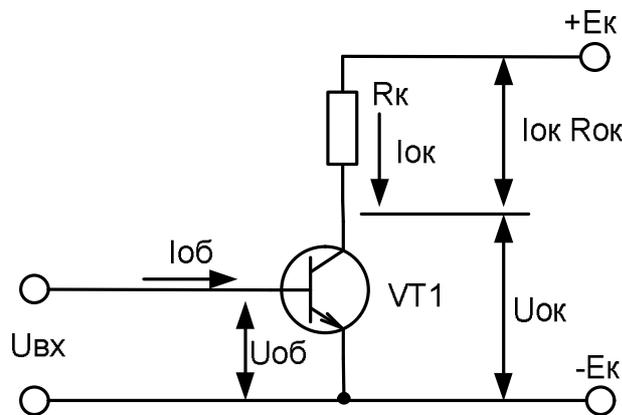


Рисунок 4.2 – Схема с общим эмиттером

Здесь  $r_э$  - дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода (включенного в прямом направлении):

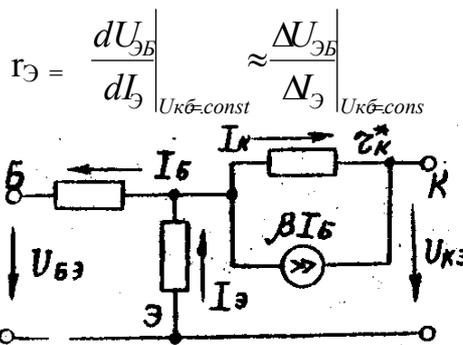


Рисунок 4.3 - Схема замещения транзистора.

значения  $r_э$  зависят от постоянной составляющей тока эмиттера :  $r_э \approx \frac{\varphi_T}{I_э} = \frac{0.026}{I_э}$  ;

$r_б$  - поперечное объемное сопротивление базы или сопротивление базовому току обычно  $r_б \gg r_э$  и составляет 100...500 Ом.

$r_к$  - дифференциальное сопротивление коллекторного перехода (включенного в обратном направлении)

$$\text{Сопротивление } r_k = \left. \frac{dU_{KB}}{dI_K} \right|_{I_3=const} \approx \left. \frac{\Delta U_{KB}}{\Delta I_K} \right|_{I_3=const} ;$$

сопротивление  $r_k^* = r_k / (1 + \beta)$ , учитывает изменение коллекторного тока с изменением напряжения  $U_{KB}$ .

В выходную цепь введен источник тока  $\beta I_B$ , отражающий усилительные свойства транзистора.

Транзистор может быть охарактеризован системой уравнений, связывающих между собой входные и выходные токи и напряжения :

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

Здесь представлена система  $h$  – параметров.  $h$  - параметры легко измерить и определить по ВАХ транзистора. Они имеют следующий физический смысл:

$h_{11} = U_1/I_1 \big|_{U_2=0}$  - входное сопротивление транзистора в режиме короткого замыкания (КЗ) на выходе для переменного тока;

$h_{12} = U_1/U_2 \big|_{I_1=0}$  - коэффициент обратной связи по напряжению в режиме холостого хода (ХХ) на входе для переменного тока;

$h_{21} = I_2/I_1 \big|_{U_2=0}$  - коэффициент передачи тока в режиме КЗ на выходе для переменного тока;

$h_{22} = I_2/U_2 \big|_{I_1=0}$  - входная проводимость транзистора в режиме ХХ на входе для переменного тока.

Значения  $h$  - параметров зависят от схемы включения транзистора и обозначаются  $h_B$  или  $h_E$ .

Для работы транзистора в режиме усиления необходимо обеспечить рабочий режим, т.е. установить параметры рабочей точки и обеспечить ее термостабилизацию.

Задание рабочей точки транзистора осуществляется с фиксированным током базы и с фиксированным напряжением на базе.

Работа транзисторов сильно зависит от температуры, при которой находятся р - n переходы. Наиболее вредное влияние на работу транзистора при изменении температуры оказывает увеличение тока  $I_{KO}$  (при изменении температуры на  $10^\circ\text{C}$  тепловой ток коллекторного перехода  $I_{KO}$  удваивается). Для уменьшения влияния температуры на параметры рабочей точки применяют эмиттерную термостабилизацию (рис.4.4).

С увеличением температуры увеличивается ток коллектора  $I_{OK}$  за счет роста тока  $I_{KO}$ , что, в свою очередь увеличивает падение напряжения на резисторе  $R_E$ :

$$U_{R_E} = I_{OK} R_E.$$

Следовательно, уменьшается напряжение смещения  $U_{OB} = U_{R2} - U_{R3}$  и вызывает уменьшение тока  $I_{OK}$ . Величина напряжения  $U_{R3}$  обычно принимается равной:  $U_{R3} = (0.05 \dots 0.1) E_K$ . Отсюда  $R_3 = U_{R3} / I_{O3} \approx U_{R3} / I_{OK}$ .

### Пример 4.1.

Схема усилителя изображена на *рис.4.4*. Рассчитать цепи смещения, если рабочая точка задана следующими координатами:  $I_{OK} = 1 \text{ mA}$ ,  $U_{OK} = 6 \text{ В}$ , коэффициент усиления каскада  $K_U = -8$ , статический коэффициент передачи тока  $\beta = 50$ .

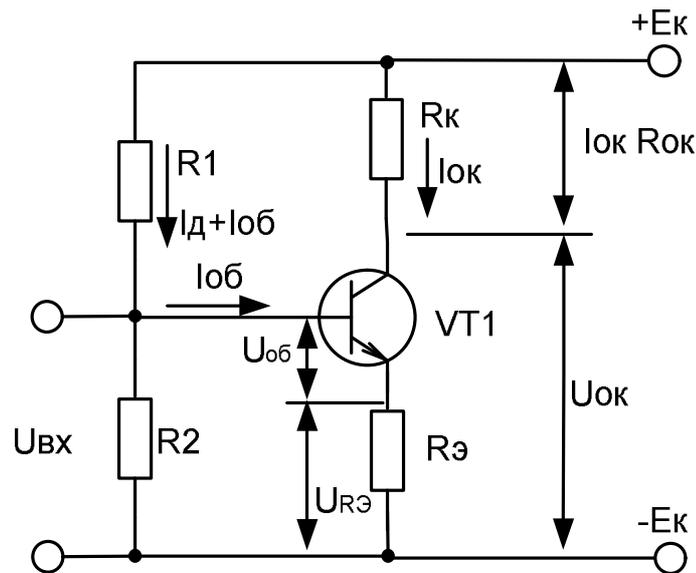


Рисунок 4.4 – Эмиттерная термостабилизация

### Решение:

Здесь  $U_{RH} = I_{OK} R_H = 1 \cdot 10^{-3} \cdot 8 \cdot 10^3 = 8 \text{ В}$ .

Так как напряжение  $U_{OK} = -6 \text{ В}$ , то суммарное напряжение на резисторах в цепи эмиттера  $U_{O3} = 30 - 6 - 8 = 16 \text{ В}$ .

Пренебрегаем током  $I_{KO}$ , получаем:

$$I_{O3} = I_{OK} / \beta = 1 \cdot 10^{-3} / 50 = 20 \text{ мкА}.$$

Следовательно  $I_3 = I_{OK} + I_{O3} = 1 + 0.02 = 1.02 \text{ mA}$ .

При  $K_U \leq 10$  справедливо приближенное равенство  $K_U \approx -R_H / R_3$ ,

где  $K_U$  - коэффициент усиления по напряжению, откуда  $R_3 = R_H / K_U$ .

Как видим, сопротивление  $R_3$  является сопротивлением резистора  $R_3$ .

Напряжение на этом резисторе

$$U_{R3} = I_3 R_3 = 1 \cdot 10^{-3} \cdot 1.02 \cdot 10^3 = 1 \text{ В}.$$

Следовательно, падение напряжения на резисторе  $R_4$

$$U_{R4} = 16 - 1 = 15 \text{ В}.$$

Таким образом,  $R_4 = 15 / 1 \cdot 10^{-3} = 15 \text{ кОм}$ .

Рассчитаем делитель в цепи базы. Для стабильной работы схемы необходимо, чтобы ток через резистор  $R_2$  был по крайней мере раз в 5-10 больше тока

базы. Поскольку  $I_{об} = 20 \text{ мкА}$ , возьмем:  $I_{дел} = 200 \text{ мкА}$ . Пренебрегая падением напряжения на эмиттерном переходе, можно считать, что  $U_{об} \approx U_{э} = -16 \text{ В}$ , откуда

$$R_2 = I_6 / 200 * 10^{-6} = 80 \text{ кОм}.$$

$$R_1 = (-E_k + U_э) / (I_{об} + I_{дел}) = (30 - 16) / 220 * 10^{-6} = 63.5 \text{ кОм}.$$

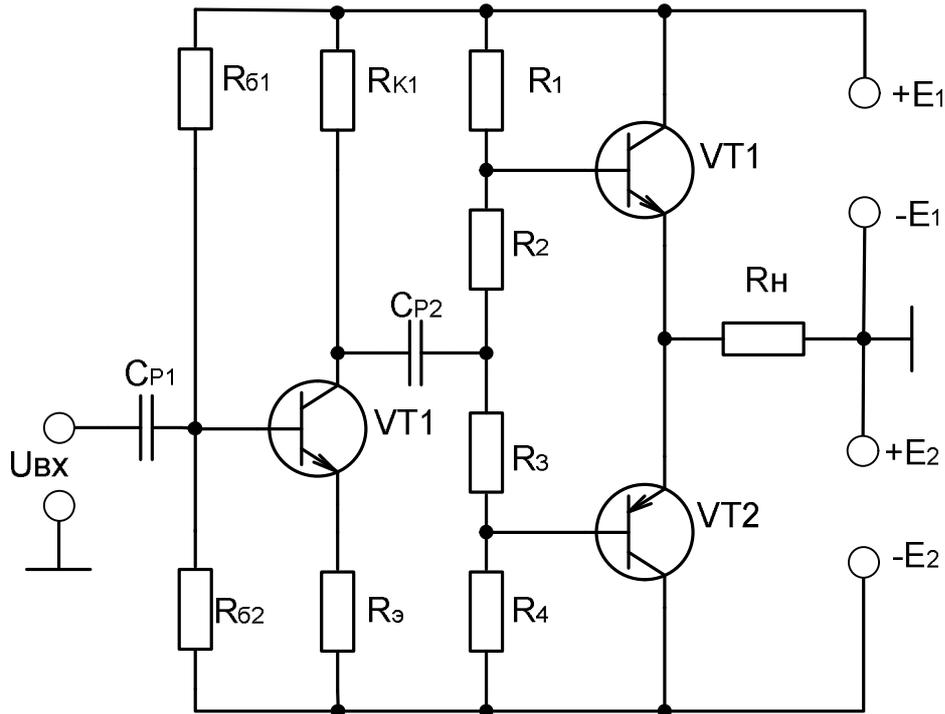
### Задание 5

Рассчитать двухтактный бестрансформаторный усилитель мощности, изображенный на *рис.5.1*, если заданы мощность в нагрузке  $P_H$  и параметры входного сигнала  $E_{Г}$  и  $R_{Г}$ .

Входные и выходные характеристики, а также основные параметры транзисторов приведены в *приложениях Г и Е*.

Данные для расчета приведены в табл.5.1.

Исследовать усилитель на ПЭВМ при изменении  $E_{Г}$  от 10% до 100% и  $f_{Г}$  от 0.1 до 100кГц.



*Рисунок 5.1 – Двухтактный бестрансформаторный усилитель мощности*

В отчете должны быть приведены:

- схема усилителя;
- аналитический расчет;
- модель схемы усилителя, набранная на ПЭВМ с показаниями приборов;
- амплитудные и амплитудно-частотные характеристики;
- выводы по работе.

*Таблица 5.1 – Варианты задания 5*

Номер варианта	Данные для расчета					
	$P_H, ВТ$	$R_H, Ом$	$E_{Г}, мВ$	$R_{Г}, Ом$	$f_{В}, кГц$	$f_{H}, Гц$
1	0.5	20	200	10	5	50
2	0.6	30	250	15	10	60
3	0.7	25	300	7.5	12	70

4	0.8	10	350	5	15	80
5	0.9	15	400	10	20	90
6	1.0	12	280	8	20	100
7	1.1	16	300	12	5	50
8	1.2	18	320	13	10	60
9	1.3	20	340	15	12	70
10	1.4	22	360	18	14	80
11	1.5	24	380	20	16	90
12	1.6	10	400	22	18	100
13	1.7	12	420	25	20	110
14	1.8	14	440	8	22	120
15	1.9	16	460	10	25	130
16	1.0	18	480	12	5	140
17	2.1	6	500	15	10	150
18	2.2	7	520	18	12	160
19	2.3	9	540	20	14	170
20	2.4	11	560	22	16	180
21	2.5	13	580	25	18	190
22	2.6	15	600	6	20	190
23	2.7	17	620	7	22	210
24	2.8	19	640	8	25	220
25	2.9	21	660	9	5	230
26	3.0	23	680	10	8	240
27	3.1	5	700	11	10	250
28	2.1	21	660	9	5	260
29	2.2	23	680	10	8	270
30	2.3	5	700	11	10	280

### 5.1. МЕТОДИКА РАСЧЕТА УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

Простейшим бестрансформаторным усилителем мощности, работающим в режиме А., может служить эмиттерный повторитель с дополнительным источником питания (рис. 5.2).

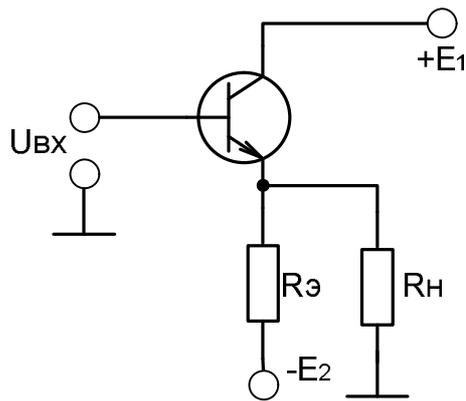


Рисунок 5.2- Усилитель мощности

Максимальный размах напряжения на нагрузке в случае симметричного питания  $|E_1| = |E_2| = E_{II}$  ограничивается по формуле

$$U_{H.m} = |-E_{II}| \frac{R_H}{R_H + R_{\text{Э}}} = \frac{E_{II} R_H}{R_H + R_{\text{Э}}}$$

при этом мощность в нагрузке

$$P_H = \frac{1}{2} \frac{U_{HM}^2}{R_H} = \frac{E_{II}^2 R_H}{2(R_H + R_{\text{Э}})^2}$$

Максимальное значение мощности будет достигаться при  $R_H = R_{\text{Э}}$ :

$$P_{H.\text{макс}} = E_{II}^2 / (8R_{\text{Э}})$$

Мощность, потребляемая от источника питания

$$P_0 = 2E_{II}^2 / R_{\text{Э}}$$

Тогда коэффициент полезного действия

$$\eta = P_{H.\text{макс}} / P_0 = 1/16 = 6.25\%$$

Мощность, рассеиваемая на транзисторе, максимальна в режиме покоя ( $P_H = 0$ ):

$$P_T = E_{II}^2 / R_{\text{Э}} = 8 P_{H.\text{макс}}$$

Схема двухтактного эмиттерного повторителя на транзисторах противоположного типа проводимости, образующих так называемую комплементарную пару, приведена на рис.5.3.

Транзисторы работают поочередно, каждый в течение одного полупериода входного напряжения. При  $U_{\text{вх}} = 0$  оба транзистора заперты.

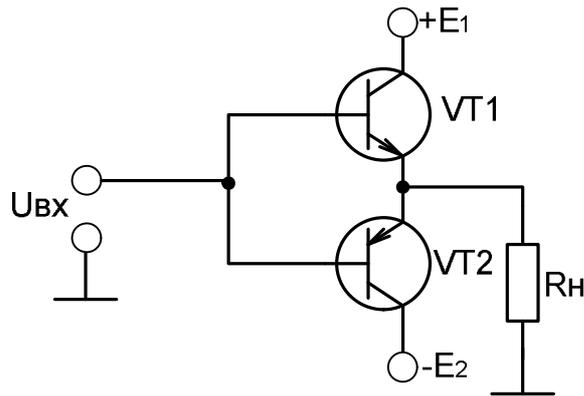


Рисунок 5.3 – Двухтактный усилитель мощности

Следовательно, схема имеет малый ток покоя, что характерно для режима В. Максимальный размах напряжения на нагрузке при симметричном питании достигает значение:

$$U_{н.м} = E_{п.}$$

При полном размахе напряжения на нагрузке мощность в нагрузке

$$P_{н.макс} = E_{п.}^2 / (2R_{н.})$$

Мощность, потребляемая от источников питания обоими транзисторами

$$P_0 = 2E_{п.}I_{нм} / \pi ,$$

где  $I_{нм} = U_{нм} / R_{н.}$  - максимальная амплитуда тока в нагрузке.

Коэффициент полезного действия

$$\eta = P_{н.макс} / P_0 = \pi / 4 \approx 78.5\% .$$

Мощность рассеивания на каждом транзисторе

$$P_{т.макс} = \frac{1}{\pi^2} \frac{E_{п.}^2}{R_{н.}} .$$

Для уменьшения нелинейных искажений, возникающих из-за большой кривизны начального участка входных характеристик, двухтактный эмиттерный повторитель часто используется в режиме АВ. Для этого через транзисторы VT1 и VT2 задается ток покоя, составляющий незначительную часть максимального тока в нагрузке:

$$I_0 = (0.05 \dots 0.15) I_{нм} .$$

Для обеспечения малого значения тока покоя следует приложить постоянное напряжение порядка 1.4 В между базами транзисторов VT1 и VT2 . Если напряжения U1 и U2 равны между собой, то выходной потенциал покоя равен входному потенциалу покоя. Дополнительные резисторы R1 и R2 обеспечивают температурную стабилизацию тока покоя. Вместе с тем резисторы R1 и R2 включены последовательно с Rн и поэтому они снижают мощность, отдаваемую в нагрузку.

Для нормальной работы двухтактного бестрансформаторного усилителя мощности необходимо включение предоконечного каскада.

На рис.5.4 приведена схема усилителя мощности, в которой в качестве предоконечного каскада используется каскад на транзисторе VT1. При расчете такого усилителя обычно заданы мощность  $P_H$  и сопротивление нагрузки  $R_H$ .

Мощность, которую должны выделять транзисторы обоих плеч усилителя,  $P \gg 1.1P_H$

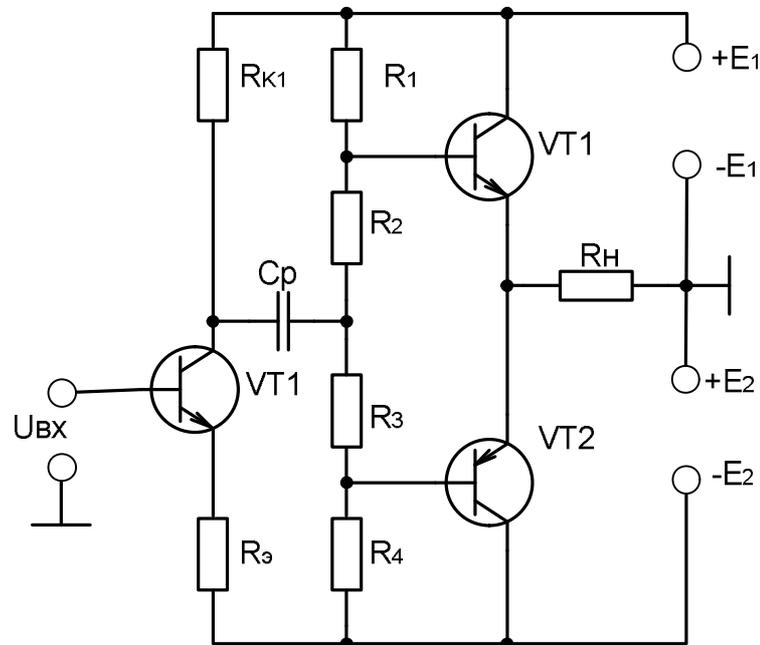


Рисунок 5.4 – Усилитель мощности

Переменные составляющие коллекторного тока и напряжения равны соответственно :

$$I_{KM} = \sqrt{2P/R_H}, \quad U_{Km} = 2P/I_{KM}.$$

Минимальное напряжение в цепи коллектор-эмиттер транзисторов VT1 и VT2 находят из выходных характеристик транзисторов. Выделяемую окончательным каскадом мощность определяют графически как площадь треугольника ABC.

Напряжение источника питания удовлетворяет неравенству

$$E_K \geq U_{KM} + U_{ост} \leq (0.4 \dots 0.5) U_{K доп}.$$

Начальный ток  $I_{ок}$  ( $I_{КА}$ ) через транзисторы обеспечивают соответствующим выбором величин резисторов:  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  и  $R_4$ .

Средний ток, потребляемый транзистором

$$I_{к.ср} = I_{KM} / \pi.$$

Потребляемая каскадом номинальная мощность

$$P_0 = 2E_K I_{к.ср}.$$

Коэффициент полезного действия

$$\eta = P/P_0.$$

Определяют входную мощность :

$$P_{ВХ} = 1/2 U_{ВХ.М} I_{Б.М}.$$

Подсчитывают коэффициент усиления по мощности :

$$K_P = P_{ВЫХ} / P_{ВХ}.$$

### Пример 5.1

Рассчитать двухтактный бестрансформаторный усилитель мощности, изображенный на *рис.5.1*, если заданы мощность в нагрузке  $P_H = 2$  Вт и сопротивление нагрузки  $R_H = 10$  Ом. Усилитель работает от источника сигнала с параметрами:  $E_r = 600$  мВ и  $R_r = 10$  Ом.

Решение

Определим с небольшим запасом мощность, которую должны выделить транзисторы обоих плеч каскада :

$$P \geq 1.1P_H = 2.2 \text{ Вт.}$$

Требуемое максимальное значение коллекторного тока .

$$I_{К.М} = \sqrt{2P/R_H} = \sqrt{2*2.2/10} = 0.664.$$

Минимальное напряжение в цепи коллектор-эмиттер определим по выходным характеристикам транзисторов. Остаточное напряжение  $U_{ост}$  должно отсекают нелинейную часть характеристик. Примем  $U_{ост} = 1$  В.

Требуемую амплитуду напряжения на нагрузке  $U_{ВЫХ}$  найдем из формулы

$$U_{К.М} = \frac{2P}{I_{К.М}} = \frac{2*2.2}{0.66} = 6.6 \text{ В.}$$

Необходимое напряжение источника питания  $E_K \geq U_{ОСТ} + U_{км} = 1 + 6.6 = 7.6$  В. Возьмем с запасом  $E_K = 8$  В.

Выбираем мощные транзисторы VT2 и VT3 по значению отдаваемой мощности P и максимальному напряжению на коллекторе. Выбираем транзисторы с противоположным типом проводимости (так называемой комплементарной парой) типа КТ814А и КТ815А. Примем значение коэффициентов усиления по току  $\beta = 25$ . Тогда  $I_{БМ} = I_{КМ} / \beta = 0.6/25 = 0.024 = 24$  мА .

Рассчитаем цепь базового делителя R1...R2. Потенциал базы транзистора VT1 в состоянии покоя выберем исходя из необходимого начального тока через транзисторы VT2 и VT3, вида входных характеристик. Пусть  $I_{К.НАЧ} = 10$  мА, тогда  $I_{Б.НАЧ} = 0.4$  мА. Из входных характеристик находим:  $U_{БЭ.НАЧ} = 0.45$  В. Примем ток делителя  $I_d$  равным 0.8 мА, тогда

$$R1=R4 = \frac{E_K - U_{БЭ.НАЧ}}{I_d + I_{Б.НАЧ}} = \frac{8 - 0.45}{0.8 + 0.4} = 6.3 \text{ кОм ,}$$

$$R2=R3 = \frac{U_{БЭ.НАЧ}}{I_d} = \frac{0.45}{0.8} = 0.56 \text{ кОм.}$$

Рассчитаем каскад предварительного усиления на транзисторе VT1. Коэффициент усиления каскада VT1 определяется выражением

$$K_{U1} = \frac{\beta_1 R_{К1} | R_{ВХ2}}{R_r + R_{ВХ1}} \approx \frac{R_{К1} | (\beta_2 R_H + R_2)}{R_r / \beta + r_{Э1} + R_{Э1}} .$$

где  $R_{ВХ1} = r_{Б1} + (r_{Э1} + R_{Э1}) / (1 + \beta_1)$  ;  $R_{ВХ2} \approx \beta_2 R_H + R_2$  при условии достаточно высокоомных резисторов R1 и R4:  $\beta_2 = 25$ . С другой стороны, каскад на

транзисторе VT1 должен обеспечить следующее усиление:  $K_{U1} = U_{K.m}/E_{\Gamma} = 6.6/0.6=11$ . Такое усиление можно получить, задавшись током покоя транзистора VT1, равным 5 мА. Выбрав  $R_{k1} = 2$  кОм, обеспечим режимное значение  $U_{KЭ1} = 5$  В. Из формулы для  $K_{U1}$  при  $r_{э1} = 5$  Ом и  $\beta_1 = 50$  находим сопротивление эмиттерного резистора, регулирующего усиление каскада на VT1. Сопротивление  $R_{э1}=47$  Ом обеспечивает необходимый коэффициент усиления каскада предварительного усиления на VT1:

Амплитуда входного тока транзистора VT1

$$I_{ВХ.м} = \frac{U_{ВХ.М}}{R_{\Gamma} + R_{ВХ1}} \approx \frac{E_{\Gamma}}{\beta_1 (r_{э1} + R_{э1})} = \frac{0,6}{50 * (5 + 47)} = 0,23 \text{ мА} .$$

Коэффициент усиления по мощности для рассчитываемого усилителя

$$K_p = \frac{P_H}{P_{ВХ}} = \frac{2P_H}{U_{ВХ.М} I_{ВХ.М}} = \frac{2 * 2.2}{0.6 * 2.3 * 10^{-4}} = 3.2 * 10^4 .$$

### Задание 6

Рассчитать нормирующий усилитель (рис 6.5), если заданы тип ОУ, коэффициент передачи  $K_U$ , нагрузка  $R_H$ , входное сопротивление  $R_{вх}$ , выходное сопротивление  $R_{вых}$ , источник сигнала  $E_T$  и  $R_T$ , колебание температуры  $\Delta T$ , нестабильность питания  $\Delta E_{п}$ . Оценить относительную статическую погрешность и дрейф, приведенный ко входу усилителя. Данные для расчета приведены в табл.6.1, параметры ОУ – в приложении Д.

Исследовать нормирующий усилитель на ПЭВМ. Снять передаточную характеристику, используя данные своего варианта и расчетные номиналы резисторов.

Таблица 6.1.- Варианты задания 6

Номер варианта	Тип ОУ	$K_U$	$R_H$ , кОм	$R_{вх}$ , кОм	$R_{вых}$ , кОм	$E_T$ , В	$R_T$ , кОм	$\Delta T$ , °С	$\Delta E_{п}$ , %
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	КР140УД1	8	4.7	12	0.12	0.1	0.82	10	±5
2	КР140УД5	10	4.3	15	0.15	0.12	0.92	12	±8
3	КР140УД6	12	3.9	16	0.16	0.15	1.0	15	±10
4	КР140УД8	14	3.6	18	0.18	0.2	1.1	18	±12
5	КР140УД9	16	3.3	20	0.2	0.18	1.2	20	±12
6	КР140УД20	18	3.0	21	0.21	0.22	1.3	22	±15
7	К544УД1	20	2.7	24	0.24	0.2	1.4	25	±4
8	КМ551УД2	22	2.4	27	0.27	0.25	1.5	27	±6
9	К553УД2	24	2.2	30	0.3	0.25	1.6	29	±9
10	К 140УД14	26	2.0	33	0.33	0.3	1.7	30	±7
11	К 140УД7	28	1.8	36	0.36	0.15	1.8	32	±10
12	К Р140УД1	28	1.8	33	0.3	0.2	1.5	10	±5
13	К 140УД5	26	2.0	36	0.33	0.15	1.8	30	±10
14	К 140УД6	8	1.8	10	0.10	0.08	1.0	10	±5
15	К 140УД8	10	1.7	12	0.12	0.1	1.1	12	±8
16	К140 УД9	12	1.6	14	0.14	0.12	1.2	15	±10
17	К140 УД20	16	1.5	16	0.15	0.15	1.3	18	±12

Номер варианта	Тип ОУ	$K_U$	$R_{Н},$ кОм	$R_{ВХ},$ кОм	$R_{ВЫХ},$ кОм	$E_{г},$ В	$R_{г},$ кОм	$\Delta T, ^\circ C$	$\Delta E_{п},$ %
18	К 544УД1	18	1.4	18	0.18	0.2	1.4	16	$\pm 15$
19	КМ551УД2	20	1.3	20	0.20	0.24	1.5	15	$\pm 12$
20	К 553УД2	22	1.2	22	0.15	0.26	1.6	20	$\pm 10$
21	К140 УД14	24	1.1	24	0.12	0.3	1.7	18	$\pm 8$
22	К 140УД7	26	1.0	26	0.22	0.33	1.8	12	$\pm 5$
23	К 140УД14	28	1.1	28	0.24	0.36	1.9	10	$\pm 8$
24	К553УД2	30	1.2	26	0.3	0.4	2.0	8	$\pm 10$
25	КМ551УД2	32	1.3	24	0.35	0.45	2.2	12	$\pm 12$
26	К544УД1	34	1.4	20	0.4	0.5	2.4	14	$\pm 15$
27	К140УД20	36	1.5	16	0.5	0.55	2.6	16	$\pm 12$
28	К140УД9	40	1.6	14	0.55	0.6	2.8	18	$\pm 10$
29	К140УД8	45	1.8	12	0.6	0.65	3.0	20	$\pm 8$
30	К140УД6	50	2.0	10	0.65	0.8	3.2	22	$\pm 5$

## 6 МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО РАСЧЕТУ СХЕМ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

### 6.1 Общие сведения

Под операционным усилителем (ОУ) принято понимать универсальный электронный усилитель, который может выполнять самые различные функции и позволяет без нарушения его работоспособности вводить обратную связь (ОС) различного типа. Обозначение ОУ в виде прямоугольника, у которого инвертирующий вход обозначается кружком, приведено на *рис 6.1*.

По принципу действия ОУ сходен с обычным усилителем. Как и обычный усилитель, он предназначен для усиления напряжения или мощности входного сигнала.

Свойства и параметры обычного усилителя полностью определены его схемой, а свойства и параметры ОУ определяются преимущественно параметрами цепи ОС. ОУ выполняют по схеме усилителей постоянного тока с непосредственной связью с отдельных каскадов с дифференциальным входом и биполярным по отношению к амплитуде усиливаемого сигнала выходом. Это обеспечивает нулевые потенциалы на его входе и выходе при отсутствии управляющих сигналов на его входе. ОУ характеризуется большим коэффициентом усиления, высоким входным и низким выходным сопротивлениями.

ОУ выполняются в виде монолитных интегральных микросхем и по своим габаритным размерам и стоимости сравнимы с транзисторами.

Благодаря практически идеальным характеристикам ОУ реализация различных схем на их основе оказывается значительно проще, чем на отдельных транзисторах. Поэтому ОУ вытесняют отдельные транзисторы как элементы схем во многих областях электроники.

Большинство интегральных ОУ имеет один выход. При этом выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$  находится в фазе с напряжением  $U_{\text{вх1}}$  и противофазно напряжению  $U_{\text{вх2}}$ . Напряжение, непосредственно приложенное между входами, равно разности напряжений  $U_{\text{вх1}}$  и  $U_{\text{вх2}}$ . Это напряжение равно нулю, если  $U_{\text{вх1}}$  и  $U_{\text{вх2}}$  имеют даже значительные, но равные значения. Поэтому напряжения  $U_{\text{вх1}}$  и  $U_{\text{вх2}}$  по отношению к общей точке называются напряжениями общего вида, а их разность - дифференциальным напряжением.

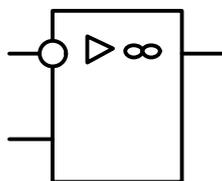


Рисунок 6.1 - Обозначение ОУ

### 6.1.1 Требования к ОУ

Входной каскад должен обладать минимально возможной величиной входного тока.

ОУ должен обеспечивать:

- максимально возможный  $K_U$  разомкнутого ОУ;
- инверсию выходного напряжения, обеспечивающую реализацию ООС;
- обеспечение смещения рабочих точек транзисторов в каскадах;
- обеспечение положения «машинного нуля» в области представления выходных напряжений;
- совмещение «машинного нуля» с физическим;
- обеспечение временной и температурной стабильности «нуля».

Выходной каскад ОУ должен обеспечивать:

- малое выходное сопротивление;
- большой выходной ток (10...100)мА;
- большое выходное знакопеременное напряжение;
- малая рассеиваемая мощность в режиме покоя;

Выходной каскад должен обладать средствами защиты от короткого замыкания как на общий провод, так и на источники питания.

## 6.1.2 Ограничения величин резисторов во входной цепи и цепи обратной связи

Выбор определенных значений  $R_1$  и  $R_2$  играет решающую роль. Существует ряд ограничений.

Ограничения, связанные с погрешностью при каскадировании. Основной причиной этих ограничений является ненулевое значение (хотя и малое) выходного сопротивления ОУ. Минимально допустимое значение входного сопротивления ОУ в неинвертирующем режиме должно удовлетворять неравенству  $R_{1\text{мин}} > R_{\text{вых}}(1 + \frac{1}{\delta})$ , где  $\delta$  - заданная погрешность реализации вычислительной операции. Например, при  $\delta=0.0002$ ;  $R_{\text{вых}} = 1.0\text{Ом}$   $R_{1\text{мин}} > 5\text{кОм}$ . Рассмотренное ограничение не относится к неинвертирующему включению ОУ.

Ограничения, связанные с наличием дрейфа нуля. Несмотря на все схемные ухищрения, направленные на минимизацию дрейфа нуля, его значение остается ненулевым. Для инвертирующего ОУ при постоянной температуре

$$U_{\text{вых.др}} = -e_{\text{др}}(K_{U.OC} - 1) + i_{\text{вх}}^- R_2 .$$

Если задана температурная погрешность вычислительной операции, то это означает, что определено максимальное значение  $R_2$ :

$$R_2 < \frac{U_{\text{ВЫХ.ДР}} + (e_{\text{др.т}} \Delta t_{\text{МАКС}} + e_{\text{др.о}})(K_{U.OC} - 1)}{i_{\text{ВХ.О}} + i_{\text{ВХ.т}} \Delta t_{\text{МАКС}}} .$$

Ограничения, связанные с заданным видом частотной характеристики. Резистор ОС и резистор входной цепи вместе с входной емкостью ОУ образуют RC- фильтр. Если заданная погрешность  $\delta \ll 1$  и  $K_U \gg K_{U.OC}$ ,

$$R_2 < \frac{\omega C_{\text{ВХ}} (\delta K_U - K_{U.OC} - 1)}{1 - 1/(\omega C_{\text{ВХ}})} .$$

Иногда завод-изготовитель рекомендует величину  $R_2$ .

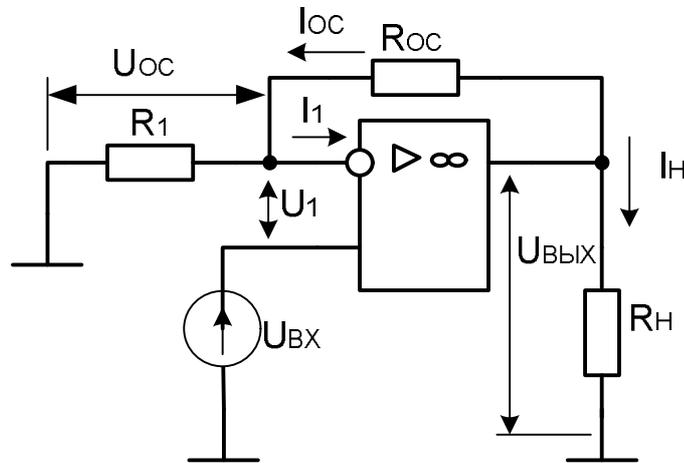
## 6.2 Обратные Связи в ОУ

Для снижения влияния входного тока  $I_{\text{вх}}$  на работу ОУ последний должен иметь большое входное сопротивление, а для возможности согласования его выходного сигнала с нагрузкой – малое выходное сопротивление. Такое распределение сопротивлений позволяет иметь уровень выходного напряжения, равный нулю при  $U_{\text{вх}} = 0$ . Так как каждый каскад операционного усилителя изменяет знак усиливаемого напряжения на обратный, то применяют нечетное количество каскадов, т.е.  $U_{\text{вых}}$  имеет обратный знак  $U_{\text{вх}}$ , что позволяет строить более гибкую схему и создавать цепи обратной связи, стабилизирующие работу усилителя.

В операционных усилителях обратная связь отрицательна, если она подается с выхода усилителя на инвертирующий вход (рис. 6.2). При последовательной обратной связи входной сигнал  $U_{\text{вх}}$  и его сигнал обратной связи подаются на разные

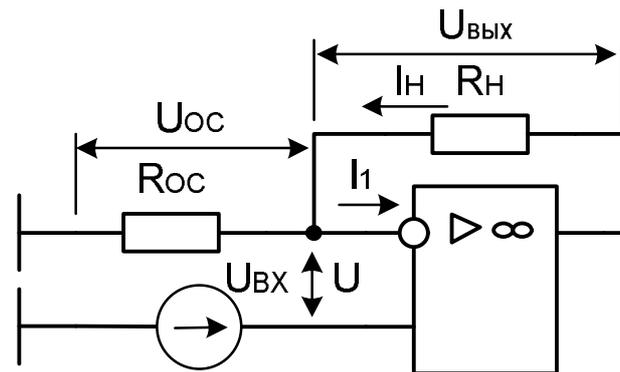
входы микросхемы, а при параллельной - на один вход. На *рис. 6.2* реализована последовательная обратная связь по напряжению.

Степень обратной связи.  $V=R_1/(R_1+R_2)$ . Напряжение обратной связи  $U_{oc}$  и входное напряжение  $U_{вх}$  включены последовательно.



*Рисунок 6.2 – Последовательная ООС по напряжению*

На *рис. 6.3* приведена схема включения ОУ с последовательной отрицательной обратной связью по току.



*Рисунок 6.3 – Последовательная ООС по току.*

На *рис. 6.4* приведена схема включения ОУ с параллельной отрицательной связью по напряжению. В зависимости от видов комплексных сопротивлений  $\dot{Z}_1$  и  $\dot{Z}_2$  может иметь различные частотные характеристики.

Для рассматриваемого усилителя (*рис. 6.4*)

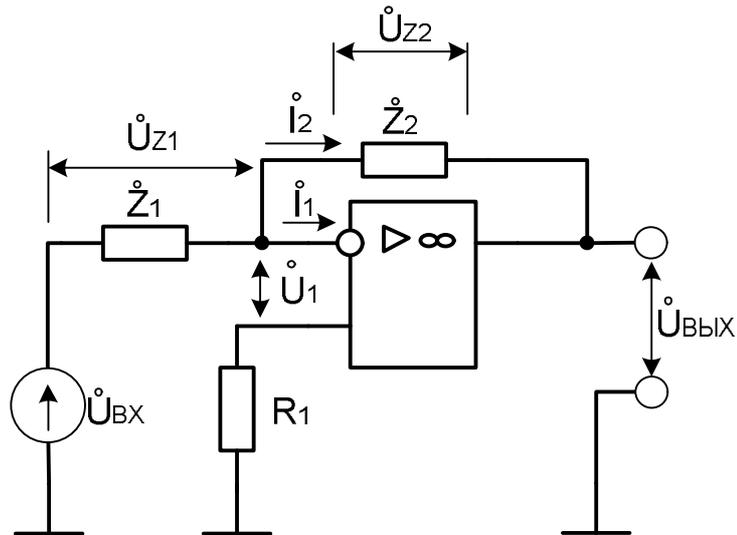


Рисунок 6.4 – Параллельная ООС по напряжению.

$$U_{\text{ВЫХ}} = -K_U U_1, \quad (6.1)$$

где  $K_U$  – коэффициент усиления усилителя без обратной связи.

Рассмотрим основные свойства ОУ:

Для контура, образованного напряжениями  $\dot{U}_1, \dot{U}_{Z2}, \dot{U}_{\text{ВЫХ}}$ , на основании второго закона Кирхгофа можно записать:

$$\dot{U}_{\text{ВХ}} = \dot{U}_{\text{ВЫХ}} + \dot{U}_{Z2}. \quad (6.2)$$

Так как  $K_u \gg 1$ , то из выражения (6.2) следует, что  $\dot{U}_{\text{ВЫХ}} \gg \dot{U}_{\text{ВХ}}$ , т.е. величина  $\dot{U}_{\text{ВХ}}$  значительно меньше величины  $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$  и ею можно пренебречь.

Тогда получаем:  $\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = -\dot{U}_{Z2}$ . (6.3)

Выражение (6.3) и есть первое свойство операционных усилителей, которое формулируется так: выходное напряжение операционного усилителя равно напряжению на элементе обратной связи  $\dot{Z}_2$ , взятому с обратным знаком.

Для контура с напряжениями  $\dot{U}_{\text{ВХ}}, \dot{U}_{Z1}, \dot{U}_{Z2}, \dot{U}_{\text{ВЫХ}}$  по второму закону Кирхгофа имеем:

$\dot{U}_{\text{ВХ}} = \dot{U}_{Z1} + \dot{U}_{Z2} + \dot{U}_{\text{ВЫХ}}$ . Учитывая выражение (6.3), можно записать:  
 $\dot{U}_{\text{ВХ}} \approx \dot{U}_{Z1}$ .

Таким образом, входное напряжение операционного усилителя почти полностью выделяется на его входном элементе  $\dot{Z}_1$ . Это второе свойство операционных усилителей.

Для узла А (см.рис.6.4) можно записать уравнение на основании первого закона Кирхгофа:

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \dot{I}_{\text{ВХ}} = \frac{\dot{U}_1 - \dot{U}_{\text{ВХ}}}{Z_1} + \frac{\dot{U}_1 - \dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{Z_2} + \frac{\dot{U}_1}{Z_{\text{ВХ}}} = 0$$

которое с учетом (6.1) его можно преобразовать к виду

$$\underline{K}_{OC} = -\frac{\dot{U}_{ВЫХ}}{\dot{U}_{ВХ}} = \frac{1}{\underline{Z}_1 \left( \frac{1}{\underline{Z}_2} + \frac{2}{\underline{Ku}\underline{Z}_1} + \frac{1}{\underline{Ku}\underline{Z}_2} + \frac{1}{\underline{Ku}\underline{Z}_{BX}} \right)}$$

При  $\underline{Ku} = (10^5 \dots 10^6)$  все слагаемые вида  $\frac{1}{\underline{Ku}\underline{Z}_i} \ll \frac{1}{\underline{Z}_2}$  и тогда

$$\underline{K}_{OC} = \underline{Z}_2 / \underline{Z}_1.$$

При чисто активных сопротивлениях  $\underline{Z}_1 = R_1$ ,  $\underline{Z}_2 = R_2$ ,

$$\underline{K}_{OC} = K_{OC} = R_2 / R_1.$$

Амплитудно-частотная характеристика такого усилителя равномерна во всем диапазоне частот, т.е.  $K_{OC}$  не зависит от частоты и является строго постоянной величиной. Это третье свойство операционных усилителей.

При  $\underline{Z}_1 = R_1$  и  $\underline{Z}_2 = 1/(j\omega C_2)$  получаем интегрирующий усилитель, у которого коэффициент усиления

$$\underline{K} = \frac{\dot{\underline{Z}}_2}{\dot{\underline{Z}}_1} = \frac{1}{j\omega R_1 C_2} = \frac{1}{j\omega\tau}$$

При  $\underline{Z}_1 = 1/(j\omega C_1)$  и  $\underline{Z}_2 = R_2$  получаем дифференцирующий усилитель, у которого коэффициент усиления

$$\underline{K} = \frac{\dot{\underline{Z}}_2}{\dot{\underline{Z}}_1} = j\omega R_2 C_1 = j\omega\tau$$

При анализе усилительных схем на ОУ обычно принимают следующие упрощающие предположения ( $R_{вхОУ} = \infty$ ;  $K_{уОУ} = \infty$ ;

$R_{вых} = 0$ ): входы ОУ не потребляют тока; напряжение между входами ОУ равно нулю.

Последнее предположение следует из того, что при  $K_{уОУ} = \infty$  напряжение  $U_{ввых} = -K_{уОУ}(U_1 - U_2)$  всегда конечно и по значению меньше напряжения питания  $E_{п}$ , что может иметь место только при  $U_2 - U_1 = 0$  или  $U_1 = U_2$ . Здесь  $U_1$ ,  $U_2$  – напряжения на входах ОУ.

### 6.3 Реализация схем на ОУ

Рассмотрим реализацию некоторых схем усилителей с использованием ОУ.

#### 6.3.1 Инвертирующий усилитель

Неинвертирующий усилитель (рис.6.5) представляет собой ОУ, охваченный цепью параллельной отрицательной связи по напряжению на резисторах  $R_{OC}$ ,  $R_1$ . Входной сигнал подан на инвертирующий вход.

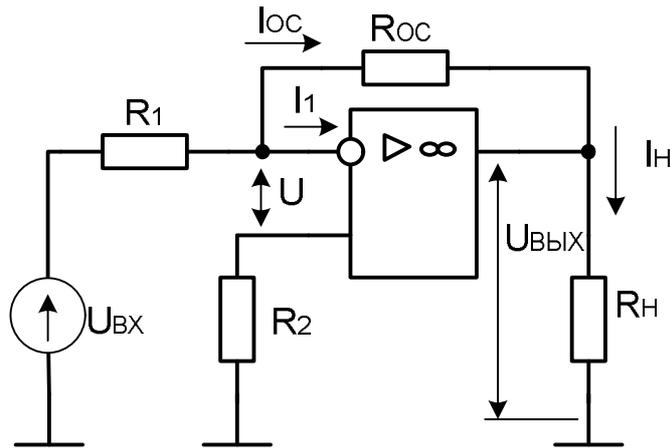


Рисунок 6.5 – инвертирующий ОУ

Неинвертирующий вход заземлен через резистор  $R_2$ , сопротивление которого выбирается:

$$R_2 = \frac{R_{OC} R_1}{R_{OC} + R_1} .$$

Так как неинвертирующий вход ОУ заземлен и разность напряжений между входами равна нулю, то инвертирующий вход тоже имеет нулевой потенциал относительно земли. Поэтому

$$I_{вх} = U_{вх} / R_1 .$$

Так как входы ОУ не потребляют тока, то

$$I_{OC} = I_{вх} = U_{вх} / R_1 .$$

Входное напряжение, т.е. напряжение на выходе относительно общей шины, можно найти как падение напряжения от тока  $I_{OC}$  на резисторе  $R_{OC}$ :

$$U_{вых} = -R_{OC} I_{OC} = -U_{вх} R_{OC} / R_1 .$$

Отсюда коэффициент усиления инвертирующего усилителя

$$K_{U_{инв.}} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = -R_{OC} / R_1 . \quad (6.4)$$

При заданной Э.Д.С. источника сигнала  $E_r$  с внутренним сопротивлением  $R_r \neq 0$  формула (6.4) примет вид

$$K_{U_{инв.}} = \frac{U_{вых}}{E_r} = -\frac{R_{OC}}{R_r + R_1} . \quad (6.5)$$

Ток выходной цепи ОУ, протекающий через резисторы  $R_H$  и  $R_{OC}$ , включенные параллельно для приращения тока,

$$I_{вых} = I_H + I_{OC} = \frac{U_{вых}}{R_H} + \frac{U_{вых}}{R_{OC}} .$$

Значение выходного тока не должно превышать нескольких миллиампер.

Входное сопротивление усилителя при идеальном ОУ

$$R_{ex.инв.} = R_1 + \frac{R_{ex.oy} R_{OC}}{R_{ex.oy} (1 + K_{uOY}) + R_{OC}} \cdot$$

Выходное сопротивление усилителя в этом случае

$$R_{вых.инв} = \frac{R_{вых.OY}}{K_{UOY}} K_{Uинв} \cdot$$

Инвертирующее включение – основа большинства схем обработки сигналов от датчиков, преобразующих измеряемые физические параметры. На базе этого включения строятся дифференциальные усилитель постоянного тока, мостовые усилители, аналоговые интеграторы, дифференцирующие схемы, усилители переменного тока с обратной связью, преобразователи "ток-напряжение", стабилизаторы напряжения, а также нелинейные схемы ограничителей, логарифмирующих усилителей, мультивибраторов и других. Все усилители реализуются посредством одного или нескольких ОУ с линейной и нелинейной обратной связью.

### 6.3.2 Неинвертирующий усилитель

Неинвертирующий усилитель (рис.6.6) представляет собой ОУ, охваченный цепью последовательной отрицательной ОС по напряжению на резисторах  $R_{OC}$ ,  $R_1$ . Входной сигнал подан на неинвертирующий вход.

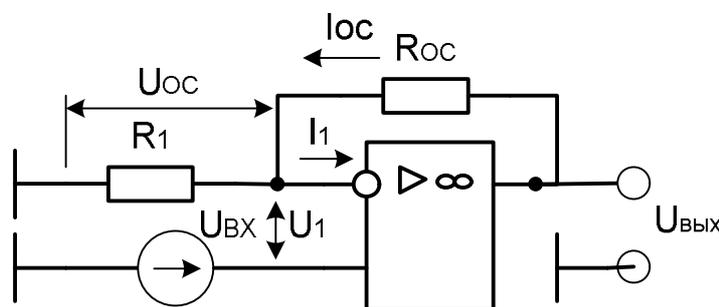


Рисунок 6.6 – Неинвертирующий ОУ

Выражение для коэффициента усиления этой схемы можно получить, используя равенства напряжений на входах ОУ:

$$U_{вх} = U_{ос} = U_{вых} \frac{R_1}{R_{OC} + R_1} \quad .$$

$$\text{Отсюда } K_{U, \text{неинв}} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{R_{OC} + R_1}{R_1} = 1 + \frac{R_{OC}}{R_1} = 1 + |K_{U, \text{неинв}}| \quad .$$

#### Входное сопротивление при идеальном ОУ

$$R_{вх, \text{неинв.}} = R_{вх, ОУ} \frac{K_{UОУ}}{K_{U, \text{неинв.}}}$$

$$\text{Выходное сопротивление: } R_{вых, \text{неинв}} = \frac{R_{вых, ОУ}}{K_{UОУ}} K_{U, \text{неинв}} \quad .$$

Если в схеме на рис.6.6 принять  $R_1 = \infty$  и  $R_{OC} = 0$ , то  $K_{U, \text{неинв}} = 1$  и  $U_{вых} = U_{вх}$ , т.е. имеем повторитель с коэффициентом передачи, равным единице.

### 6.3.3 Разностный усилитель

Разностный усилитель (рис.6.7) усиливает разность сигналов, приложенных ко входам ОУ. Зная коэффициенты усиления по инвертирующему и неинвертирующему входам, можно получить выражение для выходного напряжения разностного усилителя, используя метод суперпозиции:

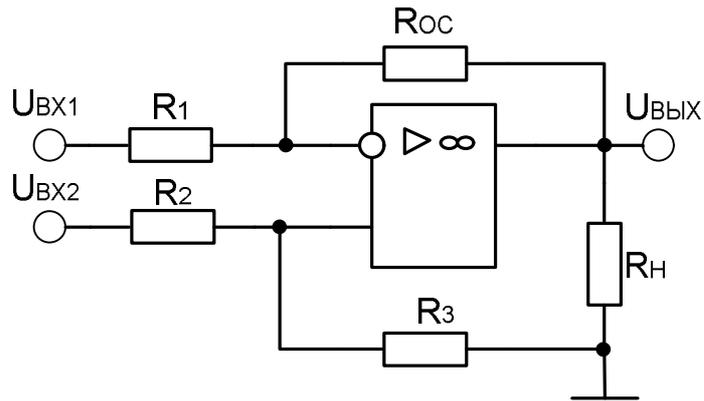


Рисунок 6.7 – Разностный усилитель

$$\begin{aligned}
 U_{\text{вых}} &= -K_{\text{Уинв}} U_{\text{вх1}} + K_{\text{Унеинв}} \frac{R_3}{R_3 + R_2} U_{\text{вх2}} = \\
 &= \frac{-R_{\text{OC}}}{R_1} U_{\text{вх1}} + \frac{R_1 + R_{\text{OC}}}{R_1} \frac{R_3}{R_3 + R_2} U_{\text{вх2}}.
 \end{aligned}$$

Если  $R_2 = R_1$ ,  $R_3 = R_{\text{OC}}$  и  $R_3 / R_2 = R_{\text{OC}} / R_1 = m$ , то

$$U_{\text{ВЫХ}} = -mU_{\text{ВХ1}} + \frac{(m+1)m}{m+1} U_{\text{ВХ2}} = m(U_{\text{ВХ2}} - U_{\text{ВХ1}}).$$

В разностном усилителе помехи, попадающие или возникающие на его входах, оказываются синфазными сигналами и не усиливаются, так как схема усиливает только разностный сигнал. Это свойство усилителя используется в различных измерительных схемах.

#### Коэффициент ослабления синфазного сигнала

$$K_{\text{ос.СФ}} = (1 + m) \frac{m}{\Delta m}.$$

Недостатком разностного усилителя (см.рис.6.7) является различное входное сопротивление по инвертирующему и неинвертирующему входам, а также трудность регулирования его коэффициента усиления (требуется одновременное изменение двух точно подобранных резисторов).

### Пример 6.1.

Рассчитать нормирующий усилитель (см рис. 6.5) на основе ОУ типа К140УД1А с коэффициентом передачи  $K_U = 10$ , работающий на нагрузку с сопротивлением  $R_H = 5 \text{ кОм}$ . Входное сопротивление не менее  $10 \text{ кОм}$ , выходное сопротивление – не более  $100 \text{ Ом}$ . Усилитель работает от источника сигнала  $E_r = 0,2 \text{ В}$  и внутренним сопротивлением  $R_r = 1 \text{ кОм}$ .

Оценить относительную статическую погрешность и дрейф, приведенный ко входу усилителя, если  $\Delta T = 20^\circ\text{C}$  (от  $20$  до  $40^\circ\text{C}$ ) и нестабильность источников питания  $\pm 10\%$ .

#### Решение

Используем инвертирующее включение ОУ (см рис. 6.5), поскольку требуемое сопротивление  $R_{вх}$  невелико.

$$\text{Согласно выражению (4.5) } K_{U_{инв}} = K_U = \frac{U_{вых}}{E_r} = - \frac{R_{OC}}{R_r + R_1} .$$

Требуемая величина  $R_{вх} = R_1 = 10 \text{ кОм}$ , тогда

$$R_{OC} = K_{U_{инв}}(R_1 + R_r) = 10 \cdot 11 = 110 \text{ кОм}.$$

Для уменьшения итоговой погрешности выбираем резистор  $R_2$  из выражения

$$R_2 = (R_1 + R_r) \parallel R_{OC} = \frac{(R_1 + R_r)R_{OC}}{R_1 + R_r + R_{OC}} = \frac{(10+1)110}{10+1+110} \approx 11 \text{ кОм}$$

Определим выходной ток ОУ:

$$I_{вых} = I_H + I_{OC} = U_{вых} / R_H + U_{вых} / R_{OC} .$$

$$I_{вых} = U_{вых} / R_H + U_{вых} / R_{OC} = \frac{0,2 \cdot 10}{5} + \frac{0,2 \cdot 10}{110} \approx 0,2 \text{ мА} .$$

Выходное сопротивление усилителя определим из выражения

$$R_{вых} = \frac{R_{выхОУ}}{K_{U_{инв}}} = \frac{700 \cdot 10}{900} = 8 \text{ Ом} .$$

Оценим дрейф, приведенный ко входу усилителя:

$$\frac{\Delta U_{выхОШ}}{\Delta T} = \frac{\Delta U_{см}}{\Delta T} \left( 1 + |K_{U_{инв}}| \right) + \frac{\Delta I_{Бразн}}{\Delta T} R_{OC} ,$$

где  $\Delta U_{см} / \Delta T$  – дрейф напряжения смещения;  $\Delta I_{Бразн} / \Delta T$  – дрейф разностного входного тока.

$$\ell_{ДР}^{вх} = \frac{\Delta U_{выхОШ}}{\Delta T K_U} = \frac{dU_{см}}{dT} + \frac{dI_{Бразн}}{dT} (R_r + R_1) =$$

$$= 20 \text{ мкВ} / ^\circ\text{C} + 30 \cdot 10^{-3} \text{ мА} / ^\circ\text{C} \cdot 11 \cdot 10^3 \approx 350 \text{ мкВ} / ^\circ\text{C} .$$

Относительная статическая погрешность усилителя определяется из выражения

$$\delta_{\text{стат.}} = \frac{\Delta K_{U_{\text{инв}1}}}{K_{U_{\text{инв}1}}} + \frac{\Delta U_{\text{вых.ош}}}{K_{U_{\text{инв}}} U_{\text{вх.макс}}}, \quad (6.6)$$

где  $\Delta K_{U_{\text{инв}}}$  – изменение  $K_{U_{\text{инв}}}$  с изменением температуры окружающей среды:

$$\Delta U_{\text{выхОШ}} = \Delta U_{\text{выхОШ}}^{\text{сф}} + \Delta U_{\text{выхОШ}}^{\Delta T} + \Delta U_{\text{выхОШ}}^{\Delta E_{\text{п}}},$$

где  $\Delta U_{\text{выхОШ}}^{\text{сф}}$  – изменение выходного напряжения при воздействии синфазного сигнала на входе;

$\Delta U_{\text{выхОШ}}^{\Delta T}$  – изменение напряжения на входе усилителя в диапазоне температур  $\Delta T$ , равно

$$\Delta U_{\text{выхОШ}}^{\Delta T} = \epsilon_{\text{др}}^{\text{вх}} \Delta T K_{U_{\text{инв}}} = 0.35 * 20 * 10 = 70 \text{ мВ};$$

$\Delta U_{\text{выхОШ}}^{\Delta E_{\text{п}}}$  – изменение выходного напряжения при изменении напряжения питания.

Для К140УД1:  $E_{\text{п}} = \pm 6.3 \text{ В}$ ,  $K_{\text{ОВНП}} = 60 \text{ ДБ} = (1 * 10^3) \text{ мкВ/В}$ .

Тогда изменение напряжения смещения  $\Delta U_{\text{см}}$  за счет изменения напряжения питания на  $\pm 10\%$

$$\Delta U_{\text{см}} = \frac{\Delta E_{\text{п}}}{K_{\text{ОВНП}}} = \frac{0.1 * 2 * 6.3}{10^3} = 1.26 \text{ мВ}.$$

$$\Delta U_{\text{выхОШ}}^{\Delta E_{\text{п}}} = \Delta U_{\text{см}} K_{U_{\text{инв.}}} = 1.26 * 10 = 12.6 \text{ мВ}$$

Таким образом,  $\Delta U_{\text{вых.ОШ}} = 70 + 12.6 = 82.6 \text{ мВ}$ .

Первое слагаемое в формуле (6.6) определяется температурным градиентом коэффициента усиления ОУ, который составляет обычно:

$$\frac{\Delta K_{U_{\text{ОУ}}}}{K_{U_{\text{ОУ}}} \Delta T} = (0.2 \dots 0.4) 10^{-2} 1/^\circ \text{C}.$$

Выберем  $\frac{\Delta K_{U_{\text{ОУ}}}}{K_{U_{\text{ОУ}}} \Delta T} = 0.4 \cdot 10^{-2} 1/^\circ \text{C}$ . При охвате ОУ обратной связью в

схеме инвертирующего усилителя при  $\Delta T = 20^\circ \text{C}$

$$\frac{\Delta K_{U_{\text{инв}}}}{K_{U_{\text{инв}}}} = \frac{\Delta K_{U_{\text{ОУ}}}}{\Delta T K_{U_{\text{ОУ}}} * K_{U_{\text{ОУ}}} / K_{U_{\text{инв}}}} = \frac{0.4 * 10^{-2} * 20}{900 / 10} = 0.09\%.$$

Общая статическая погрешность:

$$\delta_{\text{стат}} = 9 * 10^{-4} + \frac{82.6 * 10^{-3}}{10 * 0.2} = 0.0423 = 4.23\%.$$

*Приложение А (справочное)*

**Ряды Е номинальных емкостей конденсаторов и сопротивлений резисторов**

Индекс ряда	Номинальные значения (единицы, десятки, сотни ом, килоом, мегаом, пикофарад, микрофарад, фарад)						Допустимое отклонение от номинальных значений, %
<b>Е6</b>	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	±20
<b>Е12</b>	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	±10
	1,2	1,8	2,7	3,9	5,6	8,2	±10
<b>Е24</b>	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	±5
	1,1	1,6	2,7	3,6	5,1	7,5	±5
	1,2	1,8	2,7	3,9	5,6	8,2	±5
	1,3	2,0	3,0	4,3	6,2	9,1	±5

Примечание: Конкретные значения сопротивления или емкости получают умножением соответствующих чисел рядов  $10^n$  или  $10^{-n}$ .

*Приложение Б (справочное)*

**Основные параметры выпрямительных диодов**

Тип диода	Максимально допустимый прямой ток, А	Максимально допустимое обратное напряжение, В	Постоянное прямое напряжение, В
<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>
КД102А	0,1	250	1
КД102Б	0,1	300	1
КД103А	0,1	50	1
КД103Б	0,1	50	1,2
КД105А	0,3	200	1
КД105Б	0,3	400	1
КД105В	0,3	600	1
КД105Г	0,3	800	1
2Д201А	5	100	1
2Д201Б	10	100	1
2Д201В	5	200	1
2Д201Г	10	200	1
КД202А	3,5	50	0,9
КД202С	3,5	600	0,9
КД203А	10	600	1
КД203Д	10	1000	1

*Продолжение приложения Б*

<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>
КД204А	0,4	400	1,4
КД204Б	0,6	200	1,4
КД204В	1	50	1,4
КД205А	0,5	300	1
КД205Л	0,5	700	1
КД206А	10	400	1,2
КД206Б	10	500	1,2
КД206В	10	600	1,2
2Д210А	10	800	1
2Д210В	10	1000	1
2Д213А	10	200	1,2
2Д213Б	10	200	1,2

*Приложение В (справочное)*

Основные параметры стабилизаторов

Тип	Напряжение стабилизации, В	Ток стабилизации, мА		Максимально допустимый прямой ток, мА	Дифференциальное сопротивление, Ом
		минимальный	максимальный		
КС133А	3,3	3	81	50	65
КС139А	3,9	3	70	50	60
КС147А	4,7	3	58	50	56
КС156А	5,6	3	55	50	46
КС162А	6,2	3	22	-	35
КС168А	6,8	3	45	50	28
КС175А	7,5	3	18	-	16
КС182А	8,2	3	17	-	14
КС191А	9,1	3	15	-	18
КС196А	9,6	3	20	-	18
КС210Б	10	3	14	-	22
КС211Б	11	5	33	-	15
2С212В	12	0,5	12	-	24
КС213Б	13	0,5	10	-	25
2С215Ж	15	0,5	8,3	50	70
2С220Ж	20	0,5	6,2	50	70
КС433А	3,3	3	191	-	25
КС447А	4,7	3	159	-	18
КС482А	8,2	1	96	50	25
КС510А	10	1	79	50	25
КС512А	1,2	1	67	50	25
КС515А	15	1	53	50	25

Приложение Г (справочное)

Основные параметры транзисторов

Параметры	Типы транзисторов								
	КТ203Б	КТ312В	ГТ320Б	КТ343А	ГТ403А	КТ501Б	КТ601А	КТ814Б КТ815Б	КТ816 КТ817
Тип проводимости	p-n-p	n-p-n	p-n-p	p-n-p	p-n-p	p-n-p	n-p-n	p-n-p n-p-n	p-n-p n-p-n
Напряжение коллектор-эмиттер, В	30	20	15	17	45	15	100	40	25
Напряжение база-эмиттер, В	15	4	3	4	20	10	2	5	5
Ток коллектора (максимальный), мА	10	30	150	50	1250	300	30	1500	3000
Импульсный ток, мА	50	60	300	150	-	500	-	3000	6000
Напряжение насыщения коллектор – эмиттер, В	1	0,8	1,7	0,3	0,5	0,4	-	0,2	0,33
Напряжение насыщения база-эмиттер, В	1	1,1	0,45	0,95	0,8	1,5	-	0,9	0,92
Статический коэффициент передачи тока ( $\beta$ )	30-150	50-280	50-160	30-70	20-60	40-120	16-300	40-70	25-40
Допустимая мощность рассеивания, Вт	0,15	0,225	0,200	0,150	0,2	0,35	0,25	10	25
Емкость коллекторного перехода, пФ	10	3,5	8	6	-	50	15	40	60
Обратный ток коллектора, мкА	1	5	4	1	50	-	50	400	200
Обратный ток эмиттера, мкА	1	0,1	2	100	50	-	50	-	-

Продолжение приложения Г

Параметры	Типы транзисторов								
	КТ818Б	КТ903А	КТ912Б	КТ301Д	КТ315Б	КТ342Б	КТ208А	КТ3117	КТ819Г
Тип проводимости	p-n-p	n-p-n	n-p-n	n-p-n	n-p-n	n-p-n	p-n-p	n-p-n	n-p-n
Напряжение коллектор-эмиттер, В	40	60	70	30	20	25	20	50	80
Ток коллектора (максимальный), мА	10000	3000	20000	10	100	50	150	400	10000
Импульсный ток, мА	15000	10000	-	20	-	300	300	800	15000
Напряжение насыщения коллектор – эмиттер, В	2	2,5	2,5	3	0,4	0,1	0,3	0,6	2
Напряжение насыщения база-эмиттер, В	3	3	3	2,5	1,1	0,9	1,5	1,2	3
Статический коэффициент усиления по току ( $\beta$ )	15-20	15-70	20-100	20-60	20-90	25-100	20-60	40-100	15
Допустимая мощность рассеивания, Вт	60	30	30	0,042	0,15	0,05	0,2	0,3	60
Емкость коллекторного перехода, пФ	50	50	50	10	7	8	35	15	35
Обратный ток коллектора, мкА	1000	2000	5000	10	1	1	2	10	1000
Обратный ток эмиттера, мкА	1000	5000	2500	50	30	30	10	-	-

Приложение Д (справочное)

Параметры операционных усилителей общего применения

Параметры	Типы операционных усилителей					
	КР140УД1Б	КР140УД2А	КР140УД5Б	КР140УД6	КР140УД7	КР140УД8А
Коэффициент усиления $K_u$ , $10^3$	2...8	35	1	70	50	50
Входные токи $I_{вх}$ , мкА	8	0,7	10	0,3	0,2	02
Разность входных токов, мкА	2,5	0,2	5	0,1	0,05	0,15
Коэффициент Конвп, ДБ	60	80	60	80	70	60
Максимальный выходной ток, мА	2,5	10	3	25	20	20
Максимальное выходное напряжение, В	6	10	6	11	11,5	10
Максимальное входное напряжение, В	1,2	10	3	1,5	12	10
Максимальное входное синфазное напряжение, В	6	5	6	11	11	12
Напряжение источника питания, В	12,6	12,6	12,6	15	15	15
Ток потребления, мА	10	16	12	2,8	2,8	5
Минимальное сопротивление нагрузки, кОм	5	1	2	0,5	0,55	0,5
Напряжение смещения нуля, мВ	7	9	5	5	4	20
$\Delta U_{св}/\Delta T$ , мкВ/К	$\pm 60$	$\pm 20$	$\pm 60$	$\pm 20$	$\pm 6$	$\pm 50$
$\Delta I_{вх}/\Delta T$ , нА/К	$\pm 50$	$\pm 20$	$\pm 6$	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$	$\pm 20$

Продолжение приложения Е

Параметры	Типы операционных усилителей					
	140УД9	140УД14А	140УД20Б	К544УД1Б	КМ544УД1А	К533УД2
Коэффициент усиления $K_u$ , $10^3$	35	50	50	20	50	20
Входные токи $I_{вх}$ , мкА	0,35	2	0,2	0,01	0,1	1,5
Разность входных токов, мкА	0,1	0,2	0,5	001	0,02	0,5
Коэффициент Конвп, ДБ	80	85	70	60	100	60
Максимальный выходной ток, мА	22	20	20	-	-	-
Максимальное выходное напряжение, В	10	13	11,5	10	10	10
Максимальное входное напряжение, В	7	10	15	10	10	10
Максимальное входное синфазное напряжение, В	6	13,5	15	-	-	-
Напряжение источника питания, В	12,6	15	15	15	15	15
Ток потребления, мА	8	0,6	2,8	3,5	5	6
Минимальное сопротивление нагрузки, кОм	0,45	0,6	1,55	2	2	1,5
Напряжение смещения нуля, мВ	5	2	5	-	-	-
$\Delta U_{св}/\Delta T$ , мкВ/К	$\pm 20$	$\pm 10$	$\pm 1,3$	-	-	-
$\Delta I_{вх}/\Delta T$ , нА/К	$\pm 20$	$\pm 10$	0,5	-	-	-

## ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Опадчий Ю.Ф., Глудкин О.П., Гуров А.И. Аналоговая и цифровая электроника (полный курс): Учебник для вузов. Под. ред. О.П. Глудкина. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 768 с.: ил.
2. Колонтаєвський Ю.П., Сосков А.Г. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум: Навч. посіб. /За ред.. А.Г.Соскова. 2-е вид. –К.: Каравела, 2004. – 432 с.
3. Гусев В.Г. Электроника и микропроцессорная техника: Учеб. для вузов / В.Г.Гусев, Ю.М.Гусев. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 2005. – 790 с.: ил.
4. Лачин В.И., Савёлов Н.С. Электроника: Учеб. пособие. – Ростов н/Д: изд-во «Феникс», 2001. – 448 с.
5. Схемотехніка електронних систем: У 3 кн. Кн. 1. Аналогова схемотехніка та імпульсні пристрої: Підручник /В.І.Бойко, А.М.Гуржій, В.Я.Жуйков та ін. – 2-ге вид., допов. і переробл. – К.: Вища шк., 2004. – 366 с.: іл.
6. Схемотехніка електронних систем: У 3 кн. Кн. 2. Цифрова схемотехніка: Підручник /В.І.Бойко, А.М.Гуржій, В.Я.Жуйков та ін. – 2-ге вид., допов. і переробл. – К.: Вища шк., 2004. – 423 с.: іл.
7. Кучумов А.И. Электроника и схемотехника: Учебное пособие. – М.: Гелиос АРВ. 2002. – 304 с.
8. Скаржепа В.А., Луценко А.Н. Электроника и микросхемотехника. Ч.1. Электронные устройства информационной автоматики: Учебник / Под общ. ред. А.А. Краснопрошиной. – К.: Выща шк. Головное изд-во, 1989. – 431 с.
9. Краснопрошина А.А., Скаржепа В.А., Кравец П.И. Электроника и микросхемотехника. Ч.2. Электронные устройства промышленной автоматики: Учебник / Под общ. ред. А.А. Краснопрошиной. – К.: Выща шк. Головное изд-во, 1989. – 303 с.
10. Скаржепа В.А. и др. Электроника и микросхемотехника. Лабораторный практикум. Учебник / Под общ. ред. А.А. Краснопрошиной. – К.: Выща шк. Головное изд-во, 1989.

