

# **Схемотехника, ч.1**

## **Линейные аналоговые устройства**

Слайды к курсу лекций  
Лектор: к.т.н., доц. Амелин С.А.

2018

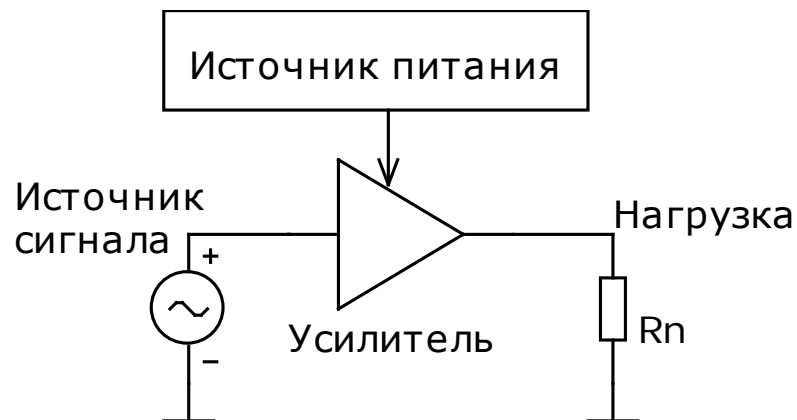
## Литература по курсу Схемотехника

1. Опадчий Ю.Ф., Глудкин О.П., Гуров А.И.: Под ред. Глудкина О.П. Аналоговая и цифровая электроника. Учебник для вузов. — М.: Радио и связь, 2003
2. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника. - М.: Высшая школа, 1991.
3. Прянишников В.А. Электроника: Курс лекций. – СПб.: Корона – принт, 1998. – 398 с.
4. Лачин В.И., Савёлов Н.С. Электроника: Учеб. пособие. 4-е изд. — Ростов н/Д: изд-во «Феникс», 2004. — 576 с. (Серия «Высшее образование»).
5. Волович Г. И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств. — М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2007. — 528 с., ил.
6. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
7. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: Пер. с англ. М.: Мир, 2001.– 704 с.
8. Кауфман М., Сидман А. Г. Практическое руководство по расчетам схем в электронике: Справочник. В 2-х томах. Т. 1: Пер. с англ./ Под ред. Ф. Н. Покровского. – М.: Энергоатомиздат, 1991.– 368 с.

Информационные материалы и методические пособия размещены на сайте кафедры - <http://www.eimt.ru>

## Усилители электрических сигналов

**Усилитель** – устройство, предназначенное для увеличения мощности входного сигнала. Он фактически управляет потоком энергии, идущей от источника питания к нагрузке.



### Классификация

По типу усиливаемого сигнала:

- усилители тока
- усилители напряжения
- усилители мощности

По характеру изменения усиливаемого сигнала во времени:

- усилители постоянного тока
- усилители переменного тока

Усилители переменного тока:

- низкочастотные
- высокочастотные
- широкополосные
- избирательные

## Основные параметры усилителя

**Коэффициент усиления** – отношение параметров выходного сигнала к входному.

Коэффициент усиления по напряжению  $K_U = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$

Коэффициент усиления по току  $K_I = I_{\text{вых}}/I_{\text{вх}}$

Коэффициент усиления по мощности  $K_P = P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}$

**Коэффициент преобразования** (частный случай коэффициента усиления):

Коэффициент преобразования входного напряжения в выходной ток (крутизна усиления)

$$S = I_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$$

Коэффициент преобразования тока в мощность:

$$W = P_{\text{вых}}/I_{\text{вх}}$$

## Использование логарифмических единиц

Коэффициенты усиления часто оценивают в логарифмических единицах – **децибелах** (дБ)

$$K_{U \text{ дБ}} = 20 \lg U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}, \quad K_{I \text{ дБ}} = 20 \lg I_{\text{вых}}/I_{\text{вх}}, \quad K_{P \text{ дБ}} = 10 \lg P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}.$$

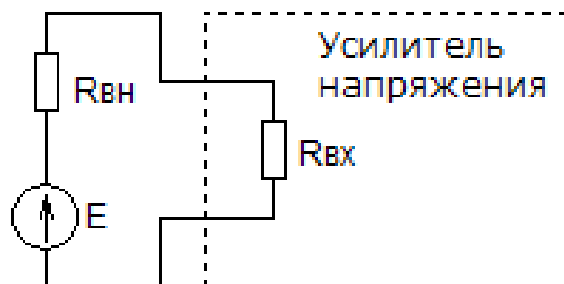
**Децибел** — десятая часть Бела, то есть десятая часть логарифма безразмерного отношения физической величины к одноименной физической величине, принимаемой за исходную.

## Основные параметры усилителя

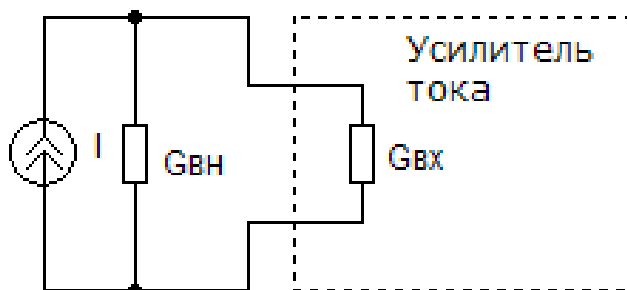
**Выходная мощность**  $P_{вых}$  – мощность, которую усилитель отдает в нагрузку (в частном случае – в нагрузочное сопротивление).

**Входное сопротивление**  $R_{вх}$  – сопротивление между входными зажимами усилителя при подключенной нагрузке.

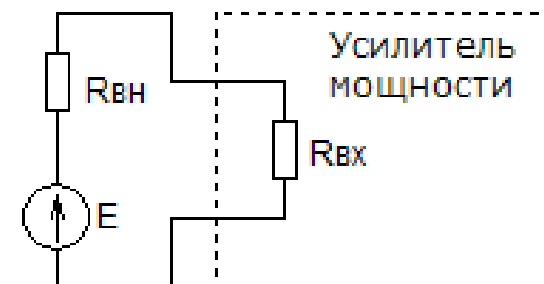
$$R_{вх} = \frac{du_{вх}}{di_{вх}} \approx \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta I_{вх}}.$$



$$R_{вх} \gg R_{вн}$$



$$G_{вх} \gg G_{вн}, R_{вх} \ll R_{вн}$$



$$R_{вх} = R_{вн}$$

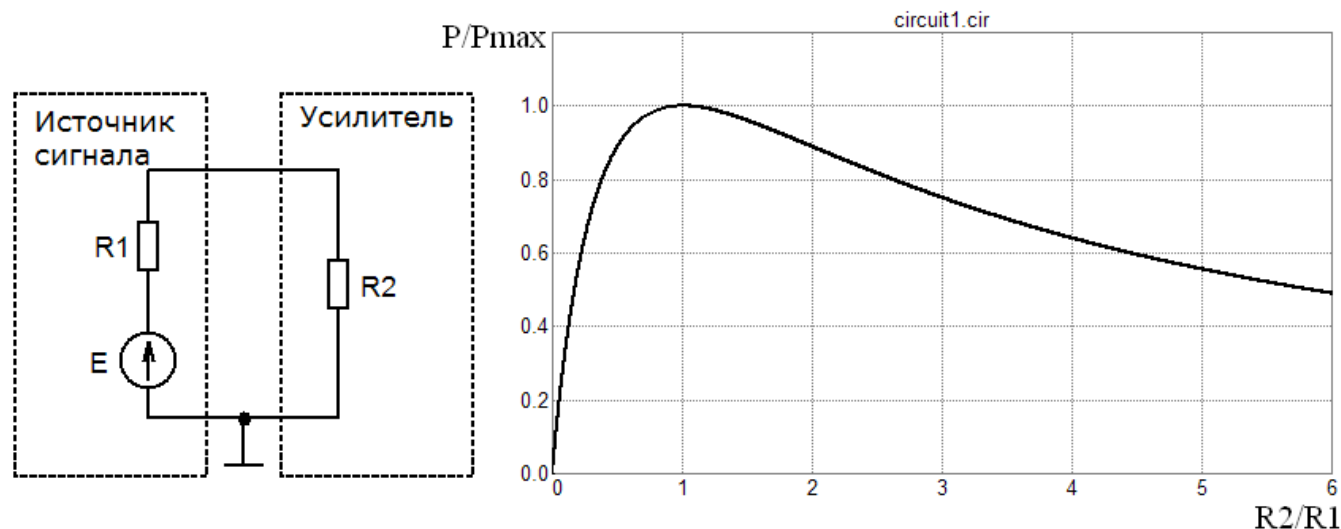
В результате на вход усилителя поступает не всё напряжение  $E$ , а только его часть:

$$U_{вх} = E \frac{R_{вх}}{R_{вн} + R_{вх}}$$

## Основные параметры усилителя

Например, если  $R_{\text{ex}} = R_{\text{вн}}$ , то выходное напряжение будет в 2 раза меньше по сравнению с теоретически возможным. В результате придется вдвое увеличить коэффициент усиления по сравнению со значением при  $R_{\text{ex}} \gg R_{\text{вн}}$ .

Если стоит задача забрать максимально возможную мощность от источника сигнала, а потом усиливать ее, то входное сопротивление должно быть равно внутреннему сопротивлению источника сигнала  $R_{\text{ex}} = R_{\text{вн}}$ .

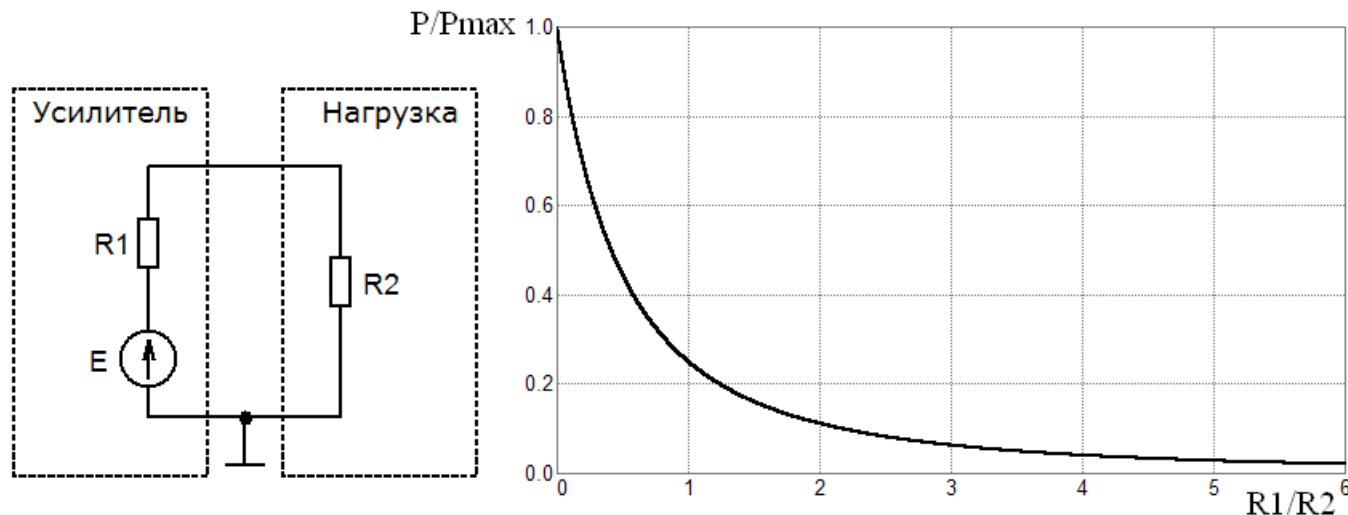


## Основные параметры усилителя

**Выходное сопротивление** – это сопротивление между выходными зажимами при подключенном источнике входного сигнала с известным внутренним сопротивлением.

$$R_{вых} = \frac{du_{вых}}{di_{вых}} \approx \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta I_{вых}}.$$

$$U_{ex} = E \frac{R_{ex}}{R_{en} + R_{ex}}$$



Чем меньше выходное сопротивление, тем ближе выходное напряжение к максимально возможному.

## Основные параметры усилителя

**Диапазон частот (полоса усиления).** Характеризует частотный диапазон, в котором коэффициент усиления не уменьшается более чем на 3дБ (в  $1/\sqrt{2}$  раз) от максимального значения.

**Динамический диапазон** усилителя – отношение максимально возможного и минимально возможного напряжения на выходе усилителя. Измеряется в дБ.

$$D = 20 \lg \left( \frac{U_{\text{ВЫХ МАКС}}}{U_{\text{ВЫХ МИН}}} \right).$$

$U_{\text{вых макс}}$  чаще всего ограничено напряжением питания,  $U_{\text{вых мин}}$  – шумами.

**Отношение сигнал/шум (SNR)** – безразмерная величина, равная отношению средней мощности полезного сигнала  $P_s$  к средней мощности шума  $P_n$ .

$$SNR = \frac{P_s}{P_n} \quad SNR = \left( \frac{A_s}{A_n} \right)^2 \quad SNR(dB) = 10 \lg \left( \frac{P_s}{P_n} \right) = 20 \lg \left( \frac{A_s}{A_n} \right)$$

**КПД** усилителя – это отношение мощности, которую усилитель отдает в нагрузку, к мощности, которую он потребляет от источника питания.



## Особенности использования коэффициентов в дБ

Изначально **дБ** использовался для оценки отношения **мощностей**:

$$K_{P \text{ дБ}} = 10 \lg P_1/P_0.$$

где  $P_1/P_0$  — отношение значений двух мощностей: *измеряемой*  $P_1$  и *опорной*  $P_0$

**В общем случае** напряжения  $U_1$  и  $U_0$  могут регистрироваться на различных по величине сопротивлении ( $R_1$  не равно  $R_0$ ). Тогда

$$K_{P \text{ дБ}} = 10 \lg P_1/P_0 = 10 \lg ((U_1^2/U_0^2)(R_0/R_1))$$

Только в частном случае, если оба напряжения  $U_1$  и  $U_0$  измерялись на одном и том же сопротивлении ( $R_1 = R_0$ ), можно пользоваться кратким выражением:

$$K_{P \text{ дБ}} = 10 \lg P_1/P_0 = 10 \lg (U_1/U_0)^2 = 20 \lg (U_1/U_0)$$

### Децибелы «по напряжению» и «по току»

Строго говоря, дБ бывают только «по мощности». Но в случае, если соотношение сопротивлений  $R_1$  и  $R_0$  по той или иной причине не важно, говорят о дБ «по напряжению» и «по току», подразумевая при этом выражения:

$$K_{U \text{ дБ}} = 20 \lg (U_1/U_0)$$

$$K_{I \text{ дБ}} = 20 \lg (I_1/I_0)$$

## Примеры вычислений в дБ

### Переход от «разов» к дБ

Если мощность  $P_1$  возросла в 2 раза по сравнению  $P_0$ , то:

$$K_P = 10 \lg(P_1/P_0) = 10 \lg(2) \approx 3.0103 \text{ дБ} \approx 3 \text{ дБ}$$

Если напряжение  $U_1$  стало в 2 раза больше исходного значения напряжения  $U_0$ , то

$$K_U = 20 \lg(U_1/U_0) = 20 \lg(2) \approx 6.0206 \text{ дБ} \approx 6 \text{ дБ}$$

### Переход от дБ к «разам»

Для мощности:

$$\frac{P_1}{P_0} = 10^{\left(\frac{\text{величина\_дБ}}{10}\right)}$$

Пример:  $20 \text{ дБ} = 10^{\left(\frac{20}{10}\right)} = 10^2 = 100$

Для напряжения (силы тока):

$$\frac{U_1}{U_0} = 10^{\left(\frac{\text{величина\_дБ}}{20}\right)}$$

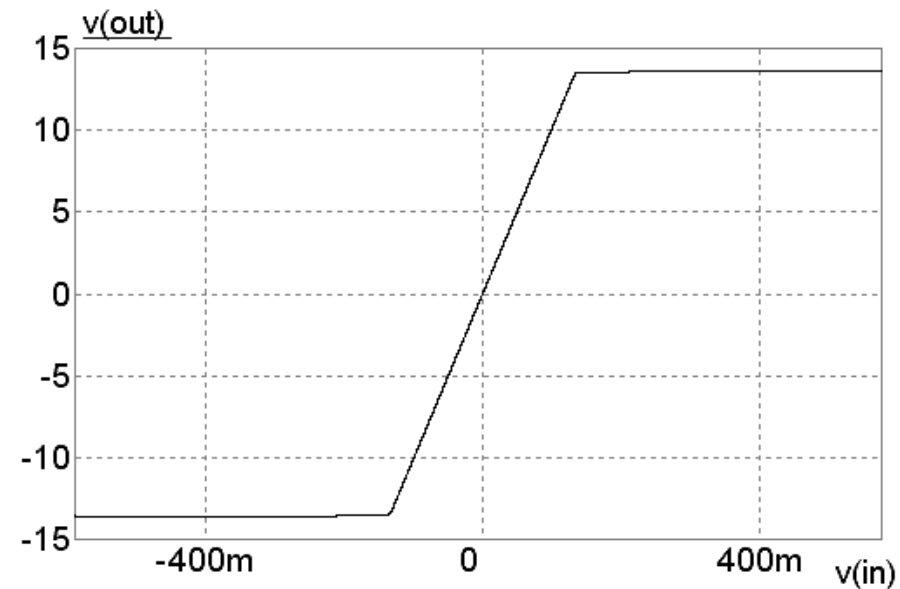
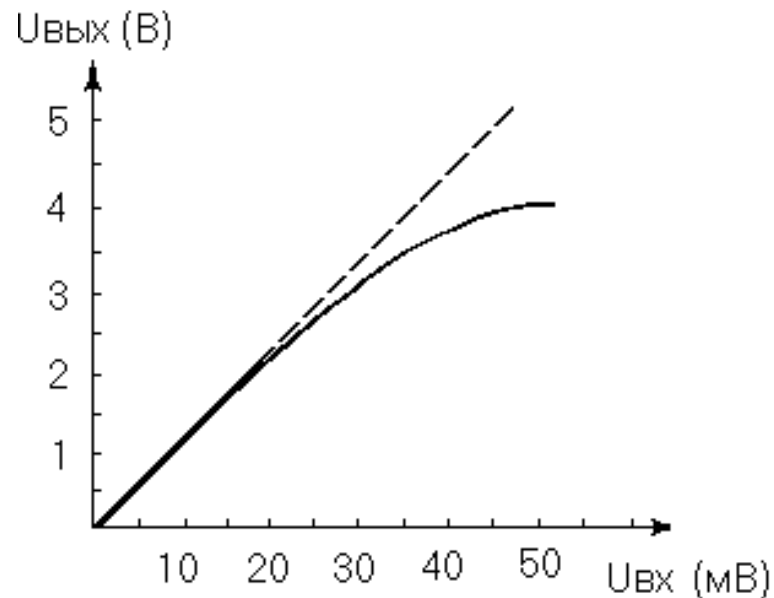
Пример:  $20 \text{ дБ} = 10^{\left(\frac{20}{20}\right)} = 10^1 = 10$

## Связь К и К<sub>дБ</sub>

$K_P (P_1/P_0)$	$K_P \text{ дБ}$	$K_U (U_1/U_0)$	$K_U \text{ дБ}$
0.001	-30 дБ	0.001	-60 дБ
0.01	-20 дБ	0.01	-40 дБ
0.1	-10 дБ	0.1	-20 дБ
$1/\sqrt{2}$	-1.5 дБ	$1/\sqrt{2}$	-3 дБ
1	0 дБ	1	0 дБ
1.25	1 дБ	1.12	1 дБ
2	3 дБ	2	6 дБ
10	10 дБ	10	20 дБ
100	20 дБ	100	40 дБ
1000	30 дБ	1000	60 дБ

## Основные характеристики усилителя

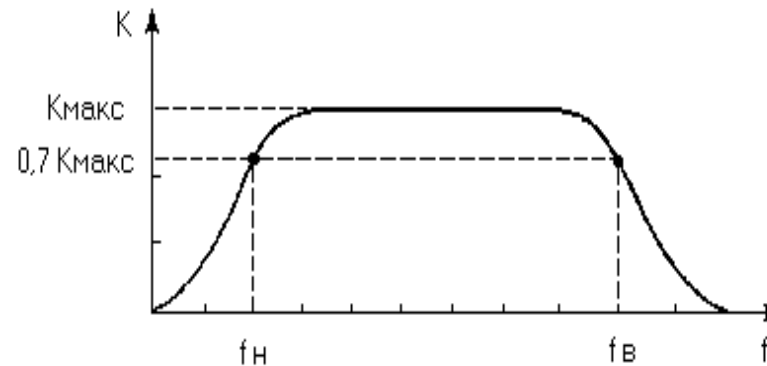
Амплитудная характеристика -  $U_{вых} = f(U_{вх})$



**Уменьшение коэффициента усиления** при больших входных сигналах определяется **нелинейностью** характеристик усилительных элементов — транзисторов. С ростом амплитуды входного сигнала зависимость все больше отклоняется от линейной и в конце концов усилитель входит в **режим ограничения** - амплитуда выходного сигнала перестает зависеть от амплитуды входного. **Максимальное значение** амплитуды выходного сигнала, как правило, определяется **напряжением питания** усилителя.

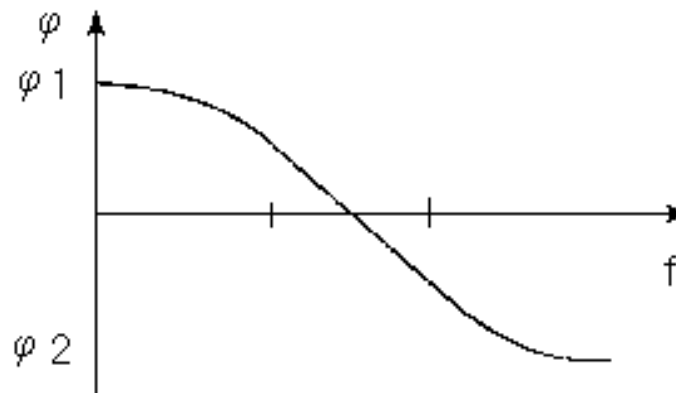
# Основные характеристики усилителя

## Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)



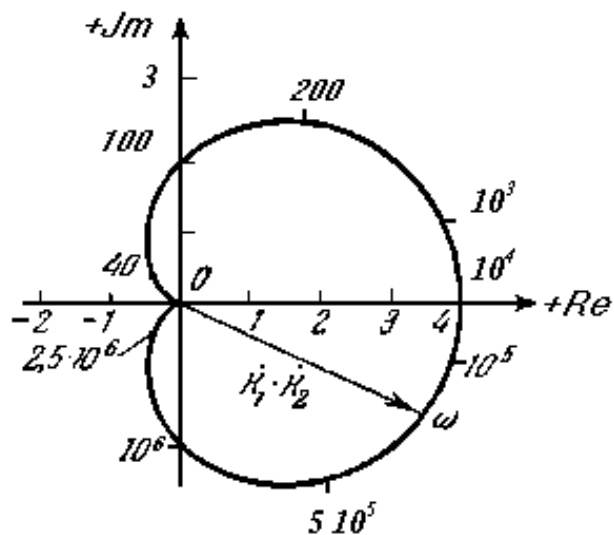
Полоса пропускания – диапазон частот  $f_H - f_B$ , в котором коэффициент усиления уменьшается не более, чем в  $\sqrt{2}$  раз от максимального значения (– 3 дБ в логарифмическом масштабе).

## Фазо-частотная характеристика (ФЧХ)

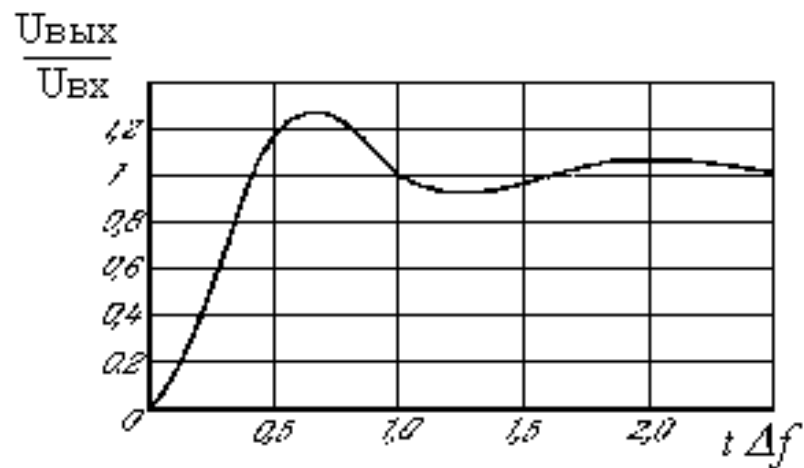


# Основные характеристики усилителя

## Амплитудно-фазовая характеристика



## Переходная характеристика



# Искажения в усилителях

Основные виды искажений:

- линейные;
- нелинейные.

Линейные искажения:

- частотные;
- фазовые.

## Частотные искажения

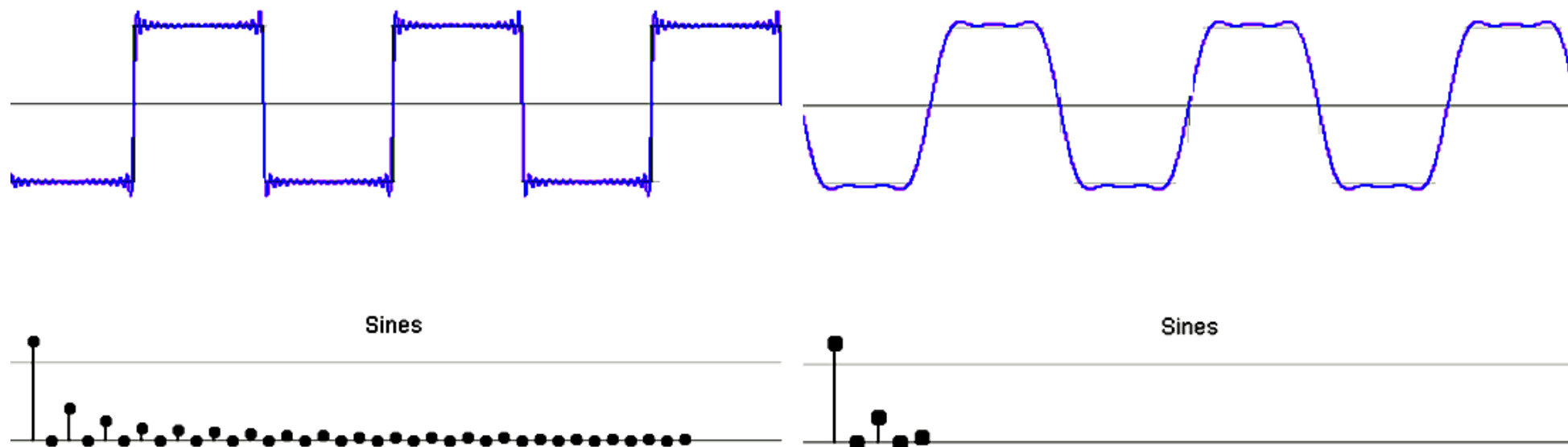
Возникают из-за неравномерности АЧХ (разного коэффициента усиления на разных частотах). Гармонические составляющие сложного сигнала усиливаются по-разному, и форма выходного сигнала становится отличной от входного.

**Коэффициент частотных искажений**  $M = K_{max} / K_i$ , где  $K_{max}$  — коэффициент усиления на средних частотах;  $K_i$  — коэффициент усиления на исследуемой частоте.

## Фазовые искажения

Возникают из-за того, что при прохождении через тракт усиления разные частоты получают разные фазовые сдвиги (согласно ФЧХ)

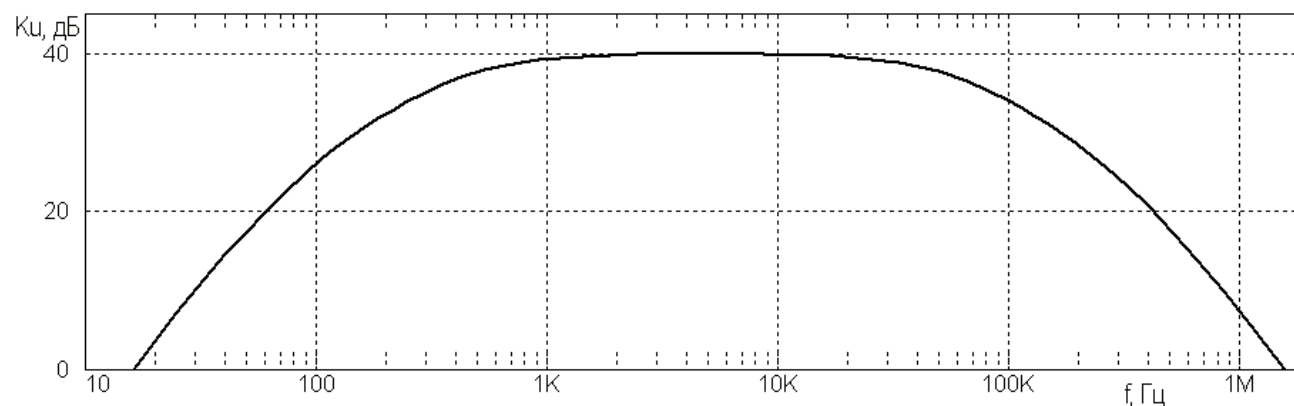
## Частотные искажения



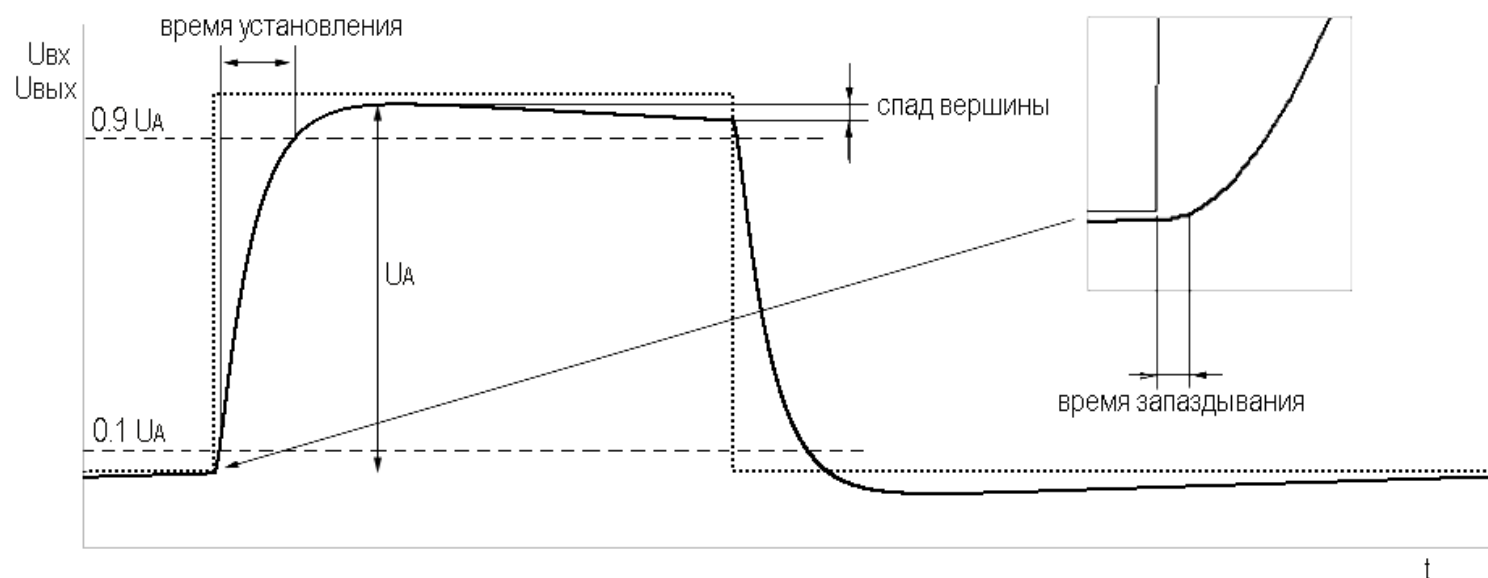
В спектре прямоугольного сигнала содержатся гармоники широкого спектра. Высокочастотные составляющие определяют крутизну фронта импульса. Если полосы пропускания усилителя недостаточно и высшие гармоник отсутствуют в выходном сигнале, то это проявляется в появлении пологих фронтов импульсов (на рис. справа отсутствуют гармоники выше пятой).



## Линейные искажения в усилителях импульсного сигнала



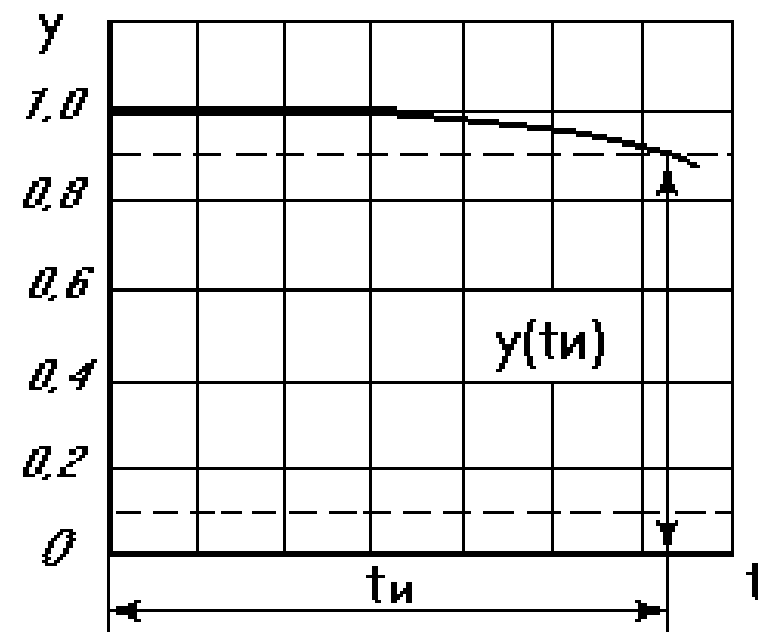
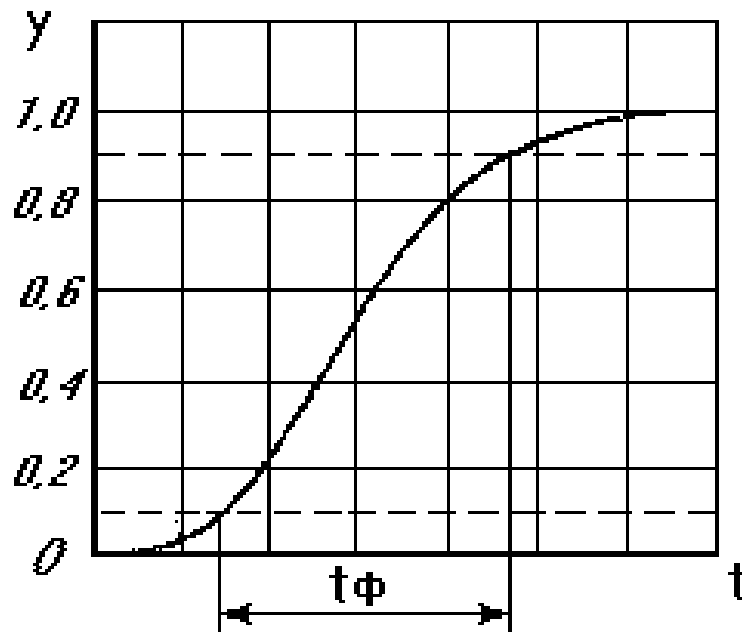
Искажение импульсного сигнала обусловлено неравномерностью АЧХ. Спад усиления на верхних частотах вызывает затягивание переднего фронта (время установления), спад на нижних приводит к уменьшению амплитуды сигнала с течением времени (спад вершины).



## Линейные искажения в усилителях импульсного сигнала

**Линейные искажения импульсного сигнала:** время запаздывания, время нарастания фронта (время установления) и спад вершины.

**Переходная характеристика:** а) в области малых времен, б) в области больших времен



**Временя установления:**

$$t_y = t_{0,9} - t_{0,1}$$

$$t_y = 2,2 \tau_e = 2,2 / \omega_e = 2,2 / 2 \pi f_e = 0,35 / f_e,$$

где  $f_e$  — верхняя граничная частота усилителя.

## Нелинейные искажения в усилителях

**Нелинейные искажения** обусловлены наличием нелинейных элементов (транзисторов и т.п.). В результате при усилении синусоидального сигнала появляются дополнительные гармоники, кратные основной частоте. Это проявляется в искажении формы сигнала.

Коэффициент нелинейных искажений (коэффициент гармоник):

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} A_n^2}}{A_1},$$

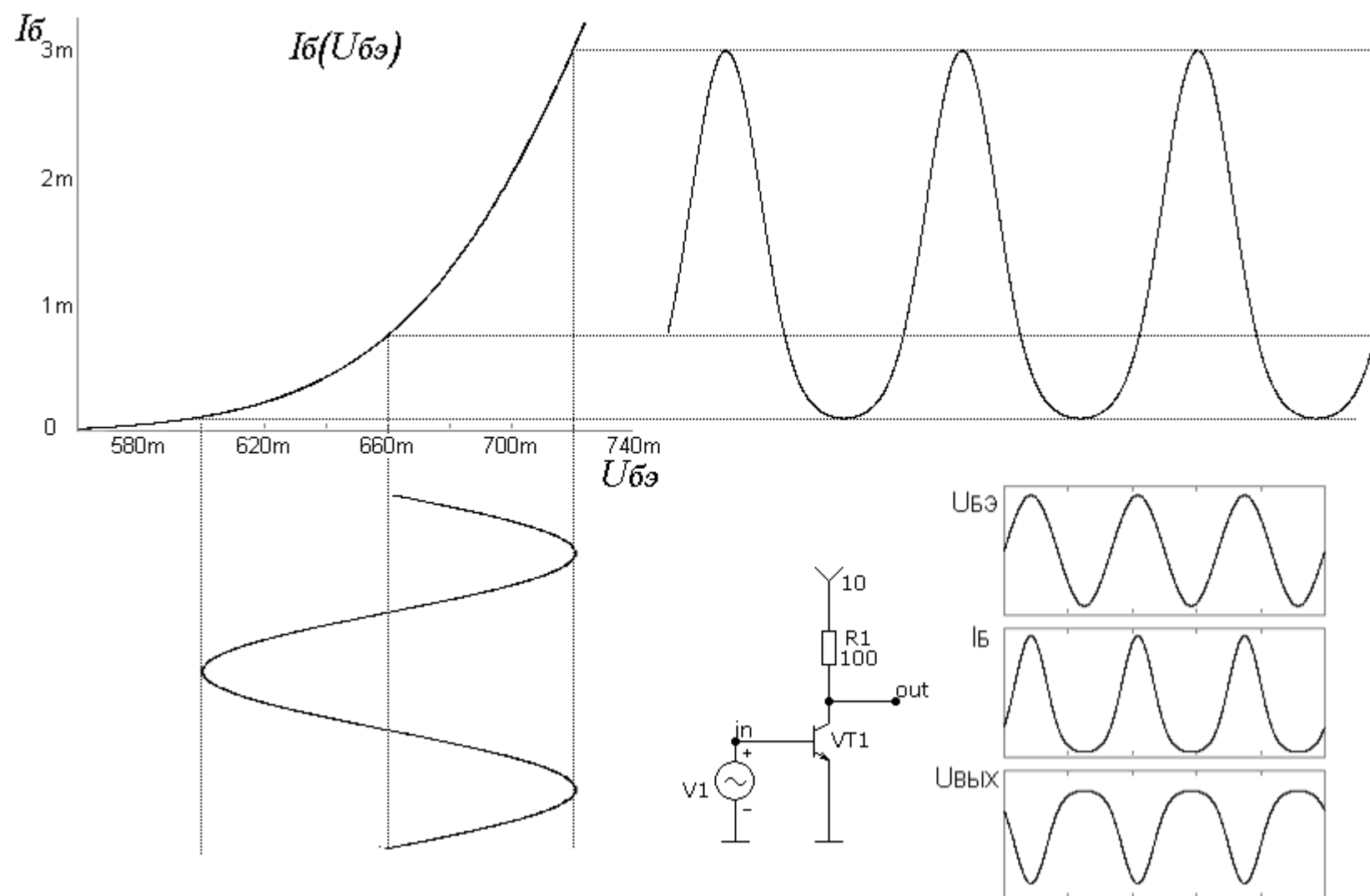
где  $n$  — номер гармоники;

$A_n$  — действующее или амплитудное значение соответствующей гармоники выходного тока или напряжения;

$A_1$  — действующее или амплитудное значение первой гармоники

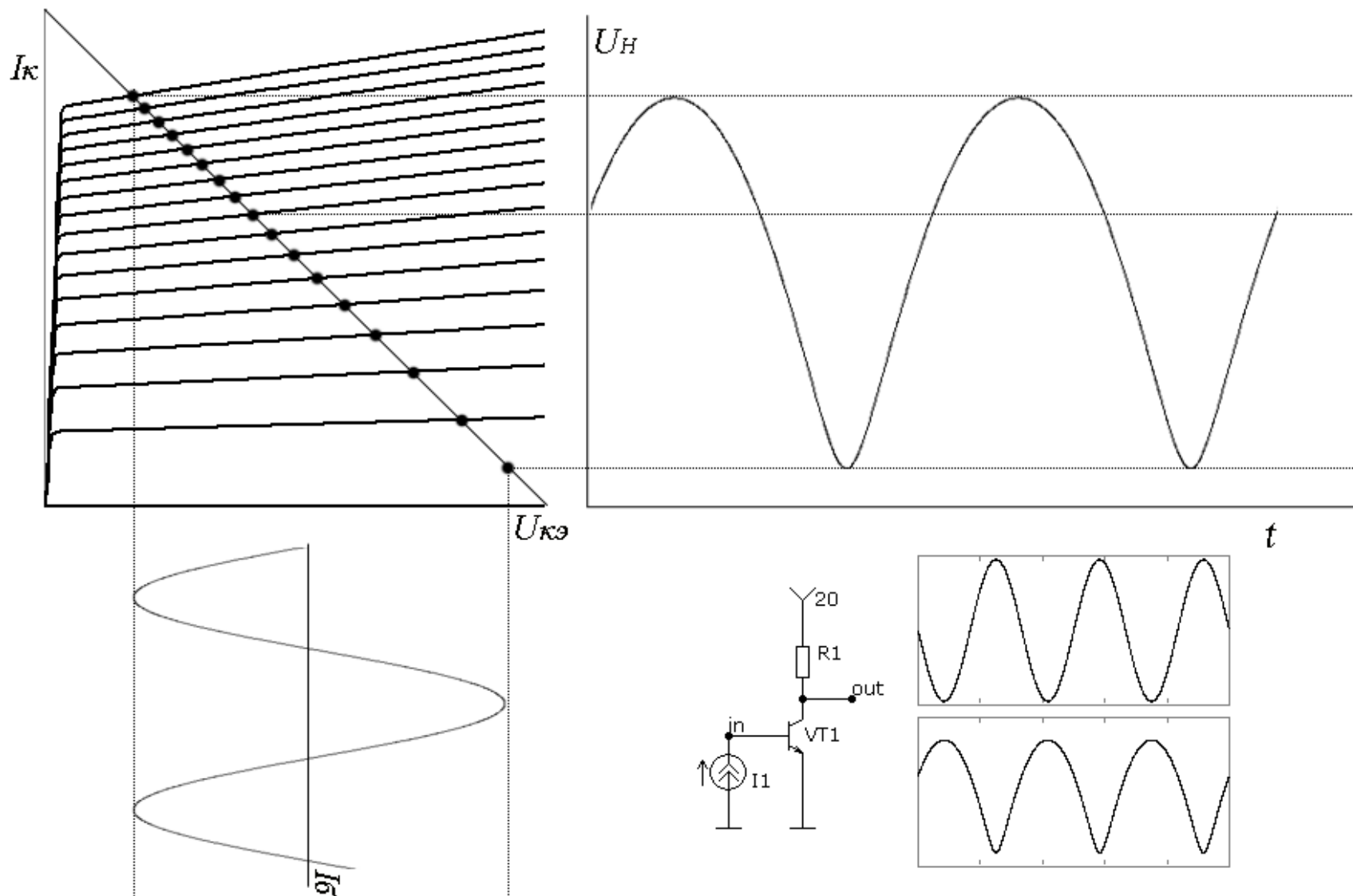
# Возникновение нелинейных искажений

Из-за нелинейности входной характеристики транзистора



# Возникновение нелинейных искажений

Из-за нелинейности выходной характеристики транзистора



## Классификация усилителей

**Усилители делятся на различные классы в зависимости от:**

- характера входного сигнала;
- назначения;
- режимов работы нелинейного активного элемента;
- типа активного элемента;
- полосы усиливаемых частот.

**По характеру усиливаемых сигналов различают:**

- Усилители непрерывных сигналов. Предназначены для усиления сигналов, монотонно меняющихся во времени. Основная характеристика – частотная. Процессами установления сигнала часто пренебрегают.
- Усилители импульсных сигналов. Предназначены для усиления сигналов, скачкообразно меняющихся во времени. Входной сигнал изменяется настолько быстро, что переходные процессы в усилителе являются определяющими при нахождении формы сигнала на выходе. Основной характеристикой является переходная (импульсная передаточная) характеристика усилителя.

# Классификация усилителей

## По назначению усилителя делятся на:

- усилители напряжения;
- усилители тока;
- усилители мощности.

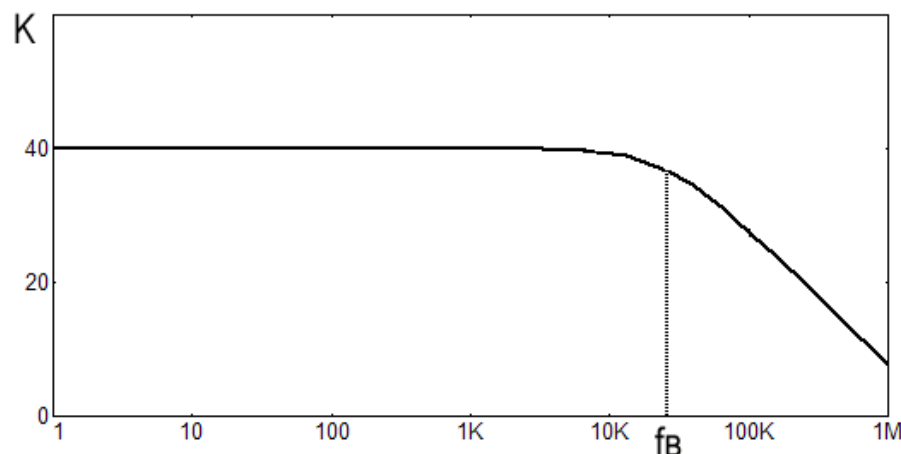
Все они усиливают мощность входного сигнала. Однако собственно усилители мощности подключаются непосредственно к нагрузке и должны обеспечить передачу в нее заданной мощности при высоком коэффициенте полезного действия.

## По типу используемых активных элементов усилители делятся на:

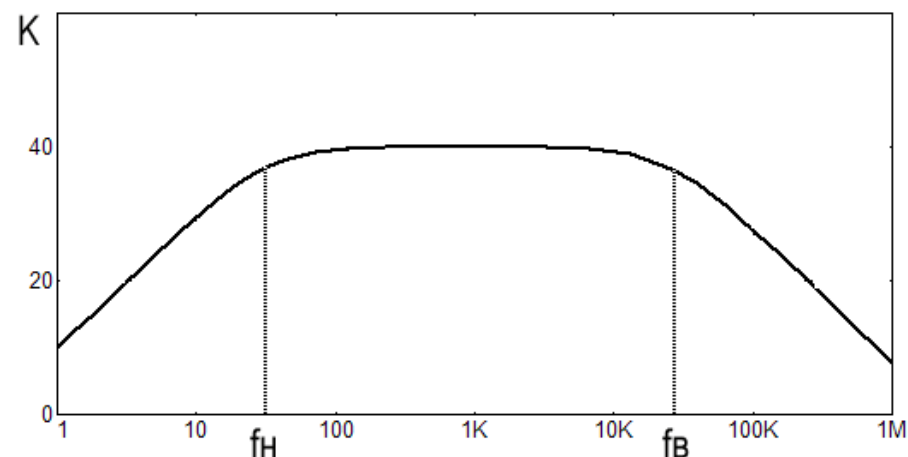
- ламповые;
- транзисторные;
- диодные;
- параметрические;
- СВЧ-усилители, работающие с помощью специальных СВЧ-приборов

# Классификация усилителей

## Усилитель постоянного тока



## Усилитель переменного тока

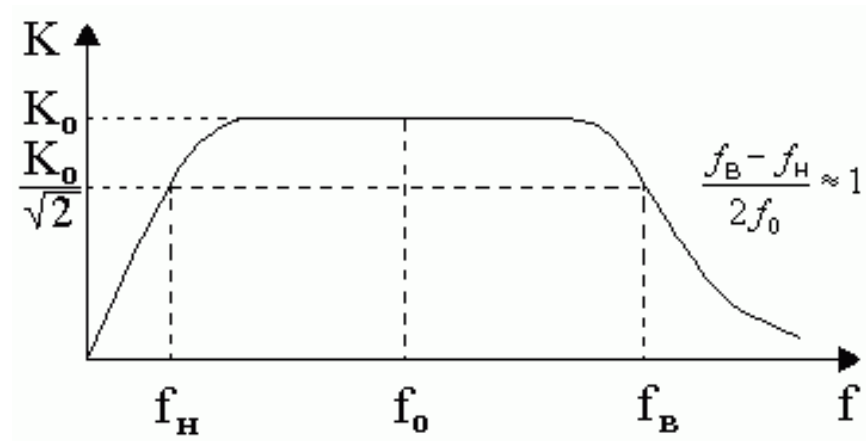


**Усилители постоянного тока (УПТ).** Такое название обусловлено тем, что они способны усиливать очень медленные изменения сигналов (в том числе постоянные). Рабочая полоса частот начинается от нулевой частоты ( $f_H=0$ ) до некоторой верхней граничной частоты  $f_B$ . Величина верхней граничной частоты зависит от вида усиливаемых сигналов. УПТ это, как правило, широкополосный усилитель, способный усиливать как постоянный, так и переменный ток.

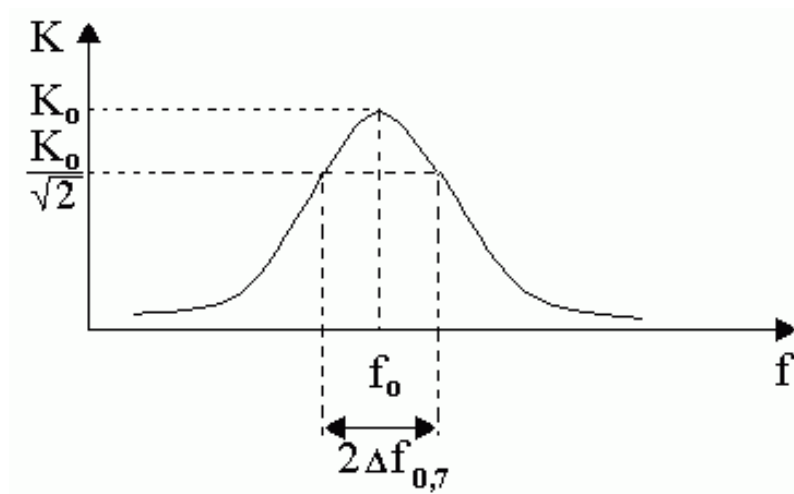
**Усилители переменного тока.** Это усилитель, способный усиливать только переменный ток. Нижняя граничная частота  $f_H$  имеет вполне определенное значение



## Широкополосные усилители



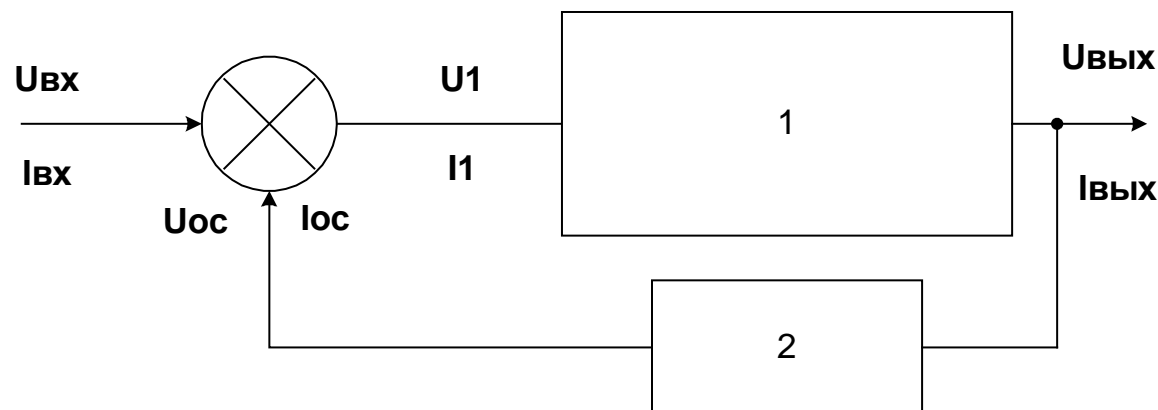
## Избирательные усилители



Полоса частот усилителя значительно меньше средней частоты:  $\frac{f_0}{2\Delta f_{0,7}} \gg 1$

# Обратные связи в схемах усилителей

## Структурная схема усилителя с обратной связью



1 – усилитель, 2 – цепь обратной связи

## Виды обратных связей (ОС)

**Положительная обратная связь (ПОС)** – это связь, при которой сигнал, пришедший по цепи ОС, совпадает по фазе с входным сигналом и суммируется с ним. Положительная обратная связь увеличивает коэффициент усиления усилителя.

**Отрицательная обратная связь (ООС)**, сигнал, пришедший по цепи ОС, имеет противоположную фазу с входным сигналом, т.е. сигнал ОС вычитается из входного сигнала. Отрицательная обратная связь приводит к уменьшению коэффициента усиления усилителя.

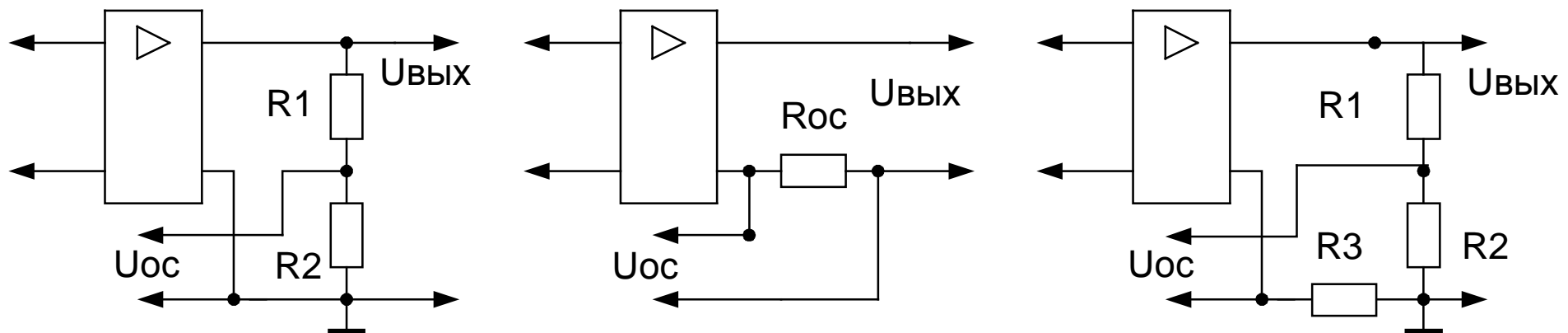
В усилительных схемах, как правило, используется ООС, в генераторных – ПОС.

## Виды обратных связей

В зависимости от схемной реализации получения сигнала для цепи ОС из выходного сигнала обратные связи делятся на:

- ОС по постоянному напряжению
- ОС по переменному напряжению
- ОС по постоянному току
- ОС по переменному току
- комбинированные (произвольная комбинация четырех предыдущих типов)

### Схемы получения сигнала ОС из выходного сигнала

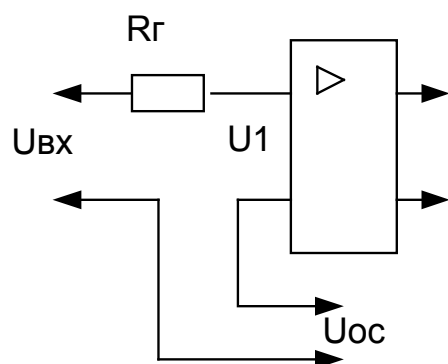


а) – по напряжению, б) – по току, в) – комбинированная обратная связь

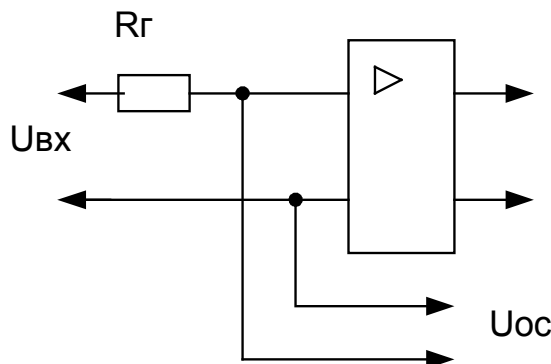
## Виды обратных связей

По способу взаимодействия сигнала обратной связи с входным сигналом различают:

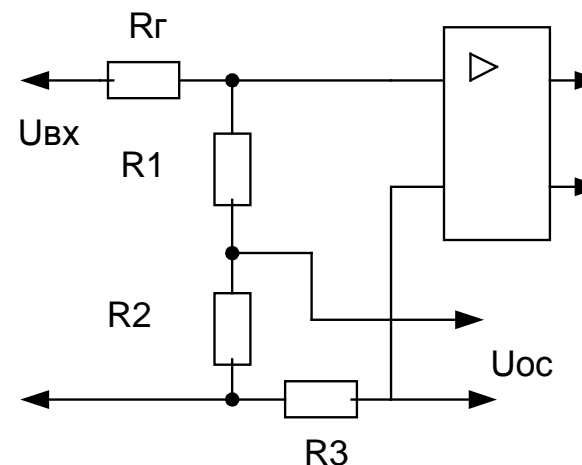
- последовательную ОС (а);
- параллельную ОС (б);
- смешанную ОС (в).



а)



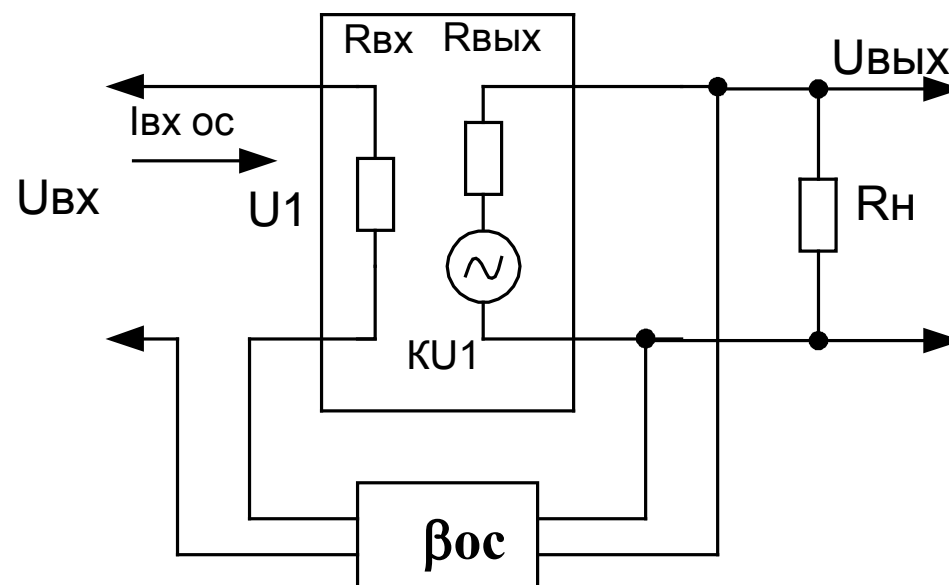
б)



в)

В последовательной схеме введения ОС на входе усилителя происходит суммирование входного напряжения и напряжения ОС, в параллельной — суммирование входного тока и тока ОС, в смешанной схеме введения ОС с входным сигналом суммируются ток и напряжение цепи ОС.).

## Последовательная обратная связь по напряжению



$$K_{оос} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{K}{1 + \beta_{ос} K}$$

$$K_{пос} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{K}{1 - \beta_{ос} K}$$

$K_{оос}$  – коэффициент усиления с замкнутой ОС;

$K = U_{вых}/U_1$  – коэффициент усиления с разомкнутой ОС;

$\beta_{ос}$  – коэффициент передачи цепи обратной связи;

$\beta_{ос} K$  – петлевое усиление;

$1 + \beta_{ос} K$  – глубина ОС.

## Влияние последовательной ООС по напряжению на стабильность коэффициента усиления усилителя

$$\frac{dK_{oc}}{K_{oc}} = \frac{dK}{K} \frac{1}{1 + \beta_{oc}K} - \frac{K}{1 + \beta_{oc}K} d\beta_{oc}$$

$$\frac{dK_{oc}}{K_{oc}} \text{ – относительное изменение коэффициента усиления}$$

Если  $K\beta_{oc} \gg 1$ , то

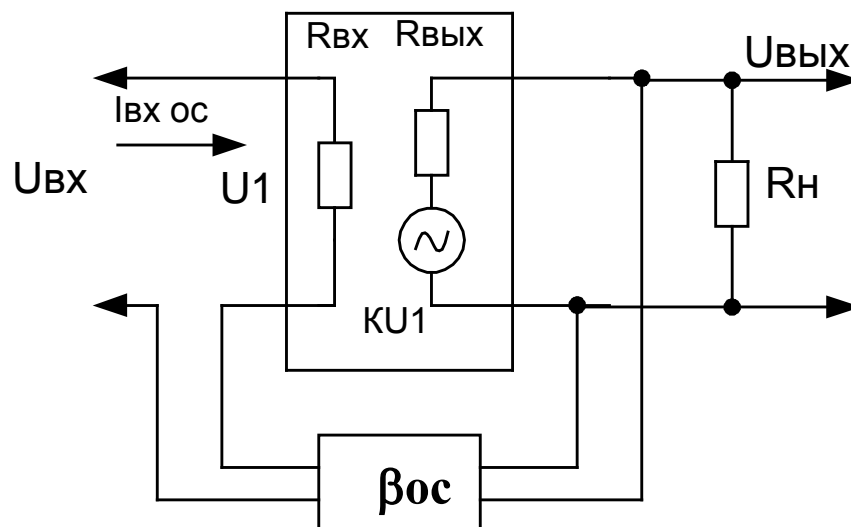
$$\frac{dK_{oc}}{K_{oc}} = \frac{dK}{K} \frac{1}{1 + \beta_{oc}K} - \frac{d\beta_{oc}}{\beta_{oc}}$$

Введение **отрицательной** обратной связи **уменьшает** влияние изменения коэффициента усиления усилителя на общий коэффициент усиления. Причем, это уменьшение может быть очень сильным (в  $(1 + \beta_{oc}K)$  раз).

Пример:  $K=10^4$ ,  $\beta_{oc}=0,1$ ,  $K_{oc}=10$ . Если  $\frac{dK}{K}=0,5$ , то  $\frac{dK_{oc}}{K_{oc}}=0,002$

Т.е. при изменении коэффициента усиления усилителя без цепи ОС на 50%, изменение усиления с цепью ОС составляет всего 0,2%.

## Влияние последовательной ООС по напряжению на входное сопротивление усилителя

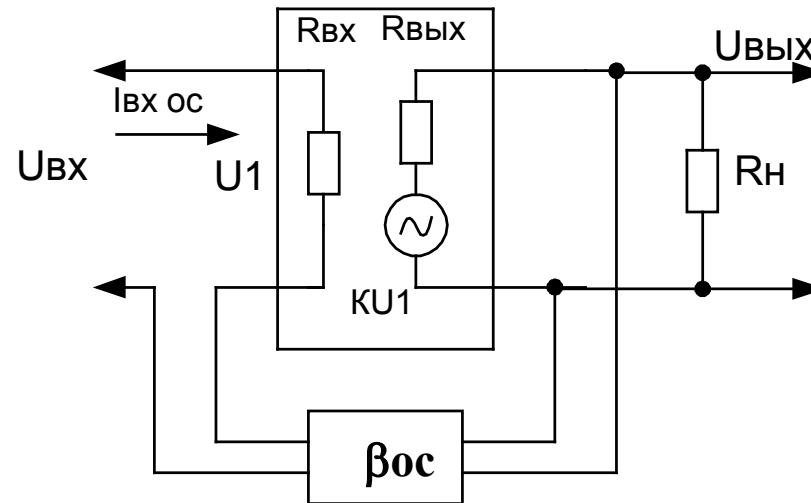


$$R_{вх\ oc} = \frac{U_{вх}}{I_{вх\ oc}} \cdot \quad U_{вх} = U_1 + U_{ос}.$$

$$R_{вх\ oc} = R_{вх} (1 + \beta_{ос} K)$$

Введение **последовательной ООС увеличивает** входное сопротивление усилителя. Это увеличение эквивалентно включение последовательно со входным сопротивлением  $R_{вх}$  дополнительного сопротивления  $R_{вх} \cdot \beta_{ос} K$ .

## Влияние последовательной ООС по напряжению на выходное сопротивление усилителя



$$R_{вых\text{ }ос.} = \Delta U_{вых} / \Delta I_{вых}$$

$$U_{R_{вых}} = \Delta U + \Delta U \beta_{ос} K = \Delta U (1 + \beta_{ос} K)$$

$$\Delta I = U_{R_{вых}} / R_{вых} = \Delta U (1 + \beta_{ос} K) / R_{вых}$$

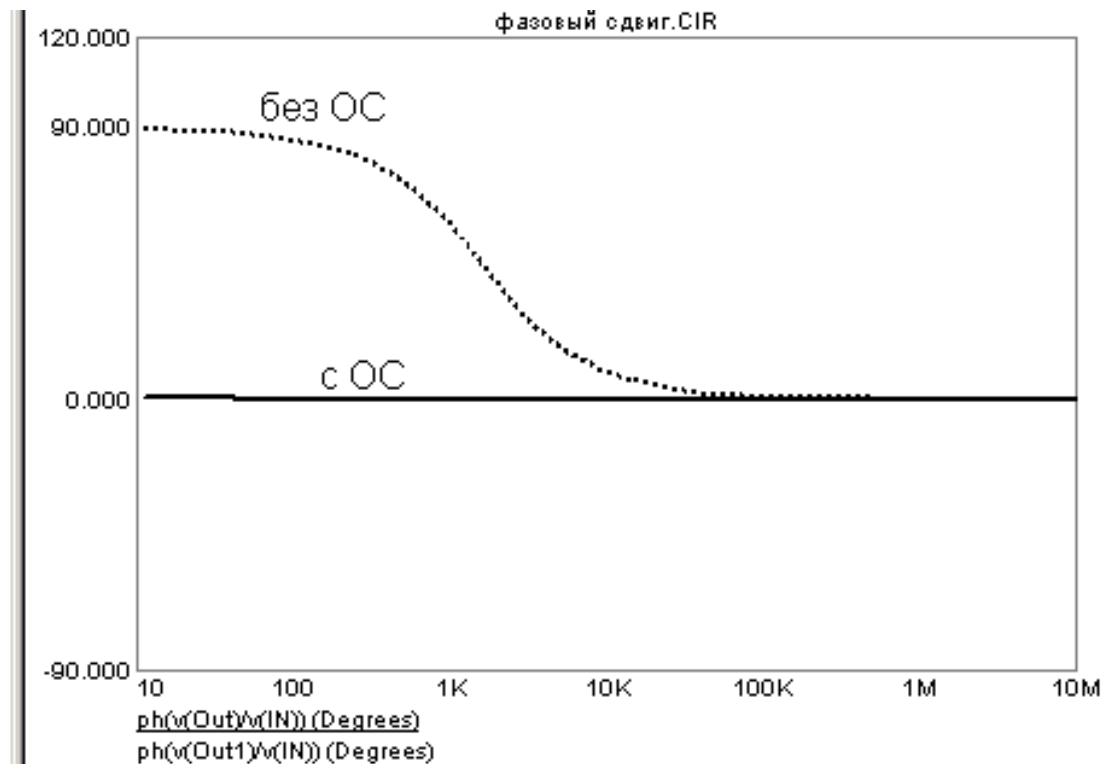
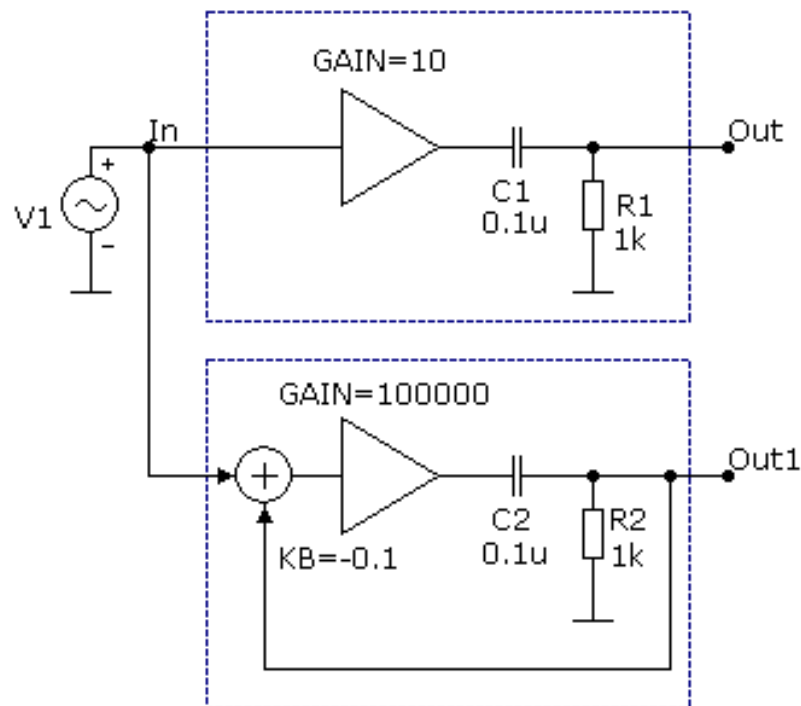
$$R_{вых\text{ }ос} = R_{вых} / (1 + \beta_{ос} K)$$

ООС по **напряжению** уменьшает выходное сопротивление усилителя в  $1 + \beta_{ос} K$  раз и позволяет реализовать усилитель с малым (сотые доли Ом) выходным сопротивлением.



## Влияние отрицательной обратной связи на частотные и фазовые характеристики усилителя

Если цепь ООС вносит небольшие фазовые сдвиги, то при  $\beta_{oc}K \gg 1$  фазовый сдвиг усилителя с ООС существенно уменьшается и определяется в основном фазовым сдвигом цепи ОС.



## Влияние отрицательной обратной связи на частотные и фазовые характеристики усилителя

Коэффициент усиления усилителя с ОС при  $\beta_{oc}K \gg 1$ :

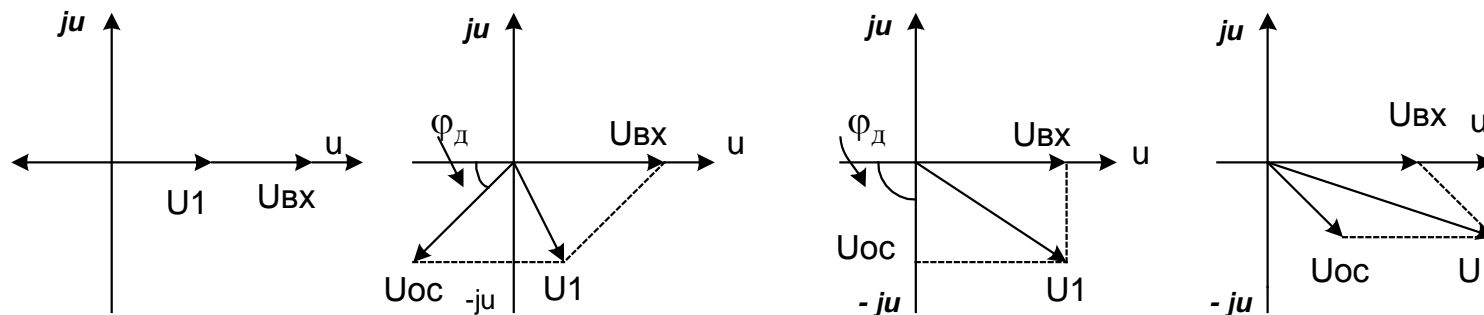
$$K_{oc} = \frac{Ke^{j\varphi_1}}{1 + Ke^{j\varphi_1}\beta_{oc}e^{j\varphi_2}} = \frac{1}{\beta_{oc}}e^{-j\varphi_2}.$$

$\varphi_1$  – фазовый сдвиг при разомкнутой цепи ОС

$\varphi_2$  – фазовый сдвиг цепи ОС

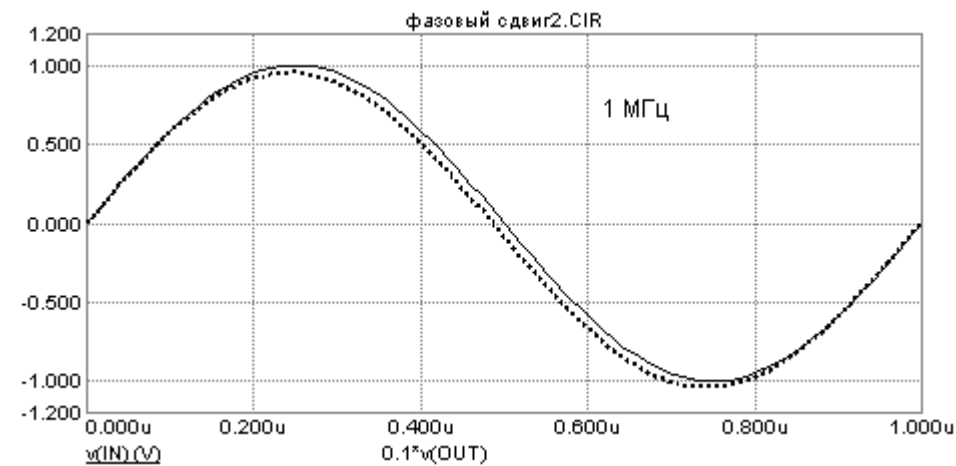
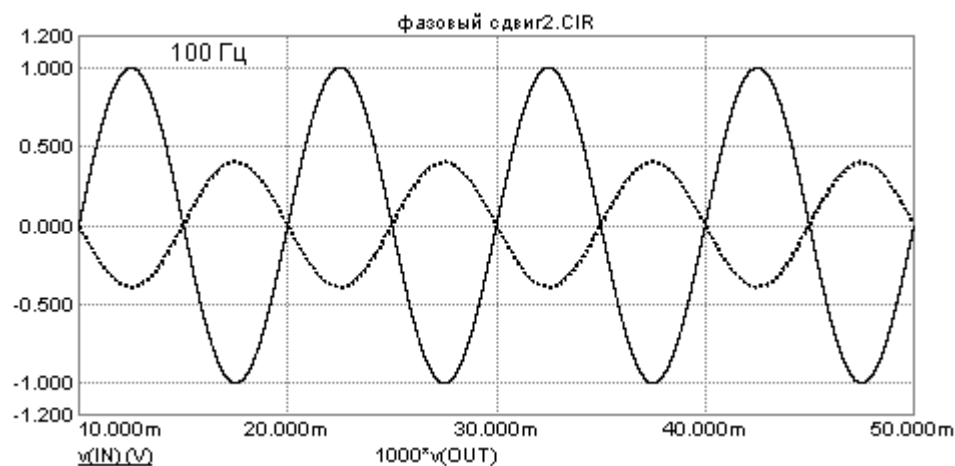
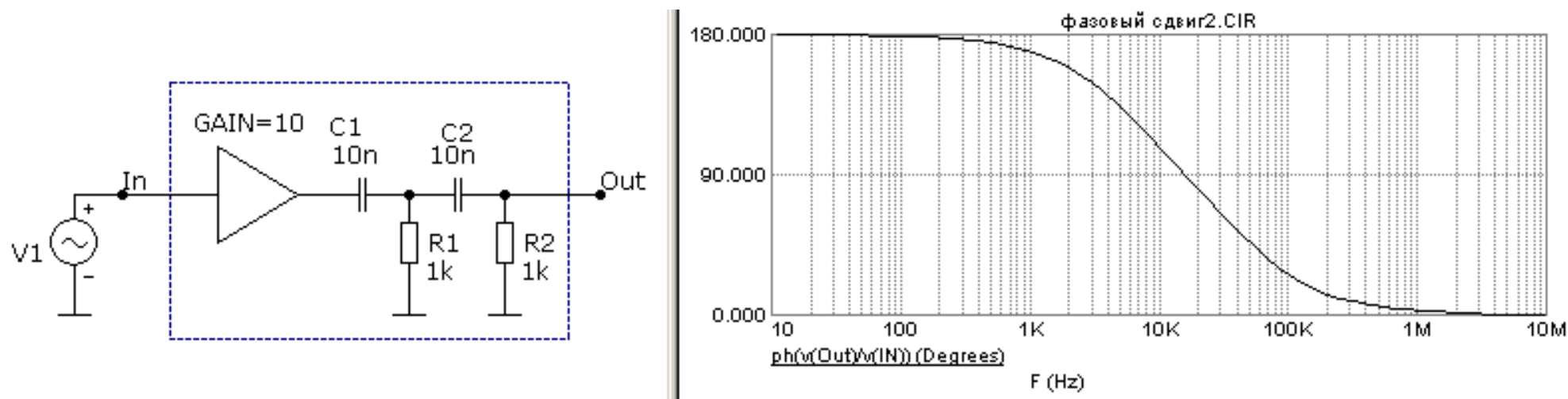
При  $\varphi_2 \rightarrow 0$  фазовый сдвиг, вносимый усилителем с ООС, достаточно мал и, в первом приближении, стремится к нулю.

### Изменение сигнала обратной связи при изменении частоты

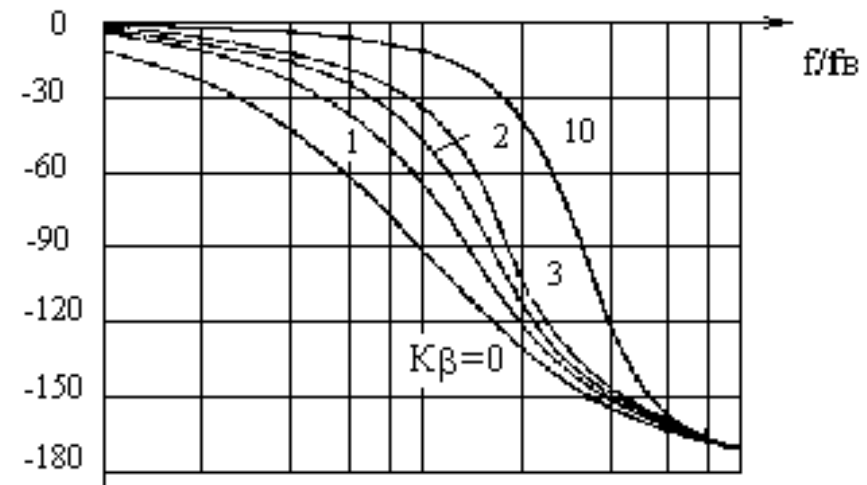
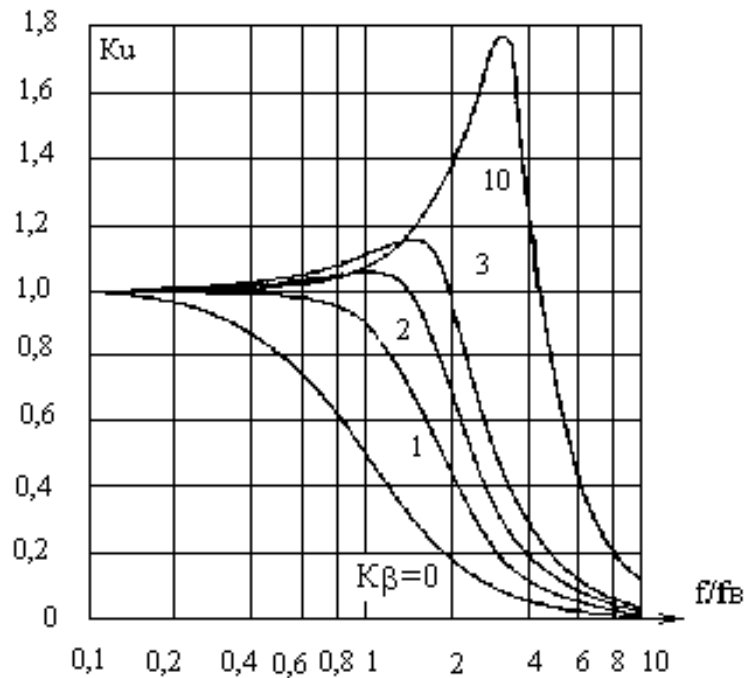


- а) – отрицательная при  $\varphi_{доп} = 0$ ; б) – отрицательная при  $\varphi_{доп} \neq 0$ ;  
 в) – обратная связь при  $\varphi_{доп} = 90^\circ$ ; г) – положительная обратная связь

## Фазовые сдвиги в усилителе на разных частотах



## АЧХ и ФЧХ двухкаскадного усилителя



Рост коэффициента усиления в области 2-4 кГц обусловлен превращением ООС в ПОС.

Чем больше будет дополнительный фазовый сдвиг в диапазоне частот, где  $\beta_{oc}K > 1$ , тем сильнее будет влияние положительной ОС и тем больший подъем будет иметь частотная характеристика (кривая  $K\beta_{oc} = 10$ ).

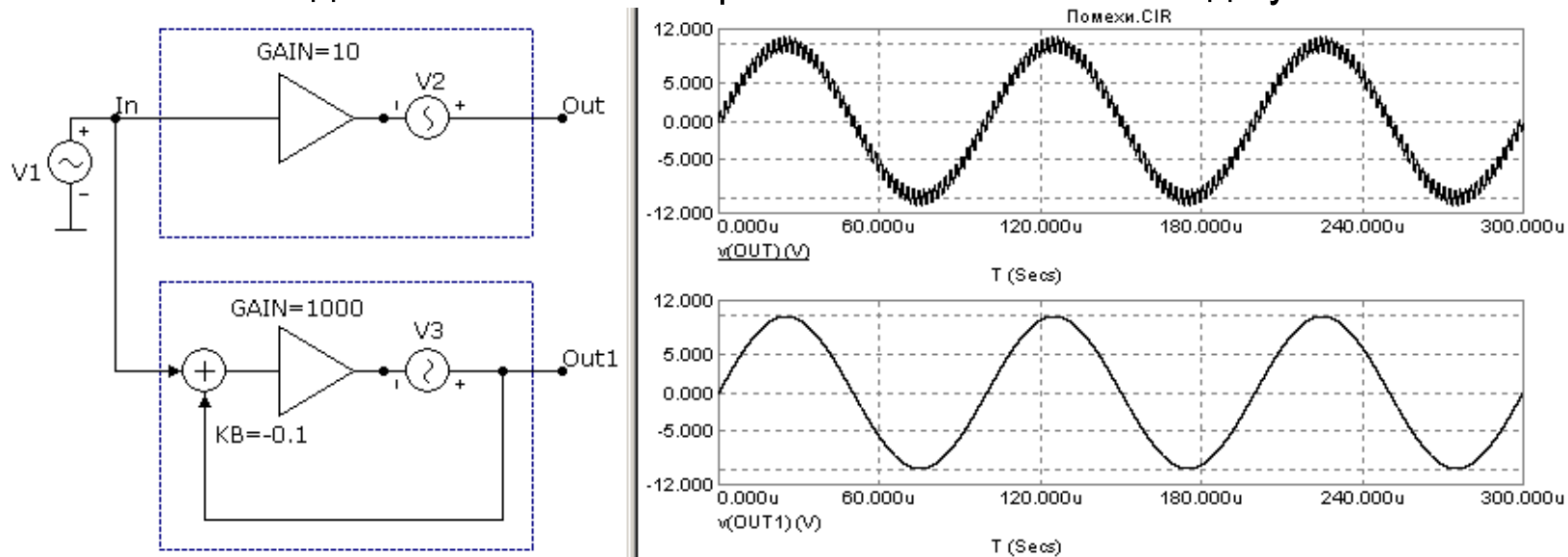
## Влияние обратной связи на нелинейные искажения и помехи

ООС уменьшает искажения, возникающие в усилителе во столько раз, во сколько изменяется коэффициент усиления усилителя:

$$U_r^1 = \frac{U_z}{1 + \beta_{oc} K}.$$

где  $U_z$  – усиленное входное напряжение на выходе усилителя;

$U_r^1$  – дополнительное напряжение помехи на выходе усилителя

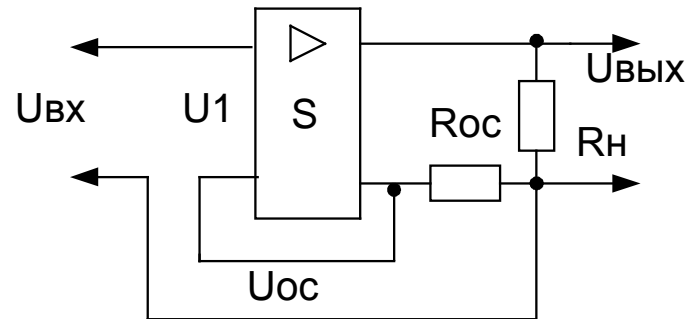


ООС уменьшает искажения, возникающие в усилителе во столько раз, во сколько изменяется коэффициент усиления при замыкании обратной связи.

ООС уменьшает в  $1 + \beta_{oc} K$  раз наводки сети переменного тока, а также другие помехи, возникающие внутри усилителя.

## Обратная связь по току

Усилительный каскад представлен в виде четырехполюсника с крутизной  $S = I_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}$



$$S_{oc} = \frac{S}{1 + SR_{oc}}, \quad \text{где } S_{oc} = I_{\text{вых } oc} / U_{\text{вх}}.$$

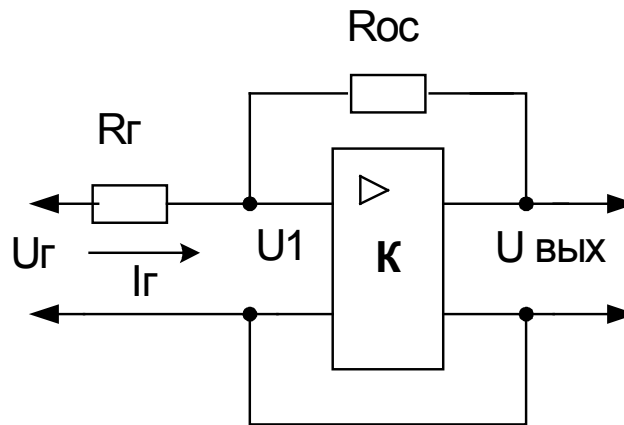
Последовательная ООС по току увеличивает входное сопротивление:  $R_{\text{вх } oc} = R_{\text{вх}}(1 + SR_{oc})$ ;  
 Последовательная ООС по току расширяет частотную характеристику усилителя, уменьшает фазовые искажения, увеличивает стабильность крутизны:

$$\frac{dS_{oc}}{S_{oc}} = \frac{dS}{S} \frac{1}{1 + SR_{oc}}.$$

ООС по току увеличивает выходное сопротивление усилителя (в отличие от ООС по напряжению).

$$R_{\text{вых } oc} = R_{\text{вых}}(1 + SR_{oc}).$$

## Параллельная обратная связь по напряжению



- Входная и выходная цепь имеют общую заземленную точку.
- Параллельная ООС оказывается более простой; для ее реализации достаточно между выходом и входом включить лишь один резистор.
- При параллельной ОС принципиально необходимо наличие сопротивления  $R_2$ . При  $R_2 = 0$  на входе усилителя будет короткое замыкание напряжения обратной связи и ОС не будет действовать.

$$K_{oc} = \frac{U_{вых}}{U_2} = \frac{K}{1 + K \left[ \frac{R_2}{R_{oc}} + \frac{1}{K} \left( \frac{R_2}{R_{oc}} + \frac{R_2}{R_{ex}} \right) \right]}$$

Если  $K \gg \frac{R_2}{R_{oc}} + \frac{R_2}{R_{ex}}$ , и  $\frac{KR_{Г}}{R_{oc}} \gg 1$ , то  $K_{oc} = R_{oc}/R_2$ .

# УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ НА ТРАНЗИСТОРАХ

## Основные режимы работы транзистора

**Активный режим** (нормальный активный режим). Эмиттерный переход открыт (прямое смещение), коллекторный переход закрыт (обратное смещение). Является основным режимом усилительных каскадов. Обладает хорошими усилительными свойствами.

**Инверсный режим** (инверсный активный режим). Коллекторный переход открыт (прямое смещение), эмиттерный переход закрыт (обратное смещение). Усилительные свойства слабые, используется крайне редко.

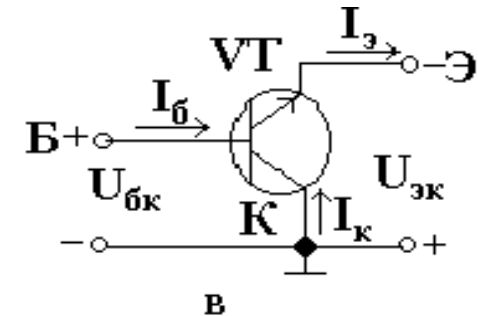
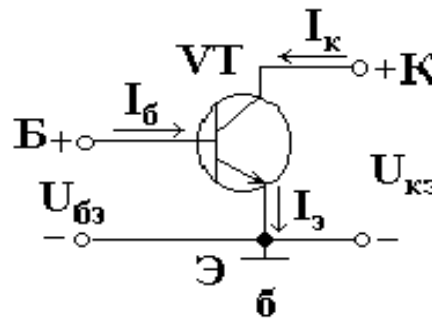
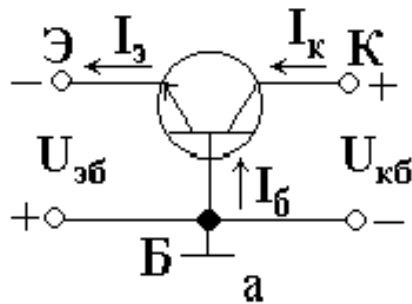
**Режиме насыщения.** Оба перехода транзистора находятся в открытом (прямосмещенном) состоянии. Малое (доли вольта) напряжение между выводами транзистора и отсутствие влияния тока базы на ток коллектора. Усилительные свойства отсутствуют. Используется в ключевом режиме работы транзистора и в усилителях класса D.

**Режим отсечки.** Оба перехода транзистора находятся в закрытом (обратносмещенном) состоянии. Через переходы транзистора протекают лишь малые и неуправляемые тепловые токи переходов. Усилительные свойства отсутствуют. Используется в ключевом режиме работы транзистора и в усилителях класса D. Кроме того, используется на отдельных этапах работы транзисторного каскада.



## Основные схемы включения транзисторных каскадов

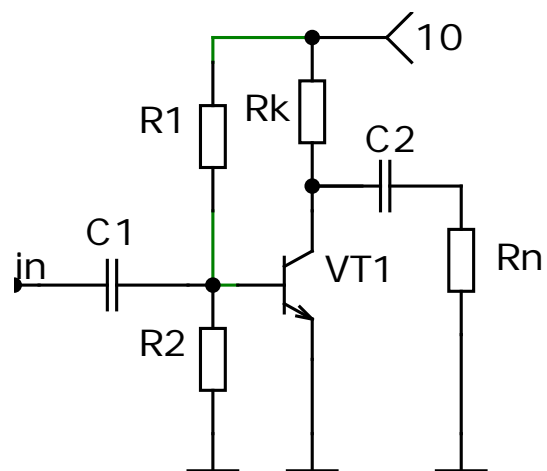
Транзистор используется в качестве **четырёхполюсника**, то есть устройства, имеющего два входных и два выходных вывода. Поскольку у транзистора только три вывода, один из них обязательно будет общим для входной и выходной цепей: схема с общей базой (**ОБ**), общим эмиттером (**ОЭ**) и общим коллектором (**ОК**).



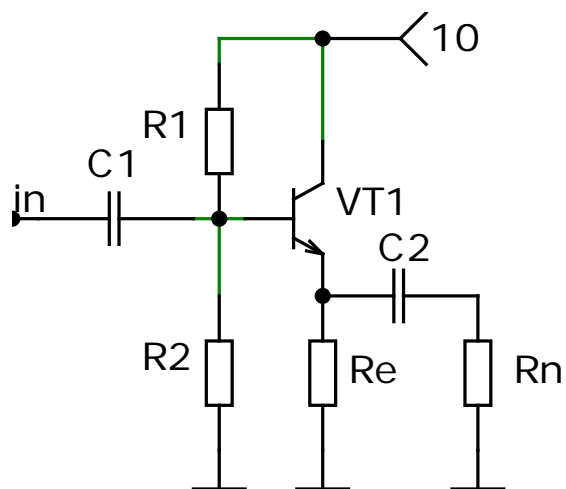
«Общий» вывод транзистора не обязательно должен быть присоединен к «земле». Он может быть подключен к источнику питания или конденсатору, соединенному с «землей».

## Практические схемы включения транзисторных каскадов

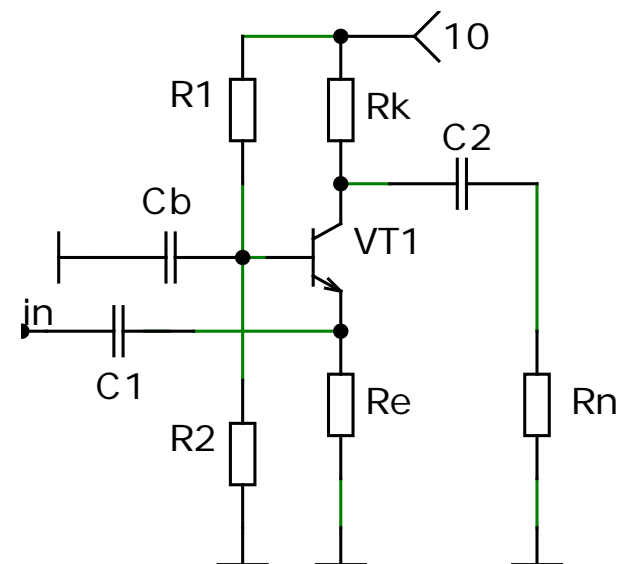
ОЭ



ОК

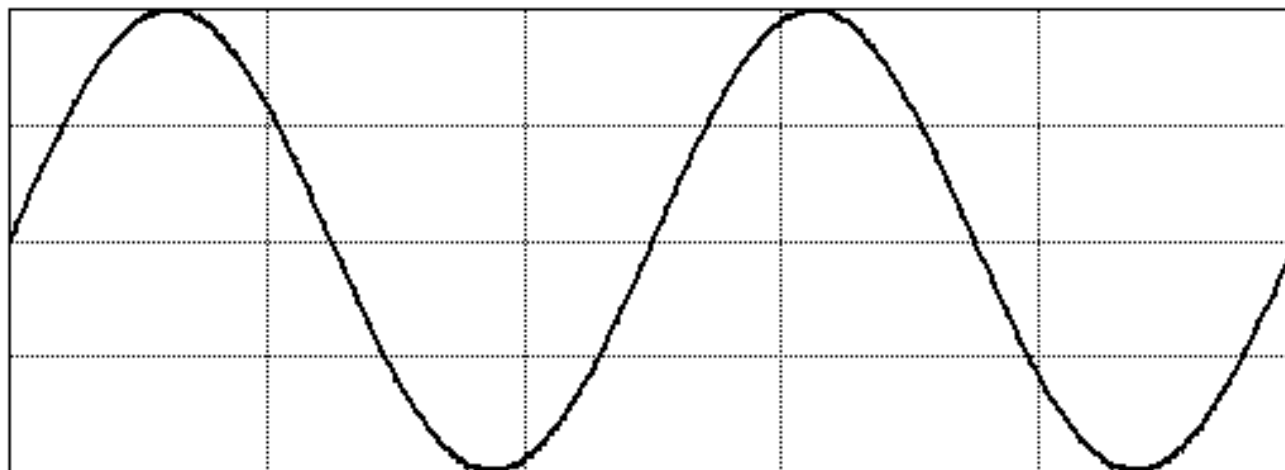
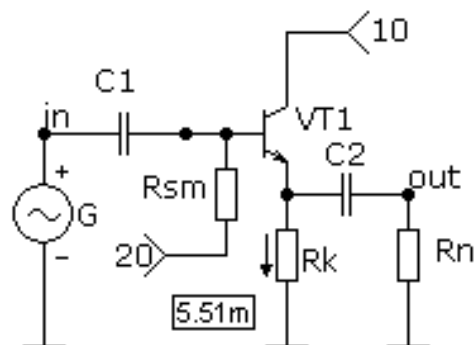


ОБ

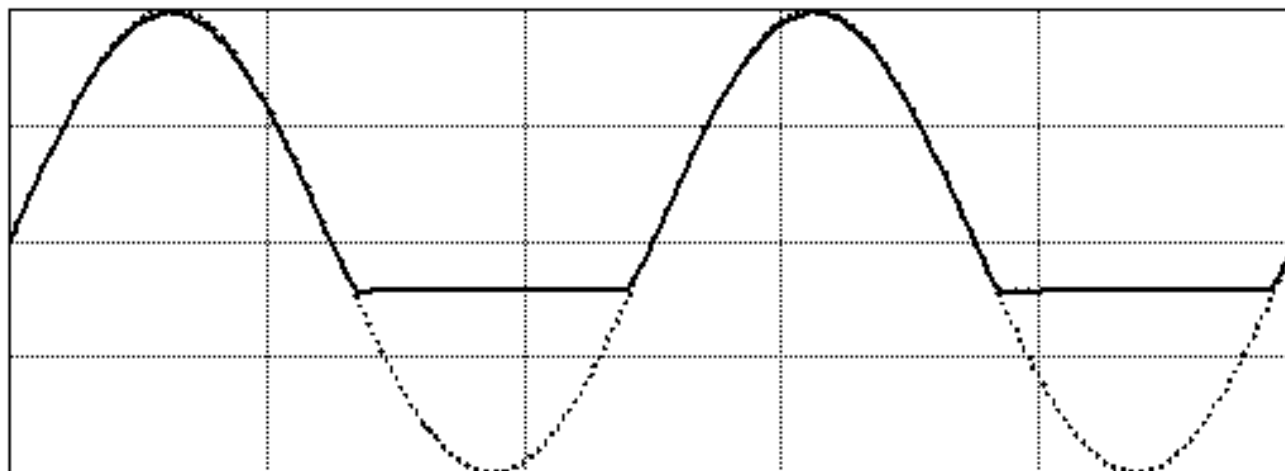
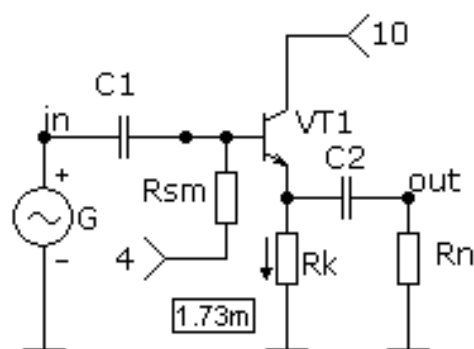


## Режимы работы транзистора в усилительных каскадах

Режим А

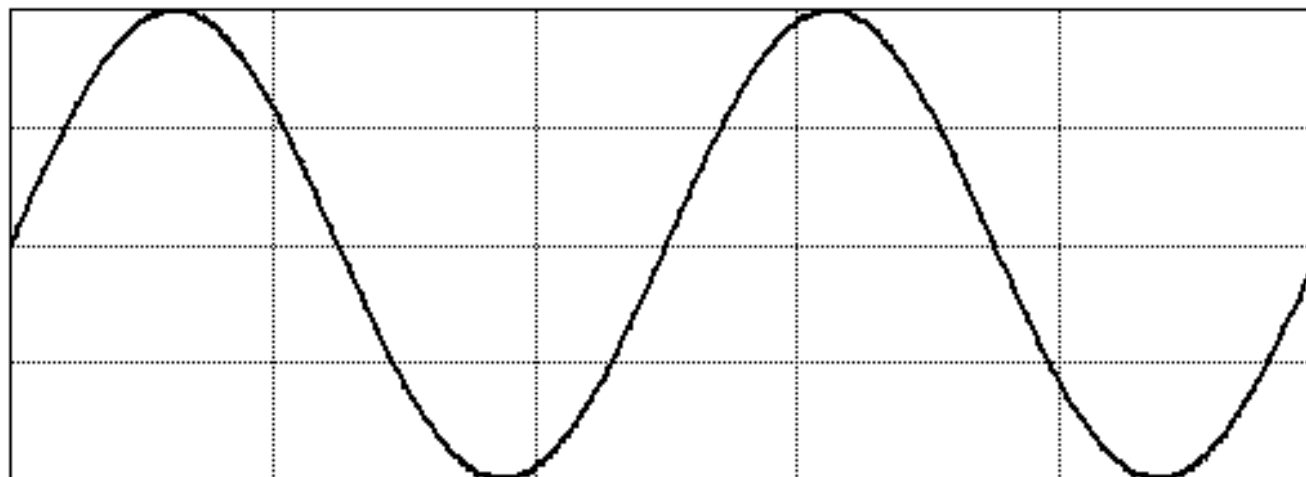
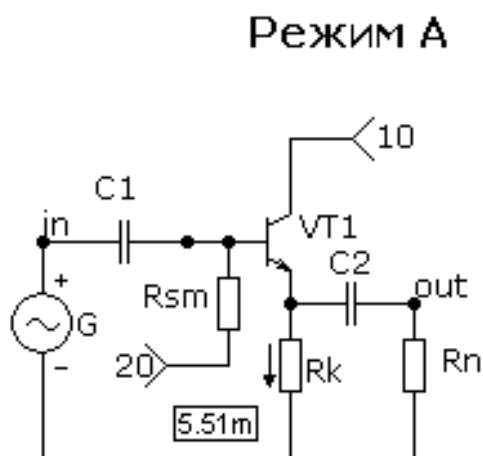


Режим АВ



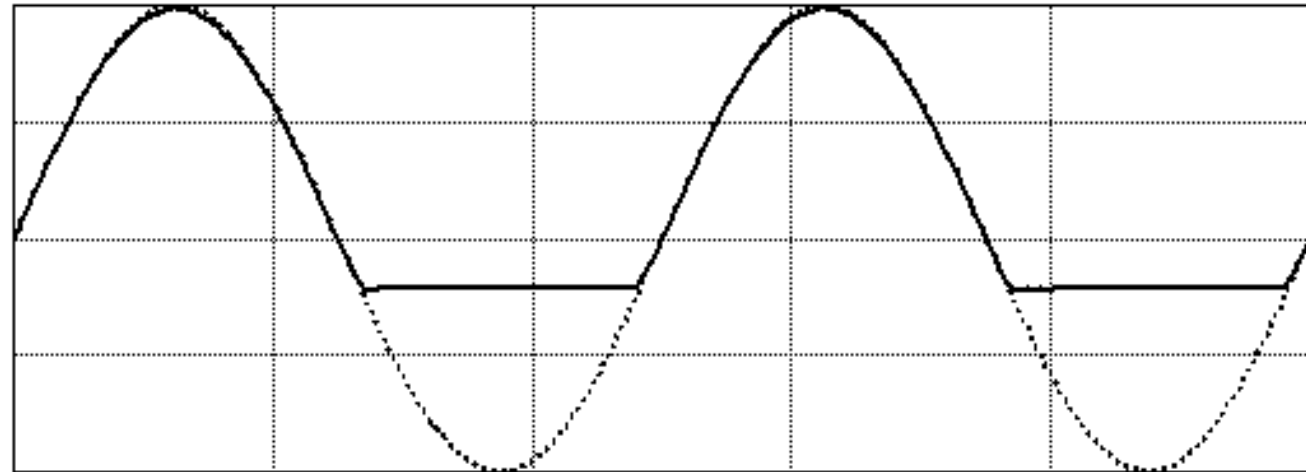
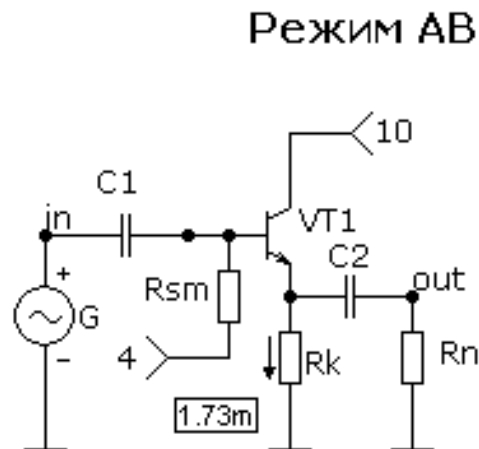
## Режимы работы транзистора в усилительных каскадах

**Класс «А».** Характеризуется линейный режим работы усилительного элемента (усиливает и положительную и отрицательную полуволну входного сигнала). Величина тока покоя - не менее амплитудной величины выходного тока (т.е. является весьма большой). На транзисторе рассеивается значительная мощность даже при отсутствии входного сигнала. Усилители класса «А» характеризуется малыми нелинейными искажениями, но низким КПД.

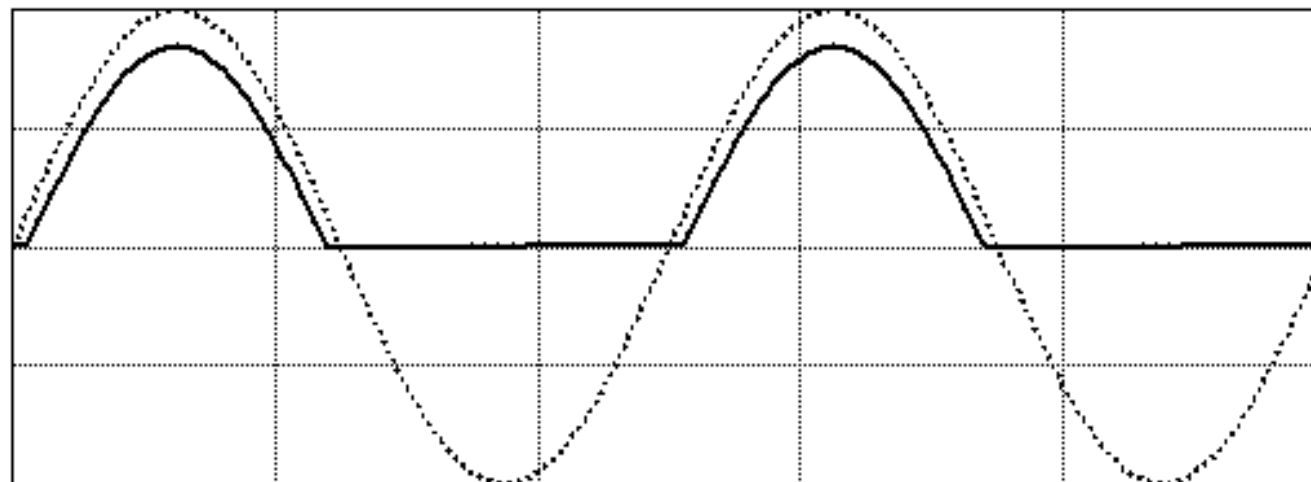
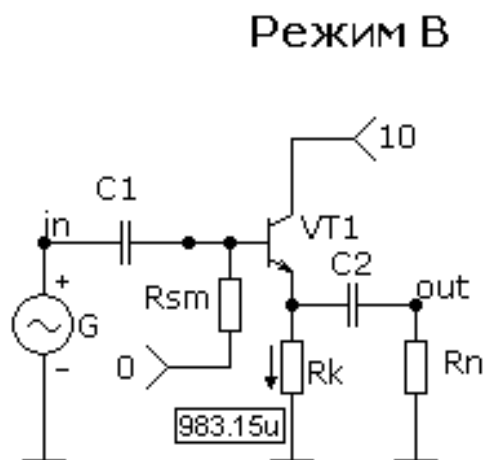


Используют лишь в маломощных каскадах (предварительных усилителях), для которых важен малый коэффициент нелинейных искажений усиваемого сигнала, а значение КПД не играет решающей роли.

**Класс «AB».** Для него характерен режим работы с большим углом отсечки ( $>90^\circ$ , усиливает положительную и часть отрицательной или отрицательную и часть положительной полуволны входного сигнала). Транзисторы усилителя этого класса работают с небольшим током покоя. Такой режим работы нашел широкое применение при построении выходных каскадов двухтактных усилителей мощности, так как при высоком КПД он обеспечивает получение небольших искажений выходного сигнала.

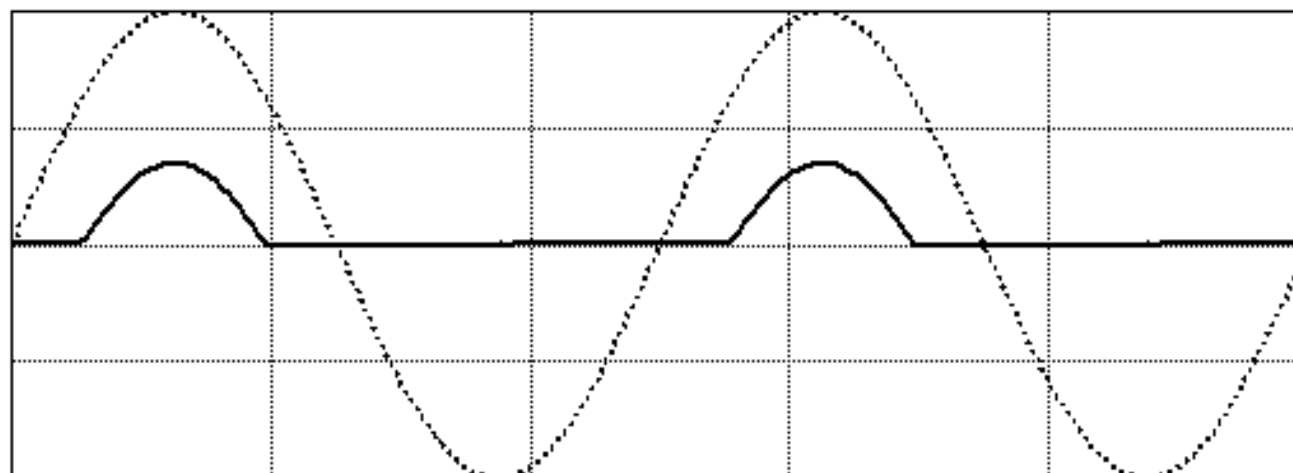
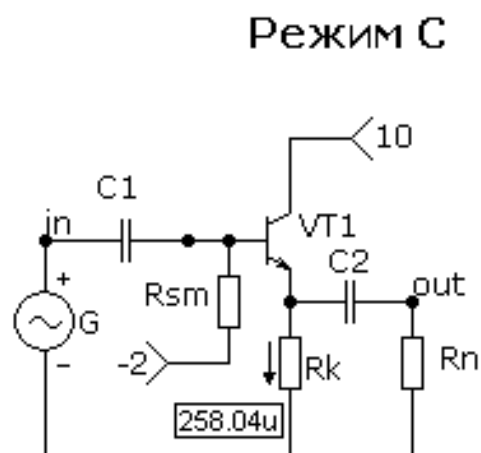


**Класс «В».** Для него характерен режим работы с углом отсечки равным  $90^\circ$  (усиливает только положительную или только отрицательную полуволну входного сигнала). Ток покоя равен нулю и ток через транзистор протекает в течение лишь половины периода входного синусоидального сигнала. Обычно используется в двухтактных схемах усилителей.



При отсутствии входного сигнала мощность, выделяемая на транзисторах усилителя класса «В» равна нулю. Поэтому этот класс предпочтительнее для использования в усилителях средней и большой мощности. В этом режиме значение КПД каскада можно довести до 0,7 и более.

**Класс «С».** Для него характерен режим работы с малым углом отсечки ( $<90^\circ$ ) (усиливается только часть положительной или отрицательной полуволны входного сигнала). В усилителе класса «С» транзистор больше половины периода находится в состоянии отсечки и его ток, протекающий через него, близок к нулю. Этот режим соответствует расположению точки покоя в области отсечки (на транзистор подано запирающее смещение). Он находит широкое применение в мощных резонансных усилителях (например, в радиопередающих устройствах).



**Класс «D».** Усилительный элемент работает в ключевом режиме, скважность импульсов изменяется в соответствии с текущим значением входного сигнала линейно, не имея дискретных значений. При использовании такого усилителя входной аналоговый сигнал преобразуется в широтно-модулированную последовательность прямоугольных импульсов, которая управляет усилительным ключевым элементом. На выходе такого усилителя последовательность импульсов преобразуется обратно в аналоговый сигнал с помощью фильтра нижних частот.

В усилителе класса «D» усилительный элемент (биполярный транзистор) в установившемся режиме может находиться только в состоянии «включено» (режим насыщения биполярного транзистора) или «выключено» (режим отсечки биполярного транзистора).

**Класс «Т».** Усилительный элемент работает в ключевом режиме, скважность и частота изменяются в соответствии с текущим значением входного аналогового сигнала линейно, не имея дискретных значений, применяется модуляция с изменением частоты и скважности импульсов. Его можно считать разновидностью класса «D».

В рамках курса ЭЦМ будут рассмотрены принципы работы усилителей класса «А», «АВ» и «В».



## Расчет режимов работы транзисторного каскада по схеме с ОЭ

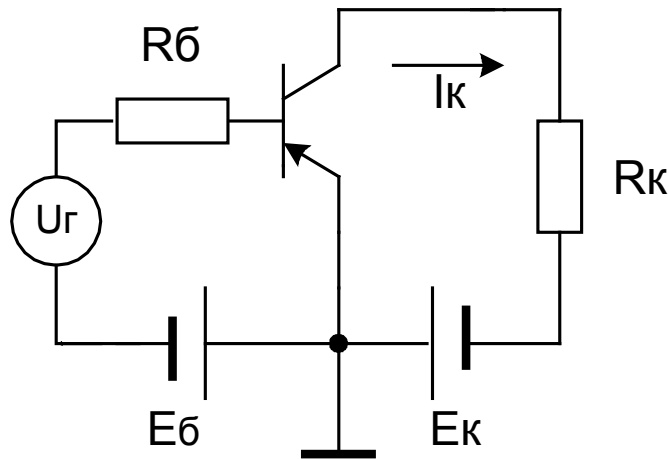
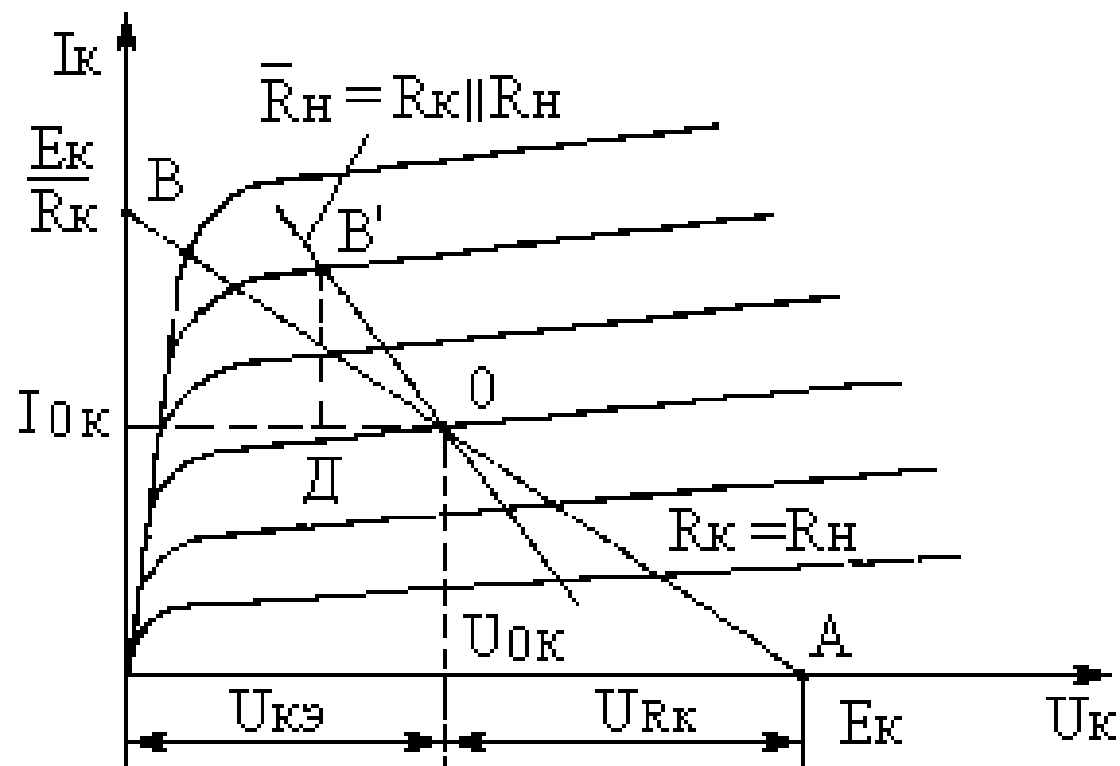


Схема содержит два источника питания. Один из них включен в цепь базы транзистора и задает входной базовый ток. Второй источник является источником питания коллекторной цепи.

$$U_{кэ} = E_k - I_k R_k ,$$

$$I_k = E_k / R_k - U_{кэ} / R_k$$

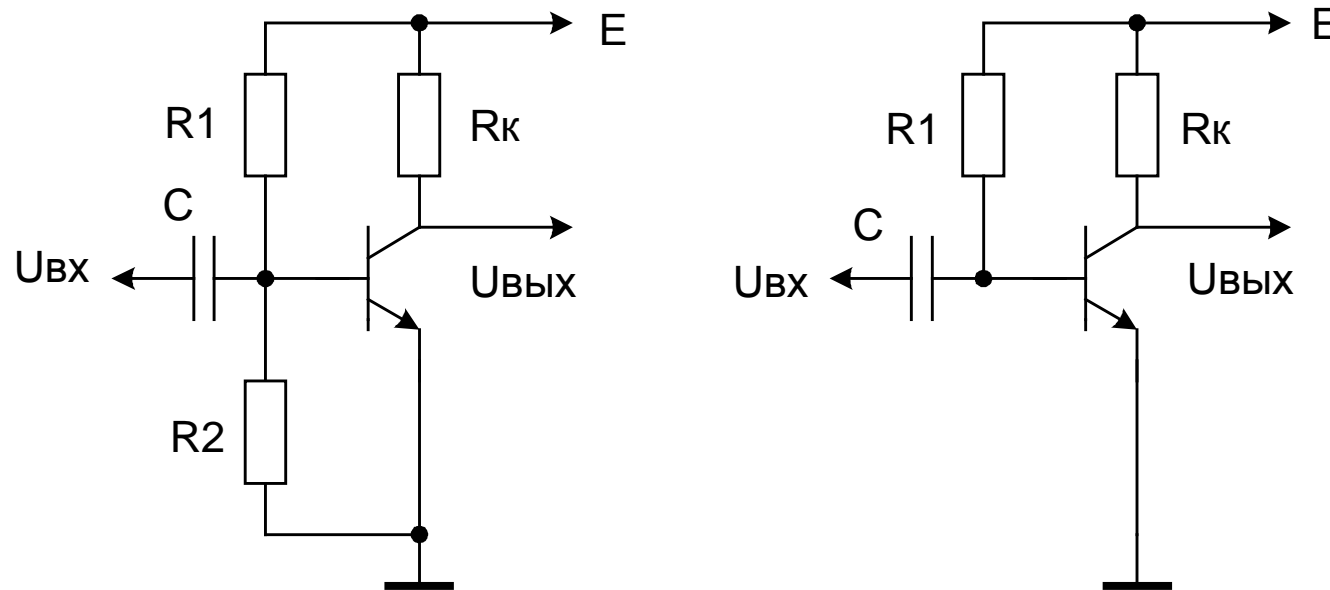
## Определение положения рабочей точки



Точка А:  $U_{kэ} = E_k$  при  $I_k = 0$ ,

Точка В:  $I_k = E_k / R_k$  при  $U_{kэ} = 0$ .

## Задание и стабилизация рабочей точки



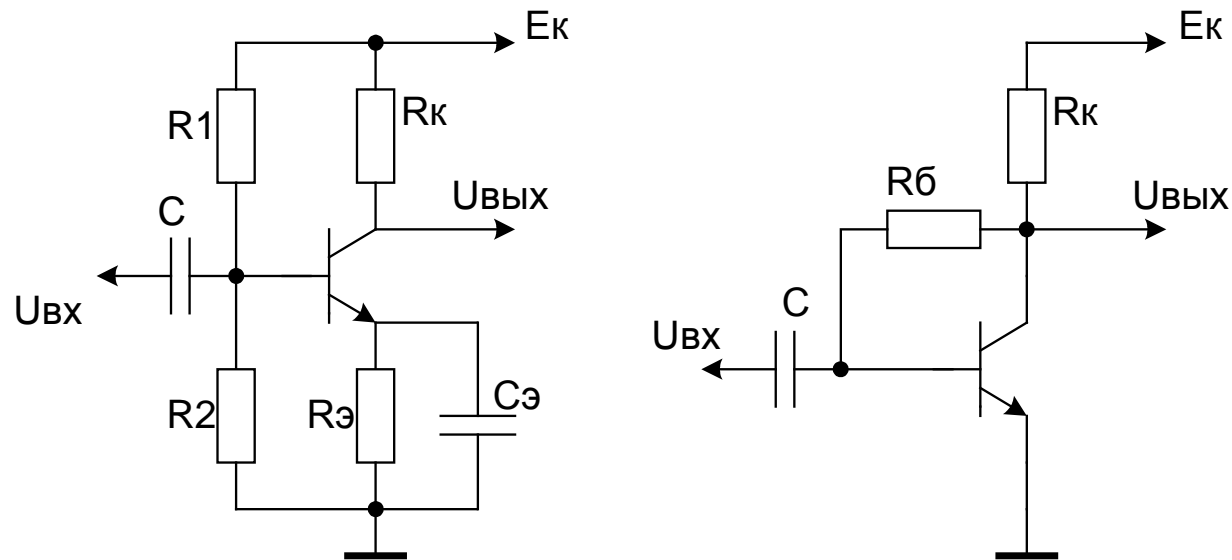
Способы задания базового тока в статическом режиме: а) – фиксированным напряжением на переходе база – эмиттер, б) – фиксированным током

$$U_{эб} = E_k \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

$$R_1 = \frac{E_k - U_{эб}}{I_б}, \quad I_k = \beta \frac{E_k - U_{эб}}{R_1}$$

$U_{эб}$  на 2 мВ при изменении температуры на один градус,  $\beta$  - тоже нестабильная величина.

## Стабилизация положения рабочей точки



а) – схема эмиттерной стабилизации, б) – схема коллекторной стабилизации

В схеме а) стабилизация режима осуществляется при помощи ООС по постоянному току через эмиттерный резистор (эмиттерная стабилизация).

В схеме б) стабилизация режима в этой схеме осуществляется при помощи ООС по напряжению (схема коллекторной стабилизации).

## Схема с эмиттерной стабилизацией

$$I_{\kappa} = \beta I_{\bar{o}} = \left( E \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_{\text{эб}} \right) \left[ \frac{\beta}{R_1 \parallel R_2 + R_3(1 + \beta)} \right]$$

Если значения сопротивлений резисторов  $R_{\text{э}}$ ,  $R_1$  и  $R_2$  выбрать таким образом, что  $R_{\text{э}}(1 + \beta) \gg R_1 \parallel R_2$ , то зависимость коллекторного тока от  $\beta$  можно пренебречь.

$$I_{\kappa} = \beta \cdot I_{\bar{o}} = \frac{E \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_{\text{эб}}}{R_3}$$

Приблизленно  $R_{\text{э}}$  при заданном коллекторном токе должно лежать в пределах  $1 \div 2$  В или  $R_{\text{э}} \approx 0,2 R_{\kappa}$ . После того, как величина  $R_{\text{э}}$  выбрана, сопротивления резисторов  $R_1$  и  $R_2$  могут быть найдены из условия

$$(\beta_{\text{мин}} + 1)R_3 > R_1 \parallel R_2 > 5R_{\text{вх э}} \approx 5 \frac{\beta_{\text{макс}}}{I_{\kappa} / \varphi_T},$$

где  $\beta_{\text{макс}}$ ,  $\beta_{\text{мин}}$  — наибольшая и наименьшая ожидаемые величины  $\beta$ , а  $I_{\kappa \text{ макс}}$  — наибольшее допустимое значение коллекторного тока.

## Расчет схемы усилителя с эмиттерной стабилизацией

Стабильность рабочей точки тем выше, чем больше падение напряжения на резисторе  $R_э$ . Пусть  $U_э = 2$  В. Тогда коллекторный ток изменится только на

$$\frac{dI_к}{dt^0} / I_к = \frac{dU_э}{dt^0} / U_э = \frac{2 \text{ мВ} / ^0\text{С}}{2 \text{ В}} = \frac{0,1\%}{^0\text{С}}$$

Предположим, что максимальное значение сигнала на выходе  $\Delta U_{\text{вых макс}} = \pm 2$  В, относительно напряжения  $U_{ок}$  в статическом режиме. Тогда

$$U_{ок} > U_э + U_{кэ \text{ мин}} + |\Delta U_{к \text{ макс}}| = 2 + 1 + 2 = 5 \text{ В}$$

Рассчитаем для этого случая резисторы  $R_к$  и  $R_э$ . Пусть  $I_к = 1$  мА. Тогда  $R_э = 2\text{В}/1\text{мА} = 2\text{кОм}$ .  $R_к = (E - U_{ок})/1\text{мА} = (15 - 5)/1 = 10 \text{ кОм}$

При этом дрейф потенциала коллектора при отсутствии сигнала равен

$$\frac{dU_к}{dt} = -2 \frac{\text{мВ}}{^0\text{С}} \frac{R_к}{R_э} = -10 \cdot \frac{\text{мВ}}{^0\text{С}}.$$

Если температурный диапазон составит, например  $40^\circ\text{С}$ , то рабочая точка на линии нагрузки сместится на  $400 \text{ мВ}$ .

Рассчитаем теперь резисторы  $R_1$  и  $R_2$  в базовой цепи. Потенциал базы относительно общей шины при отсутствии входного сигнала равен

$$U_{\bar{6}} = U_{\bar{6}\bar{9}} + U_{\bar{9}} = 0,6 \text{ В} + 2 \text{ В} = 2,6 \text{ В}.$$

Базовый ток транзистора

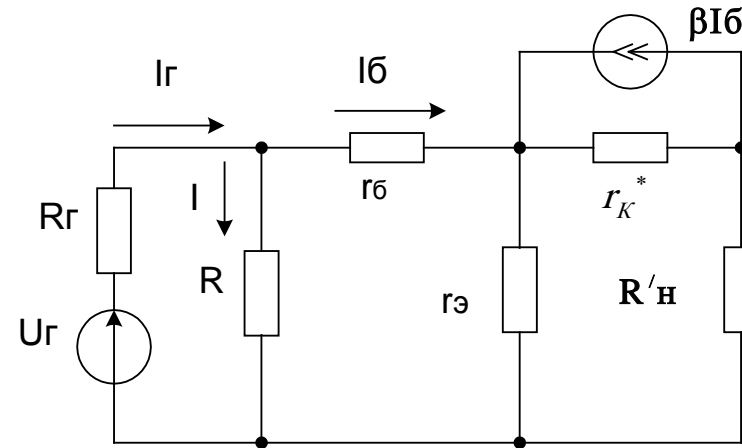
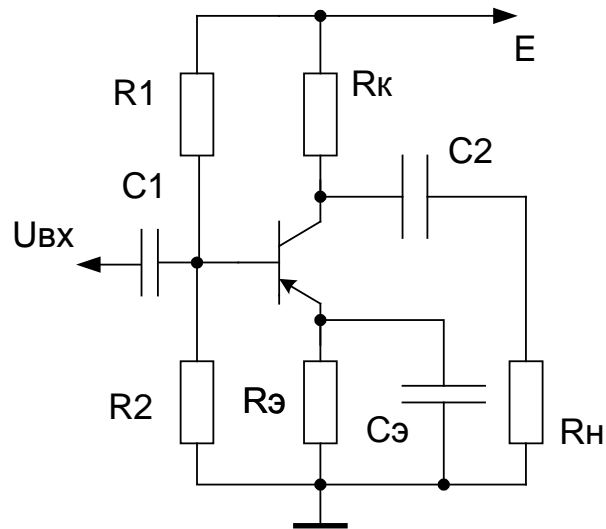
$$I_{\bar{6}} = I_{\kappa} / \beta = 1 \text{ мА} / 50 = 20 \text{ мкА}.$$

Чтобы исключить влияние базового тока на потенциал базы выберем ток, протекающий через резисторы  $R_1$  и  $R_2$  на порядок больше базового тока  $I_{\text{дел}} = 10 I_{\bar{6}} = 0,2 \text{ мА}$ .

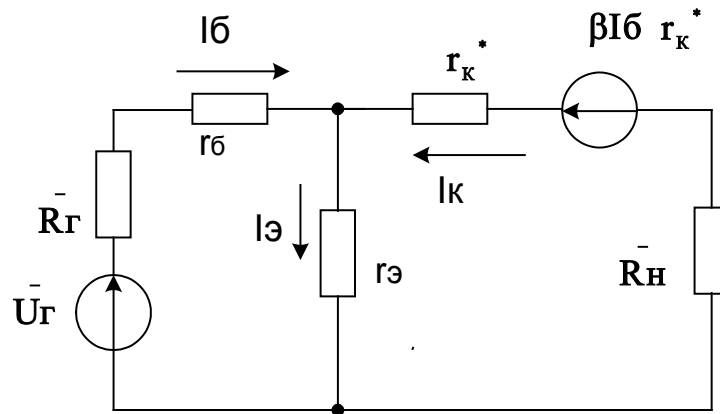
Тогда  $R_2 = 2,6 \text{ В} / 0,2 \text{ мА} = 13 \text{ кОм}$ .  $R_1 = (15 - 2,6 \text{ В}) / 0,2 \text{ мА} = 61 \text{ кОм}$ .

Аналогично проводится расчет по постоянному току для схемы с общим коллектором и общей базой.

## Каскад с общим эмиттером в области средних частот



Принципиальная и эквивалентная схемы каскада с ОЭ в области СЧ



$$\bar{R}_Г = \frac{R R_\Gamma}{R + R_\Gamma}; \quad \bar{U}_Г = \frac{R}{R + R_\Gamma}; \quad r_k^* = \frac{r_k}{1 + \beta}.$$



## Параметры каскада с ОЭ

### Входное сопротивление каскада с ОЭ

$$r_{вх\ э} = \frac{U_{вх}}{I_{б}} = \frac{(r_{б} + r_{э})(r_{э} + r_{к}^* + \bar{R}_{н}) + (r_{к}^*\beta - r_{э})}{r_{э} + r_{к}^* + \bar{R}_{н}}$$

Если  $r_{к}^* \gg \bar{R}_{н}$ , то  $r_{вх\ э} = r_{б} + r_{э}(1 + \beta)$ .

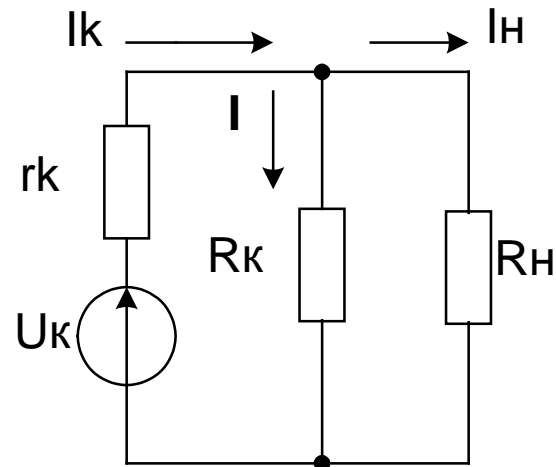
Входное сопротивление усилительного каскада с учетом резисторов  $R1$  и  $R2$  будет меньше

$$R_{вх} = r_{вх\ э} // (R1 // R2).$$

### Коэффициент усиления по току транзистора в каскаде с ОЭ

$$K_I' = \frac{I_{к}}{I_{б}} = \frac{\beta r_{к}^* - r_{э}}{r_{э} + r_{к}^* + \bar{R}_{н}} = \frac{\beta r_{к}^*}{R_{н} + r_{к}^*}.$$

## Эквивалентная схема выходной цепи усилителя с ОЭ на средних частотах



$$I_H = I_K \frac{R_K}{R_K + R_H}.$$

Коэффициент усиления по току каскада с ОЭ

$$K_I = K_I' \frac{R_K}{R_K + R_H} \frac{R}{R + r_{\text{вх}}}.$$

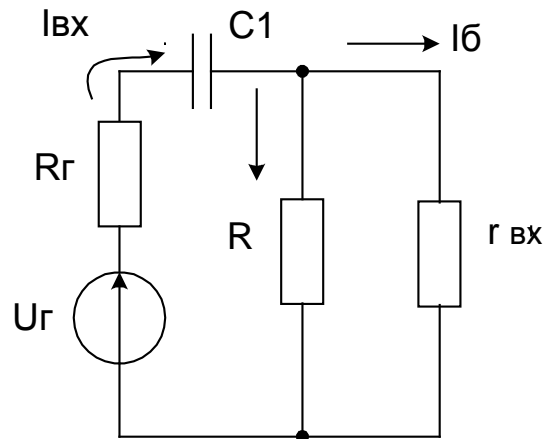
$\frac{R_K}{R_K + R_H}$  и  $\frac{R}{R + r_{\text{вх}}}$  - коэффициенты токоразветвления

Коэффициент усиления по напряжению каскада с ОЭ

$$K_U \approx \beta \frac{\bar{R}_H}{R_2 + R_{\text{вв}}} \quad \text{где } \bar{R}_H = R_K // R_H$$

(если  $r_k^* \gg \bar{R}_H$ )

## Усилитель с ОЭ в области низких частот

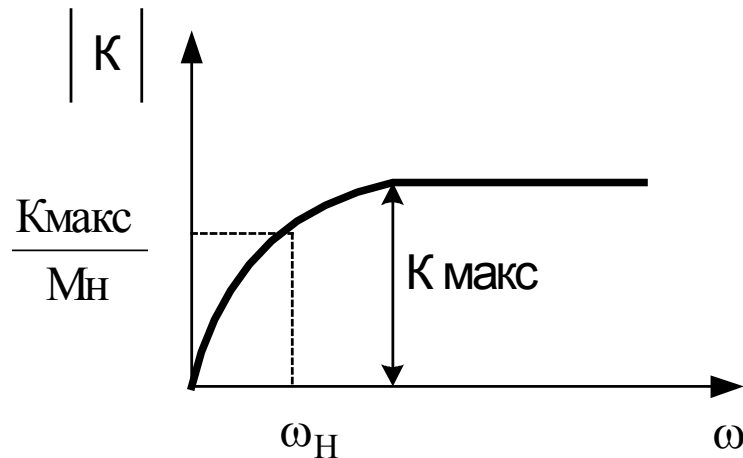


$$I_{\text{вх}} = U_{\text{г}} \cdot \frac{1}{R_{\text{г}} + R_{\text{вх}} + 1/(j\omega C_1)}.$$

$$\text{где } R_{\text{вх}} = R // r_{\text{вх}}; \quad R = R_1 // R_2.$$

На низких частотах усиление напряжения и тока уменьшается пропорционально величине

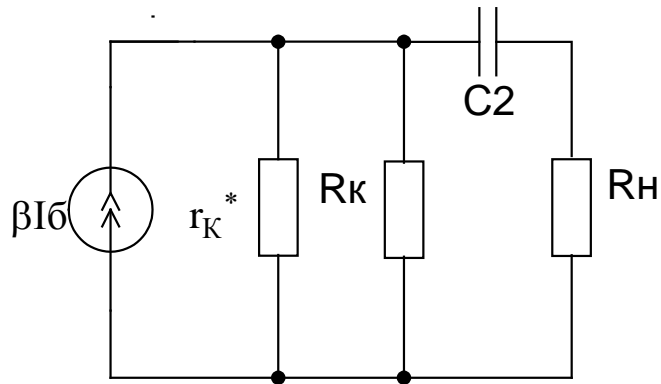
$$h(j\omega) = \frac{I_{\text{вх}}}{I_{\text{м}}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_1 (R_{\text{г}} + R_{\text{вх}})}}.$$



$$|\dot{K}| = K_{\text{макс}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega\tau_{\text{н1}})^2}}$$

$\tau_{\text{н1}} = C_1 (R_{\text{г}} + R_{\text{вх}})$  — постоянная времени цепи заряда и разряда входного конденсатора  $C_1$ .

## Выходные цепи каскада в области НЧ



$$\tau_{H2} = C_2(R_{\text{вых}} + R_H)$$

$$|\dot{K}| = K_{\text{макс}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega\tau_{H2})^2}}$$

## Влияние блокировочного конденсатора Сэ

$$R' = \frac{\bar{R}_r + r_{\text{вх}\mathcal{E}}}{1 + \beta}$$

$$|K_U| = K_{\text{макс}} \sqrt{\frac{\left(\frac{R'}{R_{\mathcal{E}} + R'}\right)^2 + (\omega\tau_{\mathcal{E}})^2}{1 + (\omega\tau_{\mathcal{E}})^2}}, \text{ где } \tau_{\mathcal{E}} = C_{\mathcal{E}}(R_{\mathcal{E}} \parallel R').$$

В пределе  $|K_U| = K_{\text{макс}} \frac{R'}{R_{\mathcal{E}} + R'} \approx \frac{R_K}{R_{\mathcal{E}}}$

## Постоянная времени конденсатора $C_3$

$$\tau_3 = C_3 \cdot \frac{R' R_3}{R_3 + R'}.$$

$$\text{Если } \frac{R'}{R_3 + R'} \ll 1, \text{ то } R' \ll R_3$$

Тогда  $\tau_3 = C_3 R'$  не зависит от сопротивления резистора  $R_3$ .

$$\tau_3 = C_3 \cdot \frac{\bar{R}_r + r_{BX3}}{1 + \beta} = C_3 \cdot \left( r_3 + \frac{\bar{R}_r + r_6}{1 + \beta} \right).$$

При небольших значениях  $R_3$  выполняется неравенство

$$r_3 \gg \frac{R_r + r_6}{1 + \beta}$$

и тогда  $\tau_3 = C_3 r_3$ .

## Усилитель с ОЭ в области высоких частот

$$\beta(j\omega) = \frac{\beta_0}{1 + j\omega / \omega_\beta}.$$

$\omega_\beta$  — граничная частота усиления транзистора по току в схеме ОЭ, на которой  $|\beta|$  уменьшается в  $\sqrt{2}$  раза.

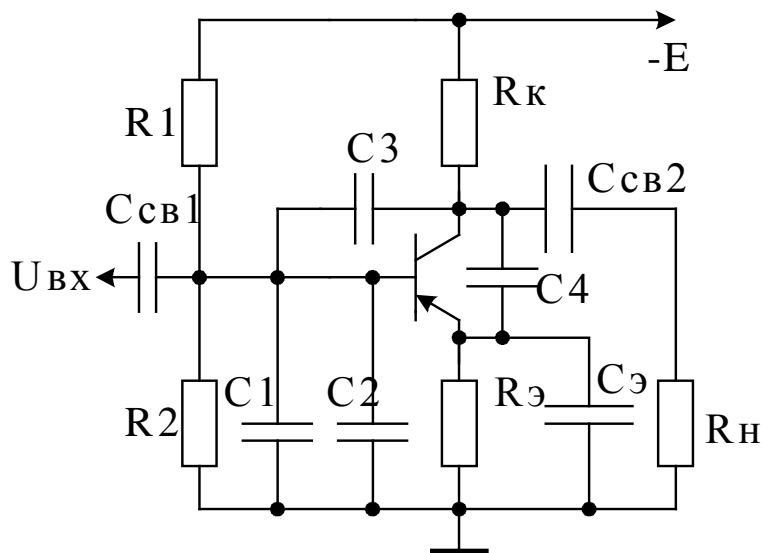
$$|\dot{K}_U| = \frac{K_{\max}}{\sqrt{1 + (\omega / \omega_\beta)^2}}.$$

Отношение  $K_{\max} / |\dot{K}_U|$  определяет коэффициент частотных искажений

$$M_B = \sqrt{1 + (\omega / \omega_\beta)^2} = \sqrt{1 + (\omega \tau_\beta)^2}.$$

По заданным значениям  $M_B$  и верхней граничной частоте можно найти  $\tau_\beta = 1 / \omega_\beta$  и выбрать тип транзистора.

## Влияние паразитных емкостей на АЧХ усилителя



Действующая входная емкость схемы равна  $C_{вх} = C_1 + C_2 + |\dot{K}_U| C_3$

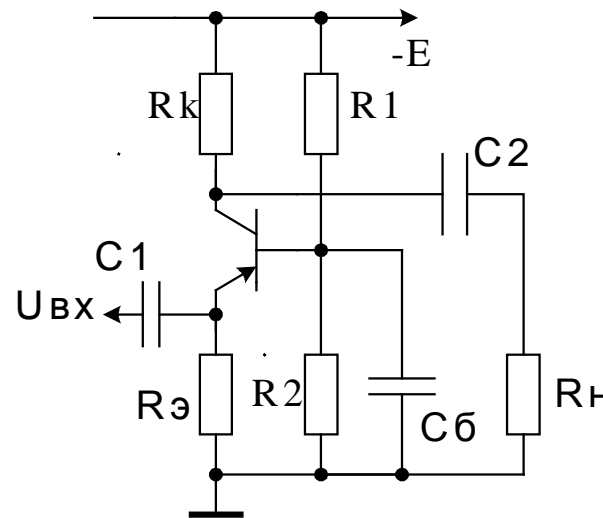
### Модуль коэффициента усиления

$$|\dot{K}_U| = \frac{U_{вых}}{U_2} = \frac{K_{\max}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_с)^2}}, \tau_с = [r_э' // (R_э + r_б)] \cdot [C_2 + C_3(1 + K)].$$

### Коэффициент частотных искажений

$$M_с = \sqrt{1 + (\omega\tau_с)^2}$$

## Усилитель по схеме ОБ



Коэффициент усиления по току транзистора в схеме ОБ

$$K'_I = \frac{I_{\kappa}}{I_{\varepsilon}} = \frac{-r_{\delta} + \alpha r_{\kappa}}{-r_{\delta} + r_{\kappa} + \bar{R}_H}. \text{ Так как } r_{\kappa} \gg r_{\delta} \gg \text{ и } r_{\kappa} \gg \bar{R}_H, \text{ то } K'_I \approx \alpha.$$

Коэффициент усиления по току усилительного каскада:

$$K_I = \frac{I_H}{I_{\varepsilon}} = K'_I \cdot \frac{R_{\varepsilon}}{R_{\varepsilon} + R_{\Gamma}} \cdot \frac{R_{\kappa}}{R_{\kappa} + R_H}$$

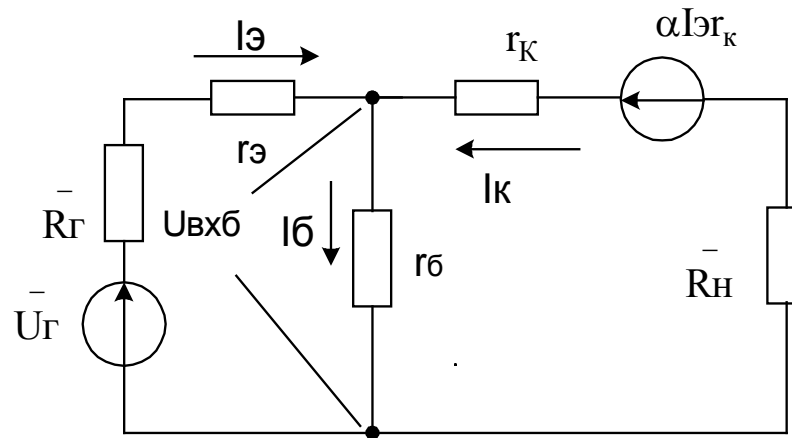
$$K_I < 1 \text{ в схеме с ОБ}$$



## Эквивалентная схема усилителя по схеме с ОБ

$$\bar{R}_F = \frac{R_F \cdot R_3}{R_F + R_3}$$

$$\bar{U}_F = \frac{U_F \cdot R_3}{R_F + R_3}$$



$$\bar{R}_H = \frac{R_H \cdot R_K}{R_K + R_H}$$

Входное сопротивление  $r_{вх б} \approx r_э + r_б(1 - \alpha)$ ,  $R_{вх б} = r_{вх б} \parallel R_3$ .

Коэффициент усиления по напряжению транзистора

$$K_U' = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{I_K \bar{R}_H}{I_э r_{ВХ б}} \approx \frac{\alpha I_э \bar{R}_H}{I_э r_{ВХ б}} = \frac{\alpha \bar{R}_H}{r_{ВХ б}}$$

Коэффициент усиления по напряжению каскада с ОБ

$$K_U = \frac{U_{вых}}{U_F} = K_U' \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_3} + \frac{R_2}{r_{вх б}}}$$

Выходное сопротивление  $R_{вых б} = r_к \parallel R_K \approx r_к$ ,

## Усилитель ОБ в области высоких частот

$$|\alpha| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + (\omega\tau_\alpha)^2}}$$

$$K_U' = \frac{|\alpha|\bar{R}_H}{r_{вхб}} = \frac{K_{\max}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_\alpha)^2}}$$

Входная емкость

$$C_{вх} \approx C_1 + C_2 - KC_3$$

Постоянная времени

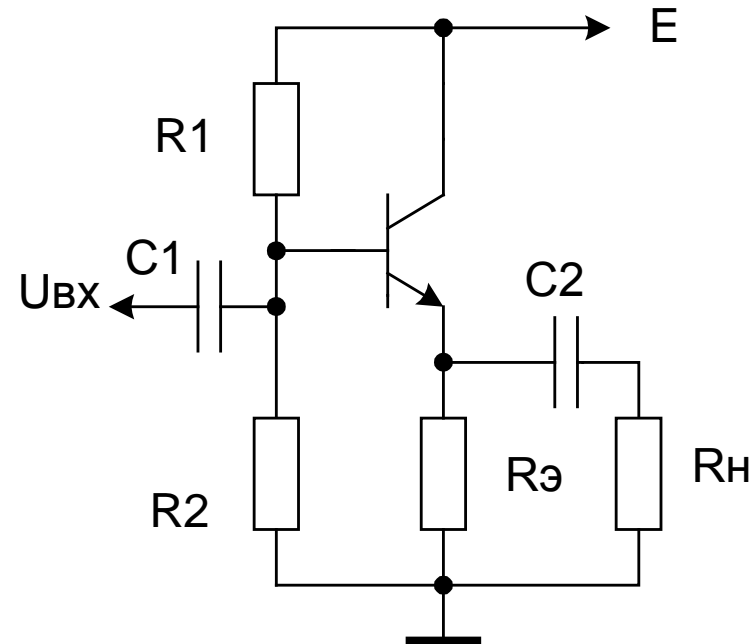
$$\tau_\kappa = C_\kappa \frac{1}{1/R_\kappa + 1/r_\kappa + 1/R_H} \approx C_\kappa \cdot (R_\kappa \parallel R_H)$$

Коэффициент усиления каскада

$$|\dot{K}_U| = \frac{K_{\max}}{\sqrt{1 + \omega(\tau_\alpha + \tau_\kappa)^2}}$$

## Каскад по схеме с ОК (эмиттерный повторитель)

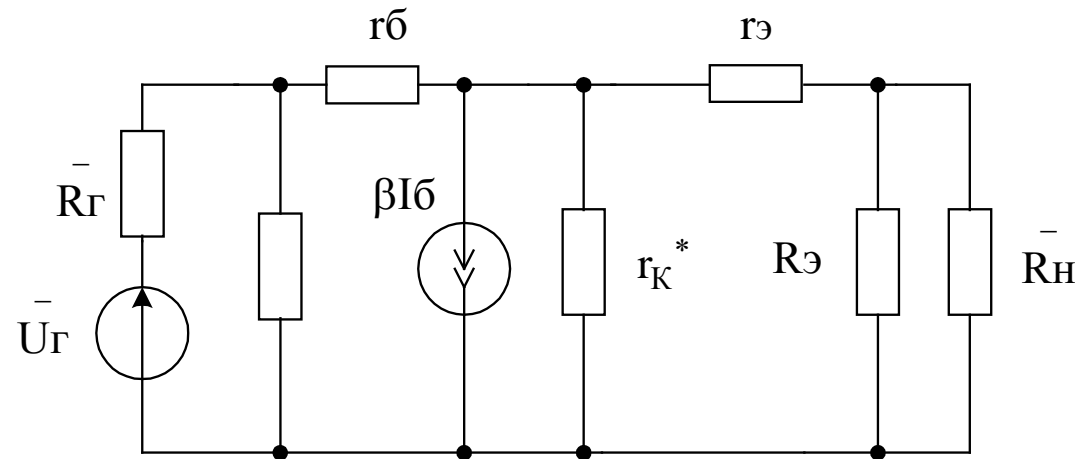
$$U_{эб} = U_{вх} - U_{вых}$$



$$U_{эб} = U_{вх} - U_{вых}$$

Так как напряжение  $U_{эб}$  мало и мало меняется при изменении входного сигнала, то  $U_{вх} \approx U_{вых}$ . Эмиттерные повторители допускают работу с большими входными сигналами по сравнению с усилительными каскадами других типов.

## Эквивалентная схема усилителя ОК в области средних частот



$$r_{вх\kappa} = \frac{U_{вв}}{I_б} = r_б + (\beta + 1)[r_к^* \parallel (r_э + R_э \parallel R_н)].$$

Для практических расчетов можно считать, что  $r_{вх\kappa} \approx (\beta + 1) \bar{R}_н$

Входное сопротивление каскада  $R_{вх\kappa} = r_{вх\kappa} \parallel R$ , где  $R = R_1 \parallel R_2$ .

### Коэффициент усиления по напряжению каскада с ОК

$$K_{U \text{ ОК}} = \frac{1}{1 + r_{\bar{\sigma}} / r_K}.$$

### Коэффициент усиления по току каскада с ОК

$$K_{I \text{ ОК}} = (1 + \beta) \frac{r_K^* \parallel R_{\bar{\mathcal{E}}}}{r_K^* \parallel R_{\bar{\mathcal{E}}} + R_H} \cdot \frac{\bar{R}_{\mathcal{Z}}}{\bar{R}_{\mathcal{Z}} + r_{\text{ВЫХ}}}.$$

### Выходное сопротивление каскада с ОК

$$R_{\text{ВЫХ ОК}} = r_{\bar{\mathcal{E}}} + \frac{\bar{R}_{\mathcal{Z}} + r_{\bar{\sigma}}}{1 + \beta}.$$

## Общие сведения о полевых транзисторах

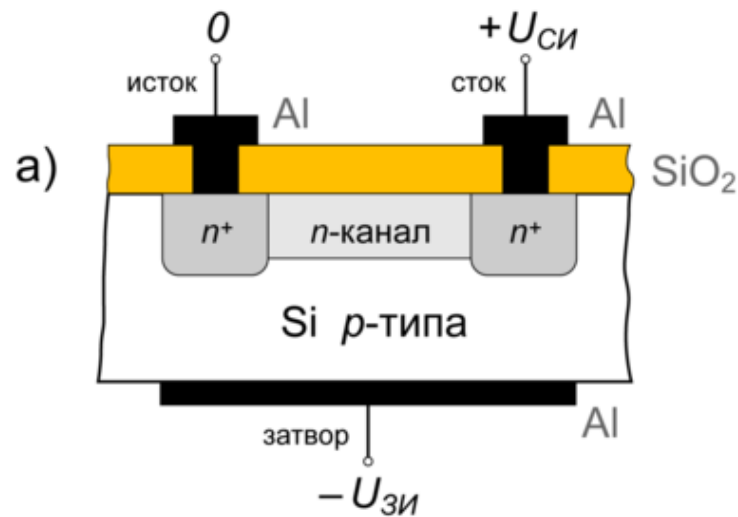
Полевые транзисторы, представляют собой полупроводниковые приборы, которые в отличие от биполярных транзисторов управляются электрическим полем.

### Отличительные особенности полевых транзисторов

- чрезвычайно малые токи во входной цепи
- линейная зависимость крутизны от управляющего напряжения
- возможность работы в качестве сопротивления, управляемого напряжением,
- наличие термостабильной точки у транзисторов с обратносмещенным переходом
- повышенная радиационная стойкость
- малый уровень шумов.
- простота технологии
- малая площадь, занимаемая на подложке

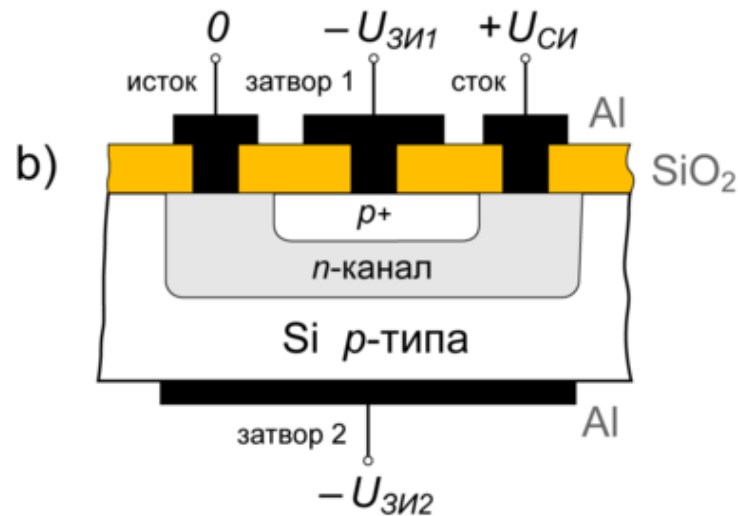
Различают две разновидности полевых транзисторов: полевые транзисторы с управляющим р-п переходом и полевые транзисторы МДП – типа

## Транзисторы с управляющим р-п переходом



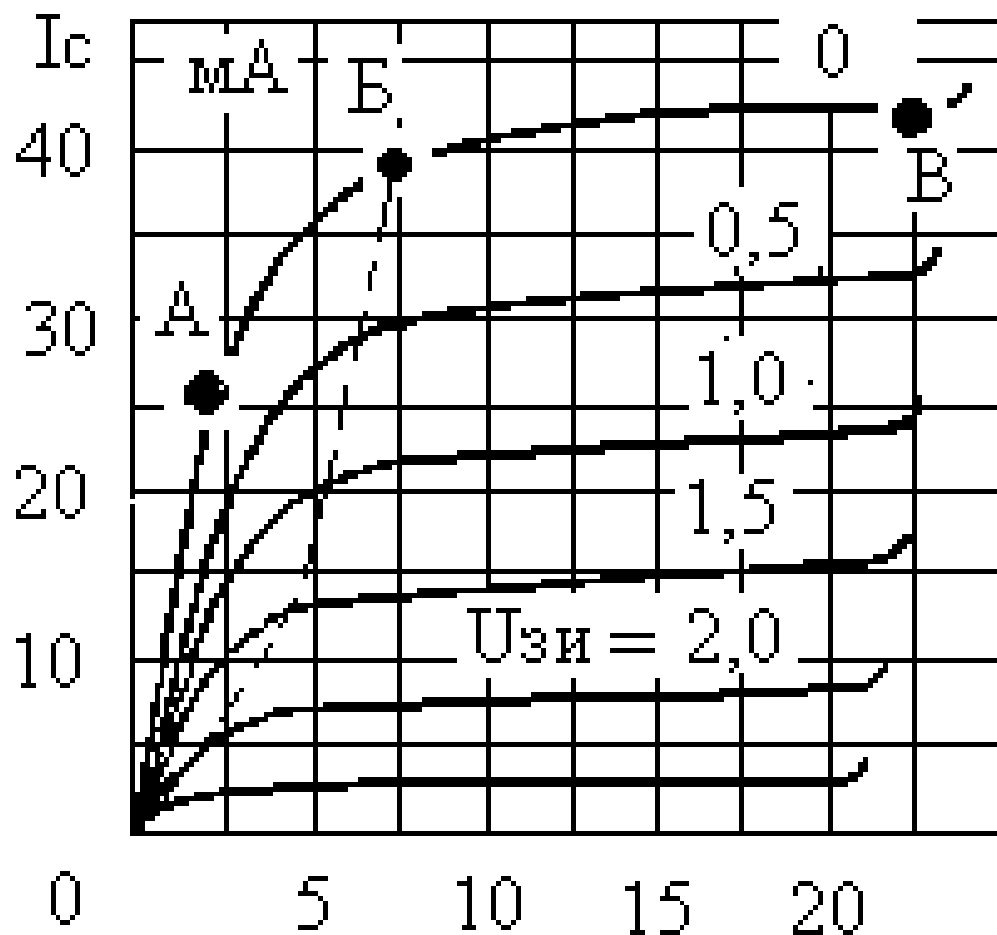
Принцип действия полевого транзистора с обратнo смещенным управляющим переходом затвор - исток основан на изменении площади поперечного сечения проводящей части полупроводникового материала.

Электрод, из которого в канал входят основные носители заряда, называют **истоком**. Электрод, через который из канала уходят основные носители заряда, называют **стоком**. Электрод, служащий для регулирования поперечного сечения канала, называют **затвором**.



Электропроводность канала может быть как n-, так и p-типа. Поэтому по электропроводности канала различают полевые транзисторы с n-каналом и p-каналом. Все полярности напряжений смещения, подаваемых на электроды транзисторов с n- и с p-каналом, противоположны

## Выходные сток затворные характеристики полевого транзистора с управляющим р-п переходом



ным (участок Б-В) - область насыщения. Эта область является рабочей областью транзистора.

При малых значениях  $U_c$  ток стока увеличивается почти пропорционально изменению данного напряжения (участок 0-А). Этот крутой участок выходной характеристики соответствует полностью открытому каналу.

При большом значении тока стока из-за падения напряжения на канале его сечение возле стока значительно уменьшается, что вызывает существенное замедление роста тока стока при дальнейшем повышении напряжения  $U_c$  (участок А-Б).

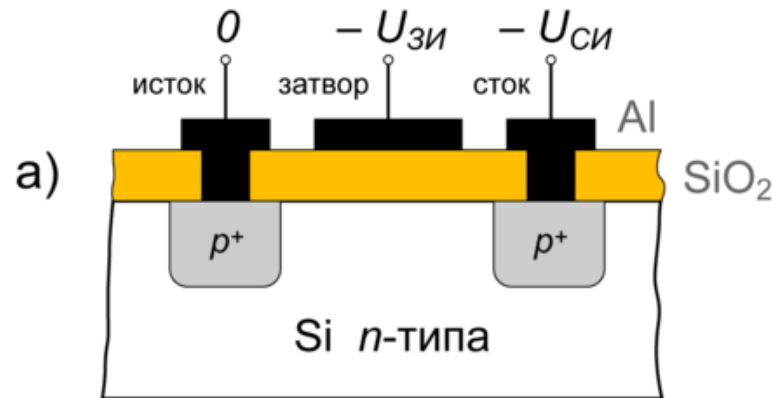
В конечном итоге канал сужается настолько, что дальнейшее существенное увеличение тока стока оказывается невозможным.



## Транзисторы с изолированным затвором (МДП-транзисторы)

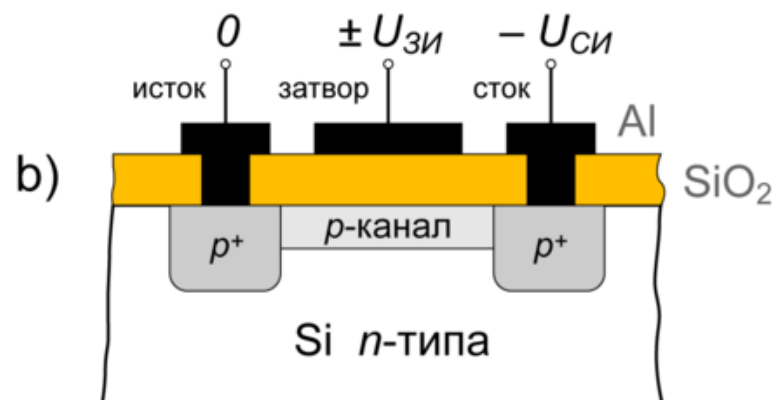
В полевом транзисторе с изолированным затвором затвор отделён от канала слоем диэлектрика.

Расстояние между сильно легированными областями **истока** и **стока** может быть меньше микрона.



Существуют две разновидности МДП-транзисторов: с индуцированным каналом и со встроенным каналом.

В МДП-транзисторах с индуцированным каналом (рис. а) проводящий канал между областями истока и стока отсутствует из ток стока появляется только при определённом значении напряжения на затворе относительно истока, которое называют пороговым напряжением ( $U_{зипор}$ ).



В МДП-транзисторах со встроенным каналом (рис. б) у поверхности полупроводника под затвором при нулевом напряжении на затворе относительно истока существует инверсный слой — канал, который соединяет исток со стоком.

## Характеристики полевого транзистора

$$I_c = I_{cнач} \cdot \left( 1 - \frac{U_{zu}}{U_{отс}} \right)^2,$$

где  $I_{cнач}$  значение тока стока при  $U_z = 0$ ,  
 $U_{отс}$  - напряжение отсечки, при котором ток стока полевого транзистора равен нулю.

### Крутизна

$$S = \frac{dI_c}{dU_z} = -\frac{2I_{cнач}}{U_{отс}} \left( 1 - \frac{U_{zu}}{U_{отс}} \right) = \frac{2}{U_{отс}} \sqrt{I_c I_{cнач}}.$$

При  $U_z = 0$  
$$S = S_{нач} = \frac{2I_{cнач}}{U_{отс}}$$

Таким образом

$$S = S_{нач} \cdot \left( 1 - \frac{U_{zu}}{U_{отс}} \right), \text{ т.е. крутизна усиления полевого транзистора уменьшается}$$

при увеличении напряжения на затворе.

## Основные параметры полевого транзистора

Основными параметрами полевого транзистора:

- крутизна усиления  $S$
- дифференциальное сопротивление канала  $r_{си}$ .

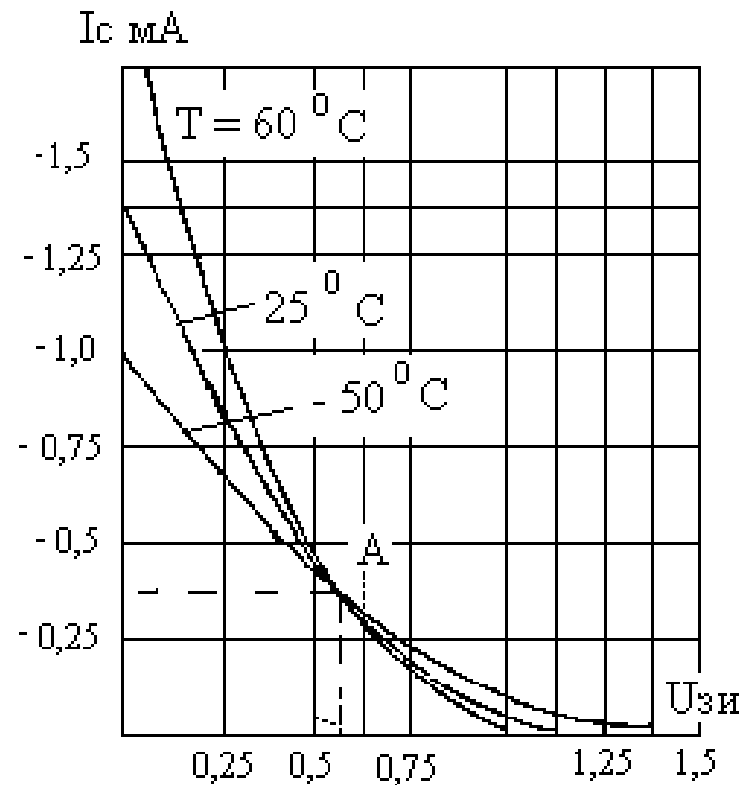
Эти параметры могут быть определены по ВАХ полевого транзистора.

**Крутизна усиления**  $S = \Delta I_c / \Delta U_z$  определяется по характеристике  $I_c = f(U_{зи})$ . В зависимости от типа транзистора значение крутизны может быть от единиц до сотен и более миллиампер на вольт.

**Дифференциальное сопротивление** канала в области насыщения  $r_{си} = \Delta U_c / \Delta I_c$  имеет типовое значение десятков сотен кОм.

## Точка температурной стабильности транзистора с управляющим р-п-переходом

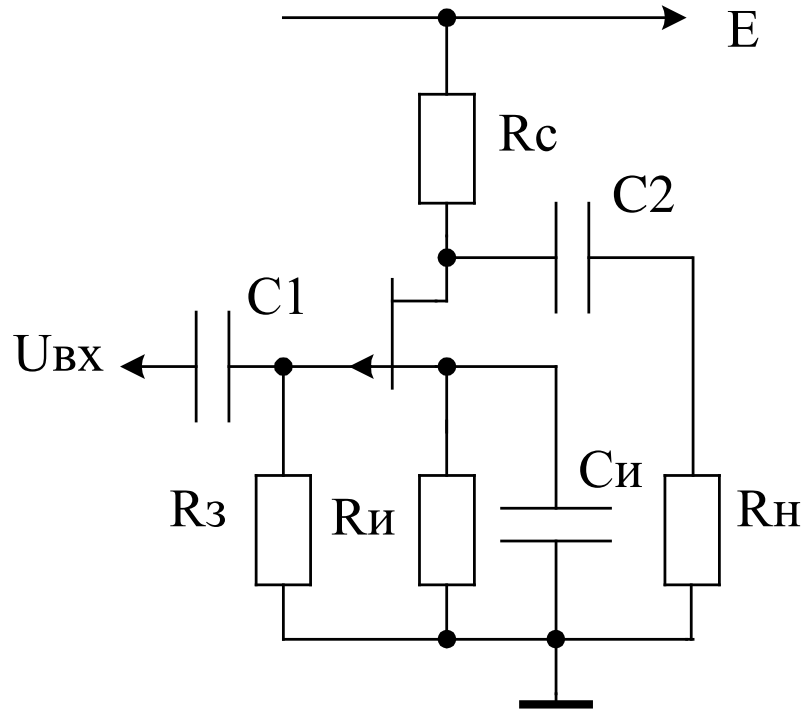
При определенном выборе режима работы транзистора ток стока не зависит от изменения температуры окружающей среды.



Объясняется это взаимной компенсацией двух разных процессов, протекающих одновременно при увеличении температуры:

- уменьшением удельной проводимости канала (по этой причине ток стока уменьшается),
- уменьшением контактной разности потенциалов на р-п переходе затвор – канал, вызывающим расширение проводящей части канала и, следовательно, увеличению тока стока.

## Схема усилителя с общим истоком



Для обеспечения тока покоя схемы в статическом режиме необходимо выбрать сопротивление в цепи истока.

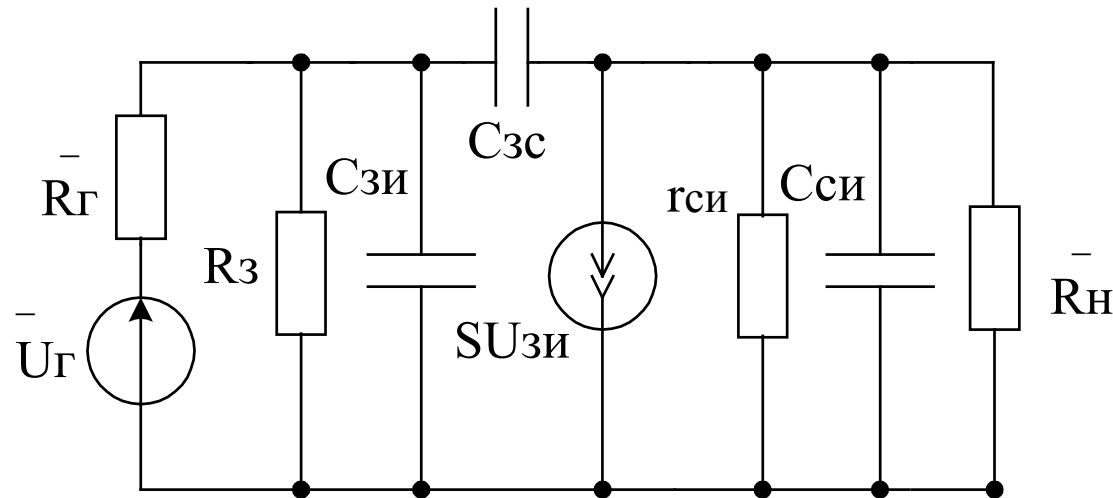
$$R_{и} = |U_{зи}| / I_c = \frac{U_{отс}}{I_c} (1 - \sqrt{I_c / I_{смакс}})$$

Потенциал стока при отсутствии сигнала выбирается из условия

$$U_c > |U_{отс}| + |\Delta U_c|_{макс}$$

По этому потенциалу и току стока определяют сопротивление резистора  $R_c$ .

## Упрощенная малосигнальная эквивалентная схема усилительного каскада с общим истоком



Коэффициент усиления по напряжению в области средних частот

$$K_{U\text{ ос}} = \frac{U_H}{U_\Gamma} = - \frac{R_3}{R_\Gamma + R_3} S R_H \parallel R_c,$$

где  $U_H = - S U_{зи} r_{си} \parallel \bar{R}_H$ ,  $\bar{R}_H = R_H \parallel R_c$ ,  $U_\Gamma = U_{зи} \frac{R_\Gamma + R_3}{R_3}$ .

При  $R_\Gamma \ll R_3$   $K_U = - S r_c \parallel R_H$ .

## Усиление мощности

Усилитель с ОИ из-за высокого входного сопротивления обладает наибольший из всех транзисторов коэффициентом усиления по мощности

$$K_p = - \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^2 R_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВХ}}^2 R_{\text{ВЫХ}}} = K^2_U \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}}.$$

Так при  $K_U = 1$ ,  $R_{\text{ВХ}} = 200 \text{ мОм}$ ,  $R_{\text{ВЫХ}} = 2 \text{ кОм}$ ,  $K_p = 10^5$  на один каскад.

**Выходное сопротивление** усилительного каскада  $R_{\text{ВЫХ}} = r_c \parallel R_c$  определяется величиной  $R_c$ , если  $R_c \ll r_c$ .

**Спад усиления** на высоких частотах обусловлен паразитными емкостями  $C_{\text{зи}}$  и  $C_{\text{зс}}$ . Причем емкость в  $C_{\text{зс}}$  влияет в  $(1 + K)$  раз больше, чем  $C_{\text{зи}}$ .

**Верхняя граничная частота** каскада  $\omega_0 = \frac{1}{R_{\Gamma} C_{\text{зс}}(1 + K) + C_{\text{зи}}}$

## Схема с общим стоком

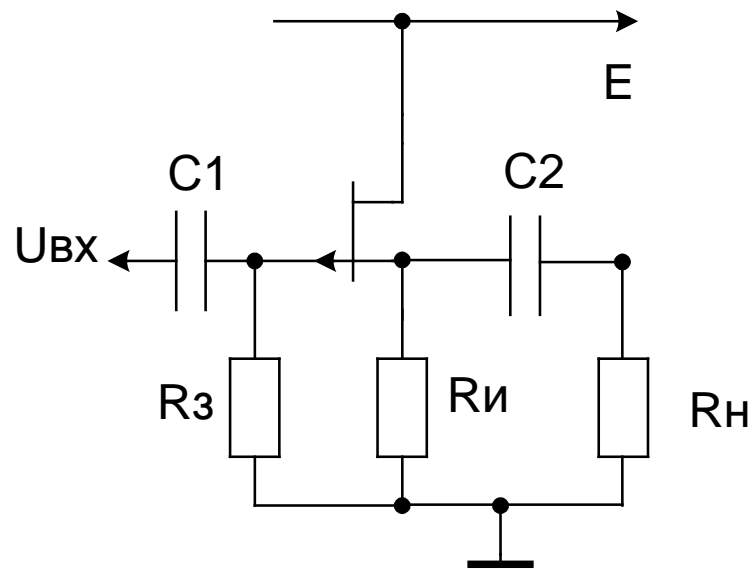


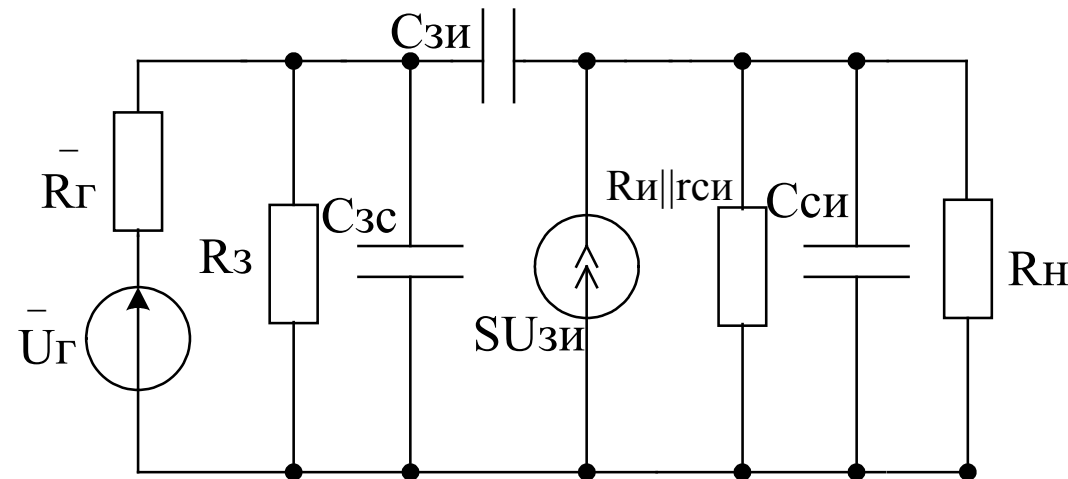
Схема с общим стоком обладает значительно большим входным сопротивлением, чем схема с общим истоком

Преимуществом схемы с ОС является то, что она существенно уменьшает входную емкость усилителя.  $C_{вх\text{ ои}} = C_{зс} + C_{зи}(1 - K_{ои}) \approx C_{зс}$ , так как коэффициент усиления  $K_{ои}$  близок к единице.

Однако меньшее значение крутизны усиления маломощных полевых транзисторов по сравнению с крутизной усиления биполярного транзистора не позволяет получить в истоковом повторителе таких низких выходных сопротивлений, как в эмиттерном повторителе. По этой причине иногда применяют составной транзистор на полевом и биполярном транзисторе (схема Дарлингтона). Такой составной транзистор обеспечивает высокое входное и низкое выходное сопротивление.



## Схема замещения на средних и высоких частотах



Коэффициент передачи по напряжению  $K_U = K_{Uoc} = \frac{U_{Вых}}{U_{Вх}} = \frac{S \bar{R}_H}{1 + S \cdot \bar{R}_H}$ ,

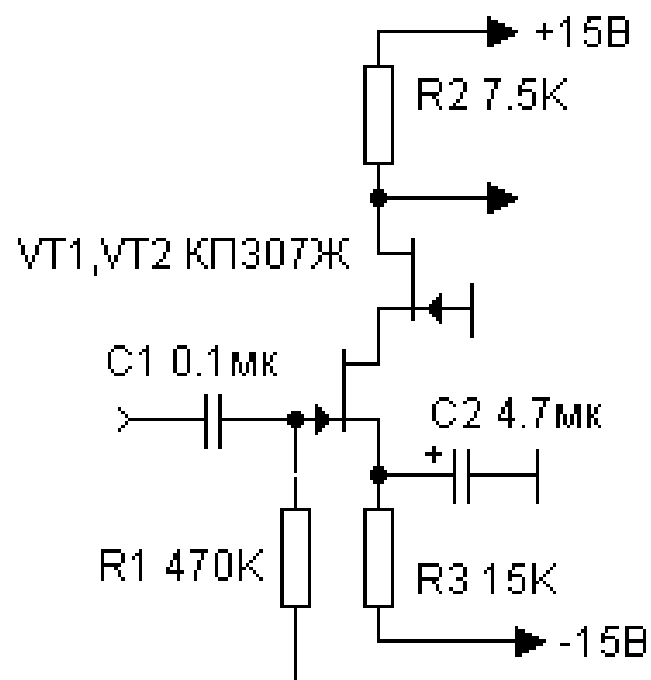
где  $\bar{R}_H = r_{си} // R_H // R_и$

Выходное сопротивление истокового повторителя  $R_{Вых} = \frac{1}{S} // R_и = \frac{\bar{R}_и}{1 + S \bar{R}_и}$ , где

$\bar{R}_и = R_и // r_{си}$  При  $S \cdot \bar{R}_и \gg 1$ ,  $R_{Вых ос} \approx 1/S$ .

## Схема с общим затвором

В схеме с ОЗ наблюдается полная параллельная внутренняя ООС по току, что дает малое эквивалентное входное сопротивление и синтезирует выходную цепь — генератор тока. Поэтому каскад с общим затвором повторяет в нагрузке входной ток сигнала и усиливает напряжение на высокоомной нагрузке.



Так как в этой схеме затвор заземлен, то электрическое поле стоковой области практически не оказывает влияния на входную цепь. В схеме с общим затвором проводимость  $Y_{12} = 0$ , поэтому каскад сохраняет устойчивость, даже если в цепи истока включается резонансный контур.

Таким образом, усилительный каскад с общим затвором обеспечивает высокочастотную развязку цепей нагрузки и генератора сигнала. На практике этот каскад чаще всего применяется в составе сложного каскада общий исток – общий затвор, известного под названием каскодной схемы.

## УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

**Усилителями мощности** называются такие усилители, которые, прежде всего, должны обеспечивать **высокую выходную мощность**; усиление по напряжению в них является второстепенным фактором. Высокая выходная мощность должна быть получена в усилителях мощности при наименьшем потреблении энергии от источника питания и допустимых уровнях нелинейных и частотных искажений.

Усилитель мощности представляет собой обычно многокаскадный усилитель, состоящий из **входного, предоконечного и оконечного каскадов**. Технические характеристики усилителя мощности в основном определяются выходным каскадом. Мощный выходной каскад является основным потребителем электрической энергии. Он вносит основную часть нелинейных искажений и занимает объем, сравнимый с объемом остальной части усилителя. Поэтому при выборе и проектировании выходного каскада усилителя мощности основное внимание обращают на возможность получения **максимального КПД, малые нелинейные искажения и габаритные размеры**.

В усилителе мощности высокая выходная мощность при максимальном КПД может быть получена при определенном согласовании его внутреннего сопротивления с сопротивлением нагрузки.

## Свойства усилителей мощности разных классов

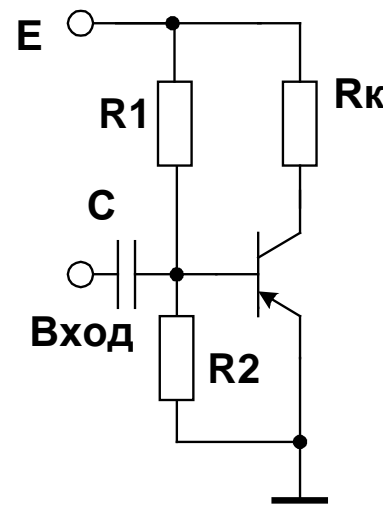
В выходных каскадах усилителей используются различные режимы работы транзисторов, начиная от традиционного класса А до новейшего цифрового класса D.

**В однотактных усилителях класса А** большой ток смещения обеспечивает открытое состояние транзисторов в течение всего периода существования сигнала. Этому режиму присущ **низкий уровень искажений**, но одновременно и **низкий КПД**, который не превышает в лучшем случае 50%. Последний не позволяет создать усилитель класса А с достаточно большой выходной мощностью, приемлемых габаритов и умеренным выделением тепла.

**В усилителях класса В** смещение или начальный ток уменьшен так, чтобы каждый из комплементарных транзисторов был открыт последовательно, пропуская положительную и отрицательную части входных сигнала соответственно. Этим достигаются меньший нагрев и **более высокий КПД (теоретически максимум 78%)**.

Многие изготовители высококлассной техники выпускают усилители, режим выходного каскада которых можно переключать из класса А в класс В. Тем самым можно выбрать меньшие искажения, но ограниченную динамику или повышенную мощность с некоторыми потерями в коэффициенте нелинейных искажений.

## Однотактные выходные каскады на транзисторах



Максимальная выходная мощность:

$$P_{H\max} = 0,5 I_{m\text{ВЫХ}}^2 R_H = 0,5 I_{m\text{ВЫХ}} U_{m\text{ВЫХ}} = 0,5 I_0 0,5 E = 0,25 I_0 E.$$

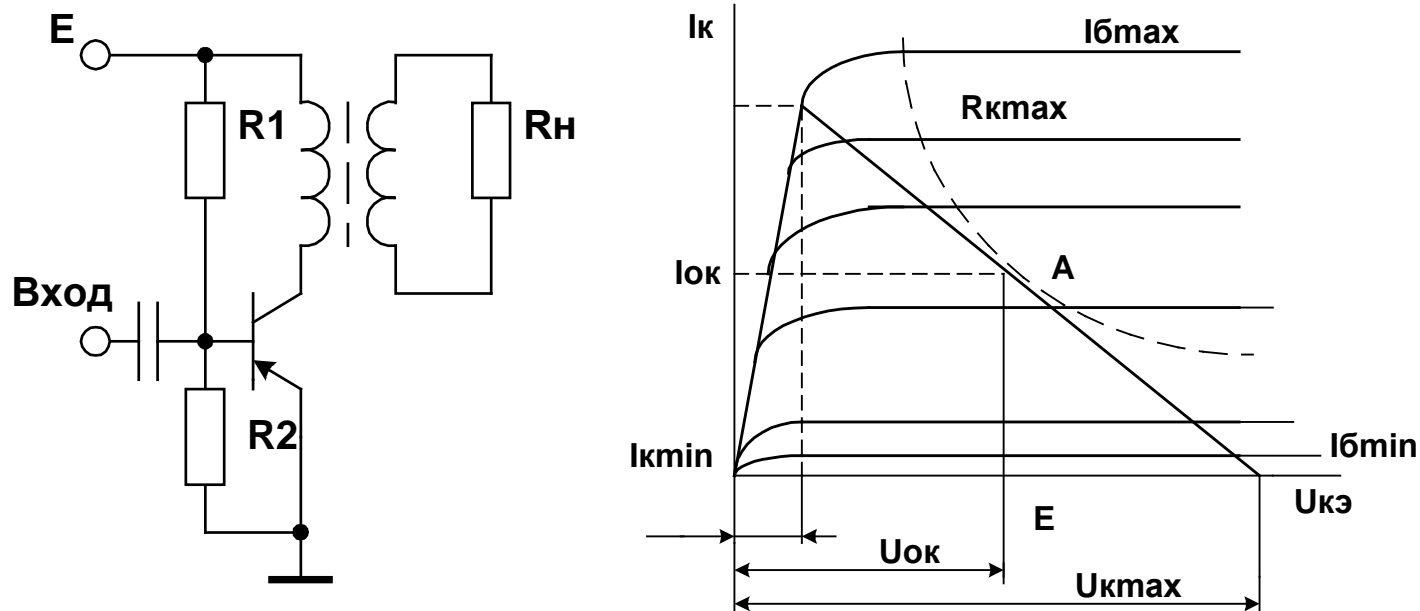
Максимально возможный КПД:

$$\eta_{\max} = P_{\max} / P_0 = \frac{0,25 I_0 E}{I_0 E} = 0,25.$$

Постоянную составляющую тока коллектора можно исключить, если  $R_H$  включить через конденсатор. Однако в этом случае кпд будет еще меньше (около 8,7%) при синусоидальном входном сигнале. Реально кпд получается 5 – 6 %, что ограничивает использование таких каскадов в качестве усилителей мощности

## Трансформаторные усилители мощности

Используются для получения большего значения КПД и устранения постоянной составляющей коллекторного тока транзистора в нагрузке



Мощность в нагрузке:

$$P_H = 0,5U_{кн} I_{кн} = 0,5U_{ок} I_{ок}.$$

## КПД трансформаторного усилителя

(пренебрегая потерями в трансформаторе)

$\eta = P_{\text{нmax}} / P_o = 0,5\gamma\xi$ , где  $P_o$  — мощность, потребляемая от источника питания;

$\gamma = \frac{I_{km}}{I_{ок}}$  — коэффициент использования тока коллектора;

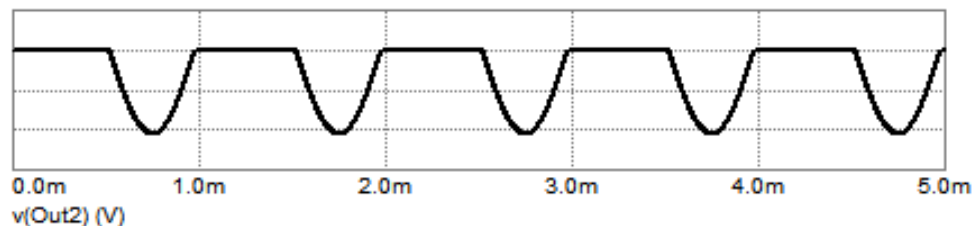
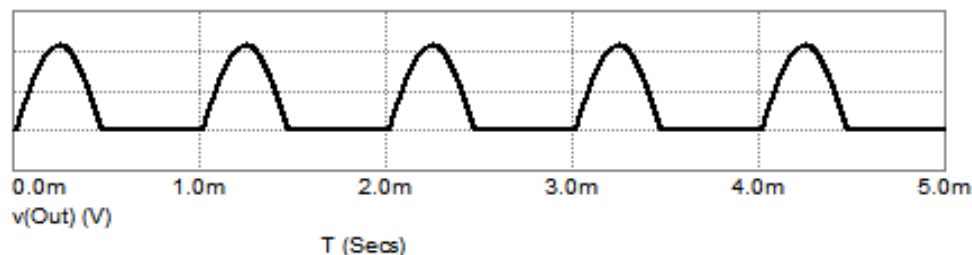
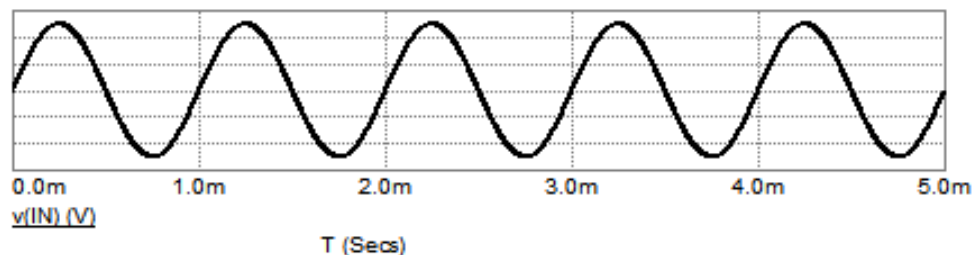
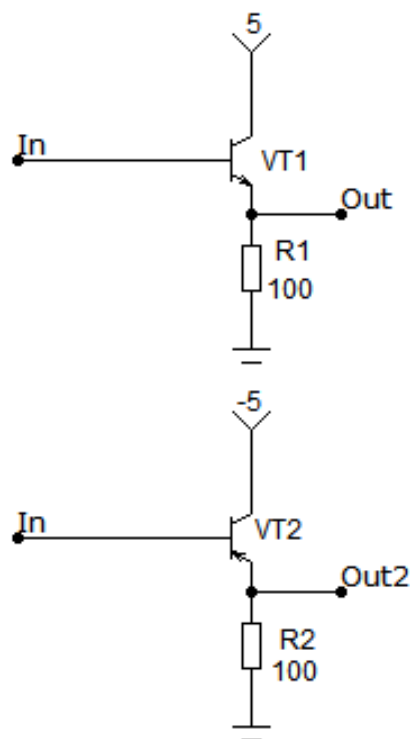
$\xi = \frac{U_{km}}{U_{ок}}$  — коэффициент использования коллекторного напряжения.

При идеализированных характеристиках транзистора коэффициенты использования тока и напряжения можно считать равными единицы. В этом случае  $\eta_{\text{max}} = 0,5$ . В реальной схеме  $\eta$  может составлять 35 – 40 %.

## Усилители класса В

Усилители мощности класса А позволяют получить КПД не более 50% и то при строго определенных условиях (когда сигнал близок к максимально возможному). Для **дальнейшего увеличения КПД** необходимо использовать усилители класса **В** или АВ.

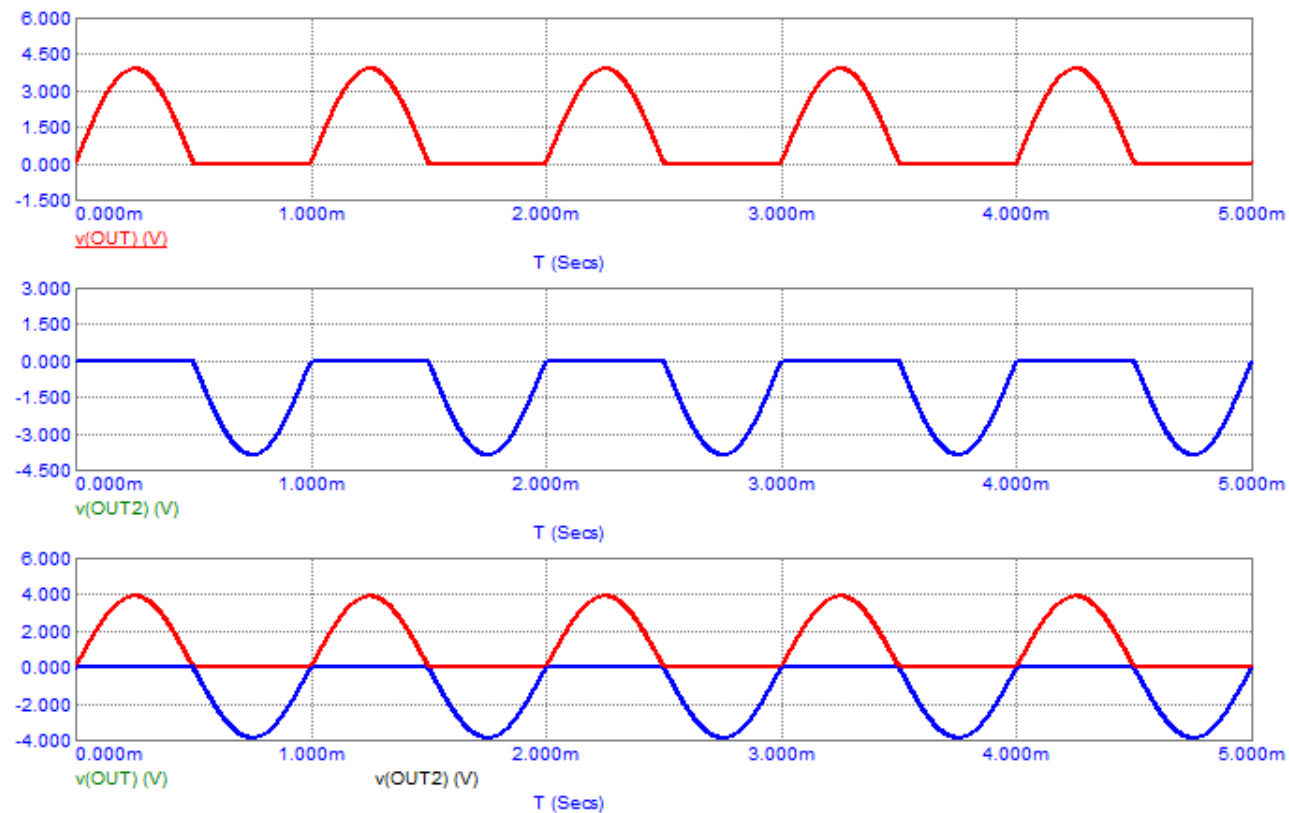
Транзисторный каскад, являющийся усилителем класса В, может усиливать **только одну по-луволну сигнала** (либо положительную, либо отрицательную).





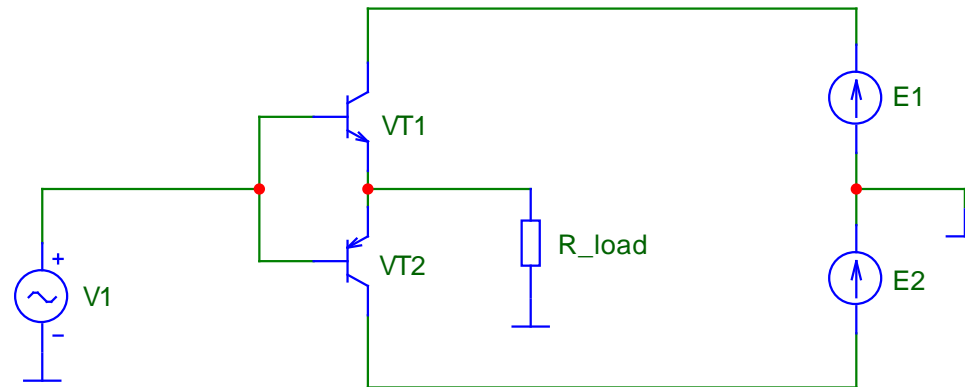
## Двухтактные усилители класса В

Для того, чтобы усиливать обе полуволны синусоидального сигнала необходимо использовать **два** транзисторных каскада класса В, каждый из которых усиливает свою полуволну синусоиды. Такие усилители называются **двухтактными**.



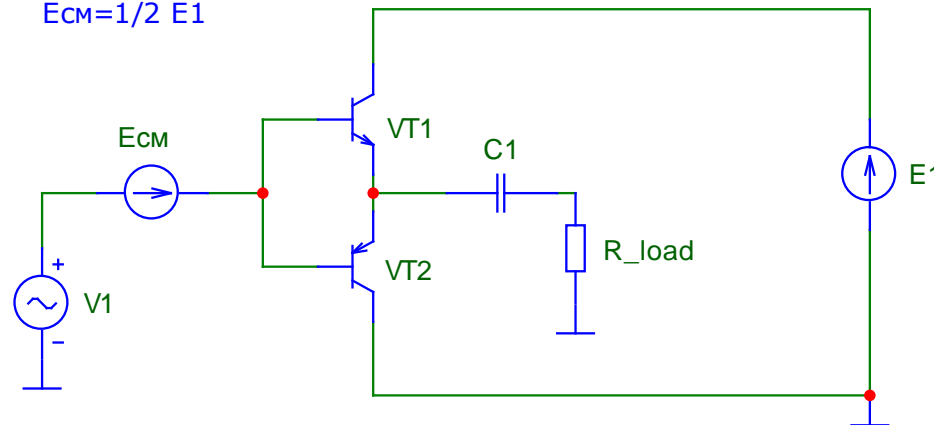
# Структура двухтактных усилителей мощности

## с двуполярным питанием



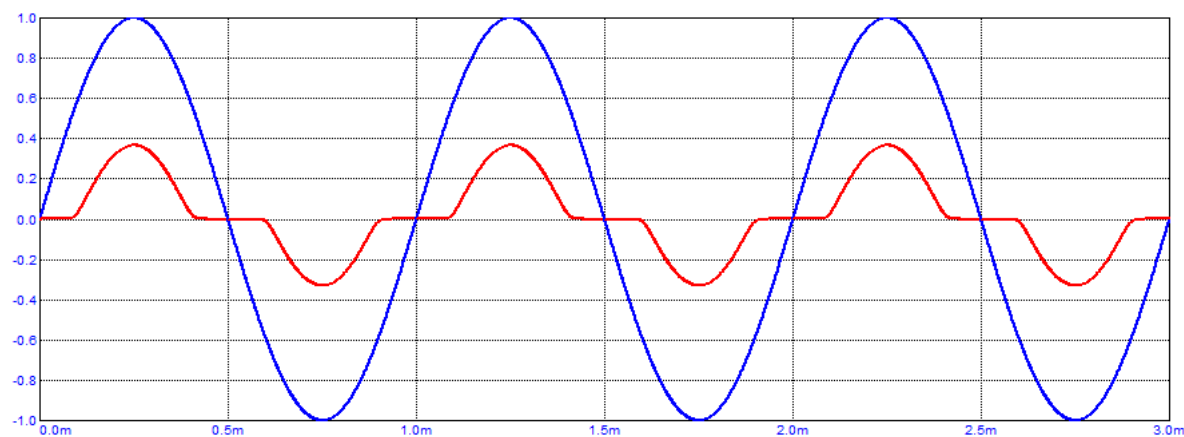
## с однополярным питанием

$$E_{см} = 1/2 E_1$$

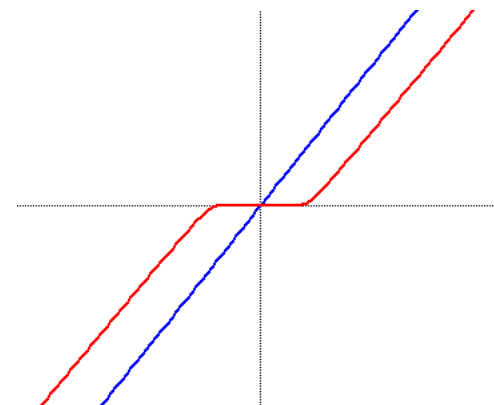
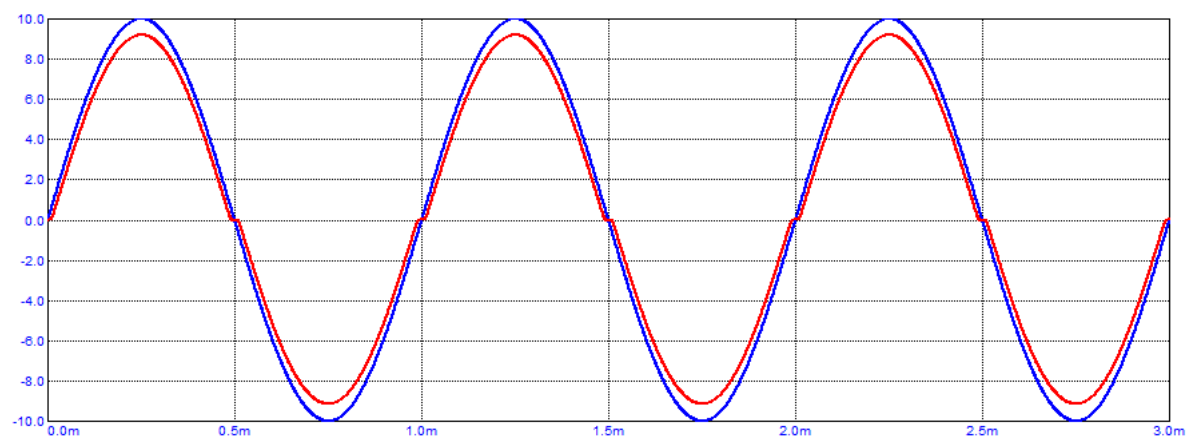


# Искажения в двухтактных усилителях класса В

## при малом входном сигнале

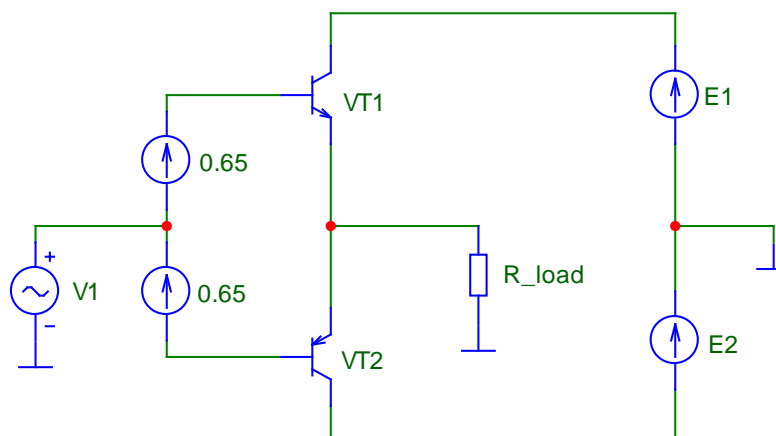


## при большом входном сигнале

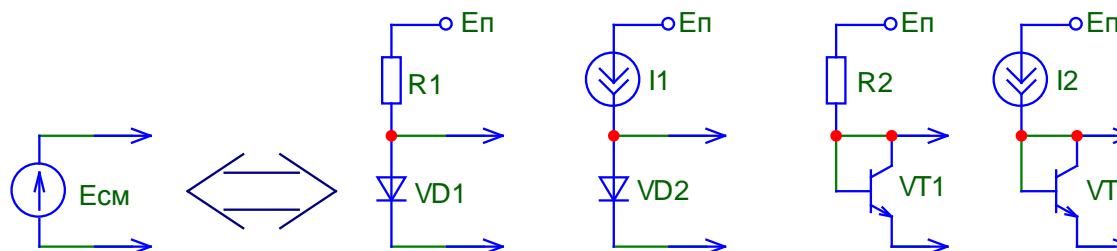


## Усилители класса АВ

Для устранения искажений типа ступенька необходимо каждый из транзисторов сместить на напряжение, равное напряжению на эмиттерном переходе (т.е. примерно на 0.65 В). Для этого в цепь прохождения сигнала нужно включить дополнительный источник постоянного напряжения. При этом через транзисторы начинает протекать небольшой ток покоя.

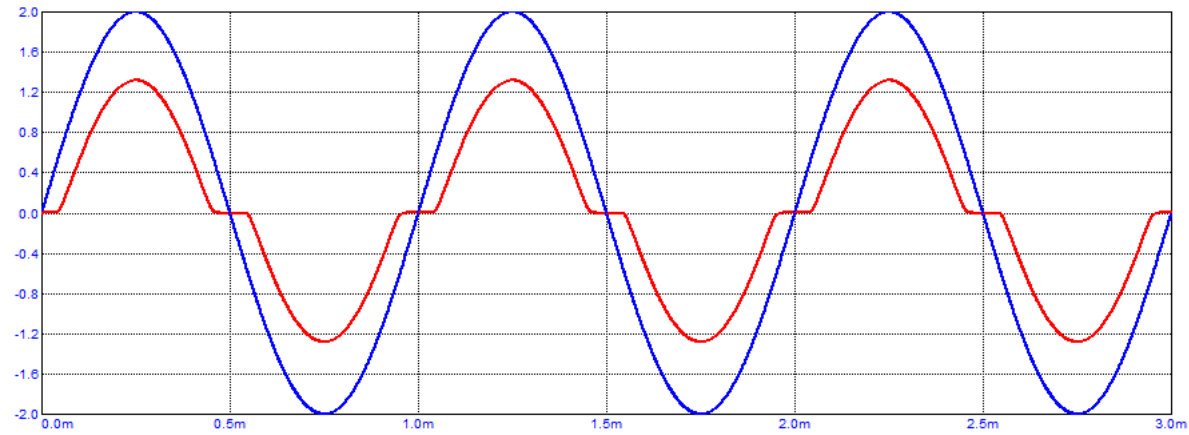


На практике в качестве источника смещения используется падение напряжения на открытом кремниевом диоде или эмиттерном переходе транзистора. Ток через диод задается резистором или источником тока

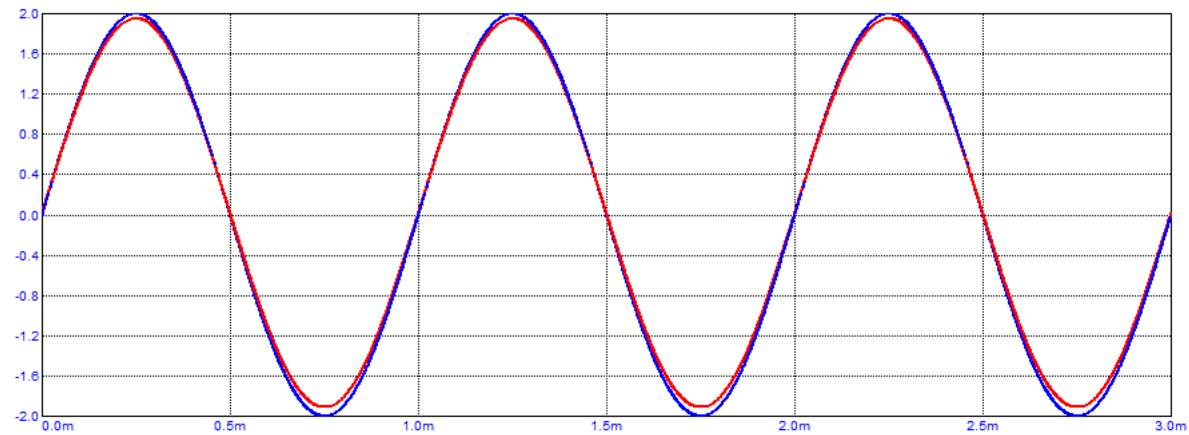


# Устранение искажений типа ступенька в усилителях класса АБ

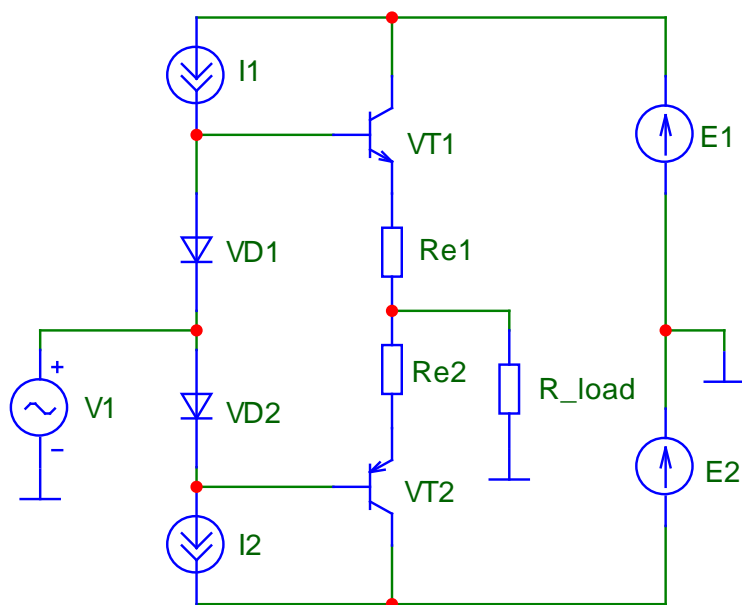
## Класс А



## Класс АВ



## Режим АВ для усилителя мощности



Для задания малого тока покоя между базами транзисторов VT1 и VT2 в данной схеме приложено постоянное напряжение смещения, величиной около 1,3 В. Источником напряжения смещения являются диоды VD1 и VD2.

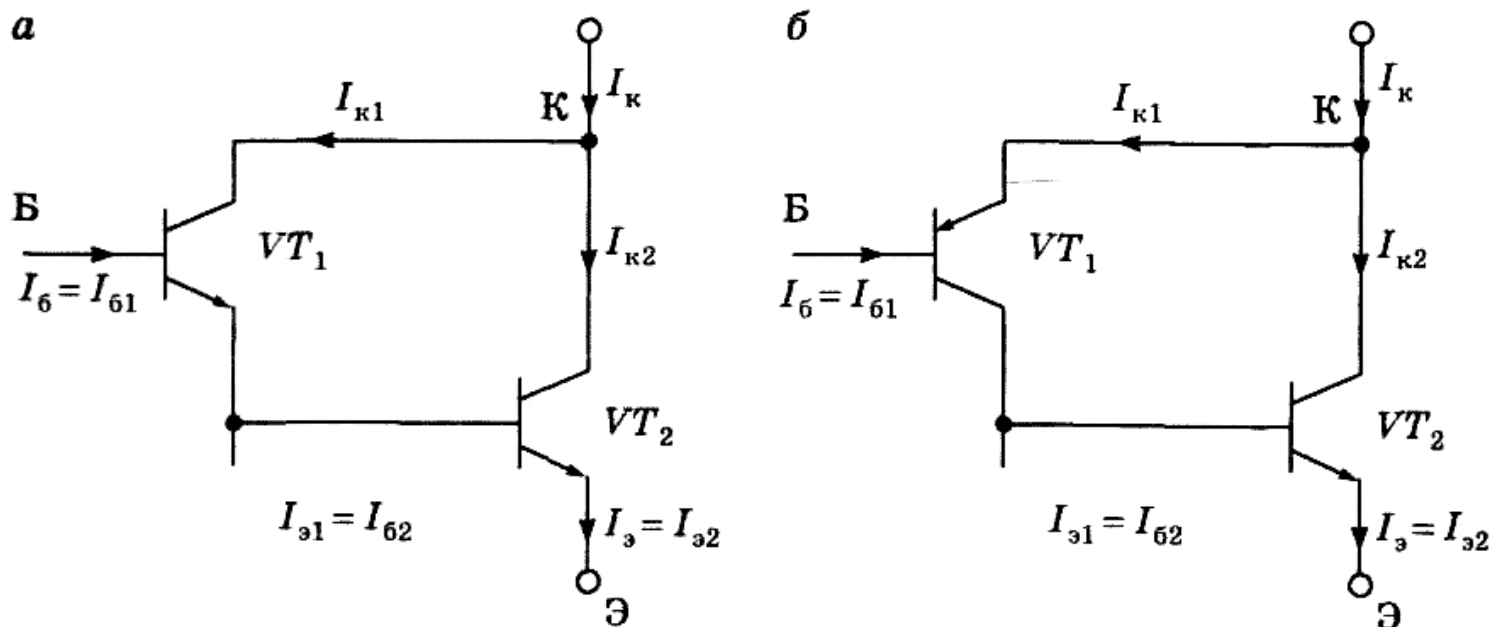
Падение напряжения на диодах VD1 к VD2 составляет примерно  $U_1 = U_2 = 0,65\text{В}$ . При таком напряжении через транзисторы VT1 и VT2 течет небольшой начальный ток коллектора. Величина источников тока  $I_1$  и  $I_2$  выбирается больше максимального базового тока транзисторов VT1 и VT2, чтобы диоды VD1 и VD2 при

максимальном входном сигнале не запирались. Источники постоянного тока не следует заменять резисторами, так как в этом случае ток через диоды будет убывать при возрастании входного сигнала.

Диоды дополнительно обеспечивают параметрическую температурную стабилизацию режима по постоянному току. Но такая стабилизация оказывается недостаточной, так как существует значительное различие в температурах перехода транзистора, его корпуса и кристалла диода. Поэтому применяются дополнительные меры по стабилизации тока покоя. Для этого в схему усилителя мощности включаются резисторы Re1 и Re2, обеспечивающие отрицательную обратную связь по току.

## Составные транзисторы в усилителях мощности

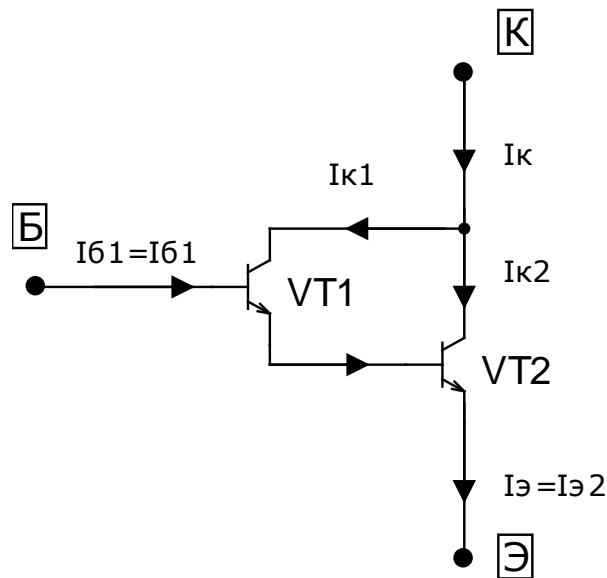
Часто в выходных каскадах усилителей мощности используются так называемые составные транзисторы. Практическое применение нашли выходные транзисторы, построенные по схемам Дарлингтона (а) и Шиклаи (б). Достоинством составного транзистора является большая величина коэффициента передачи тока, примерно равная произведению величин коэффициентов передачи тока каждого из входящих в него транзисторов.



Составной транзистор по схеме Дарлингтона (а) применяется, когда необходимо получить большое входное сопротивление и большой коэффициент передачи тока транзистора. Составной транзистор по схеме Шиклаи (б) образуется транзисторами противоположной проводимости

## Схема Дарлингтона

Схема состоит из транзисторов одного типа (оба n-p-n или p-n-p). Получившийся составной транзистор имеет тот же тип проводимости, что и входящие в него транзисторы.



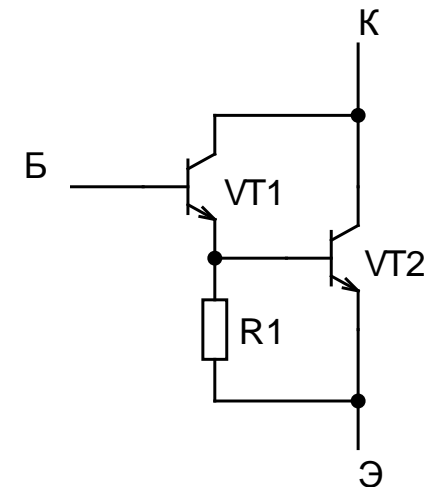
Коэффициент передачи составного транзистора  $\beta$  будет равен

$$\beta = I_K / I_{Б1} = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2$$

Поскольку  $\beta_1 \gg 1$  и  $\beta_2 \gg 1$ , то

$$\beta \approx \beta_1 \beta_2$$

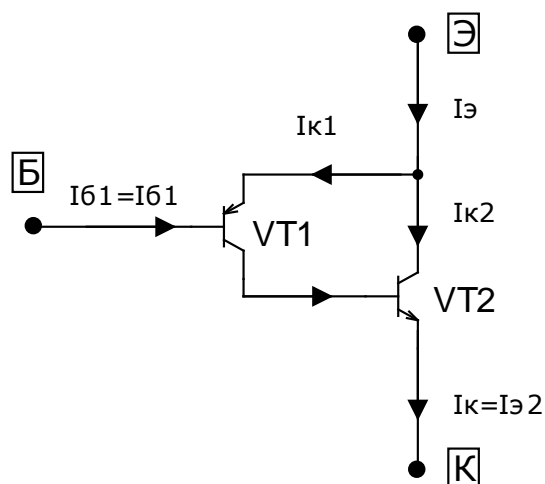
В практических схемах составных транзисторов переход база-эмиттер транзистора VT2 шунтируется параллельно включенным резистором R1. В результате не происходит открывание транзистора VT2 за счет теплового тока VT1 при нагревании составного транзистора.





## Схема Шиклаи

Схема Шиклаи состоит из транзисторов разного типа проводимости. Проводимость результирующего транзистора определяется транзистором VT1. Такая схема часто используется для получения составного транзистора типа р-п-р на основе маломощного р-п-р транзистора VT1 и мощного п-р-п транзистора VT2. Такой транзистор используется в качестве комплементарной пары аналогичному составному транзистору, построенному по схеме Дарлингтона.



Коэффициент передачи составного транзистора  $\beta_2$  будет равен

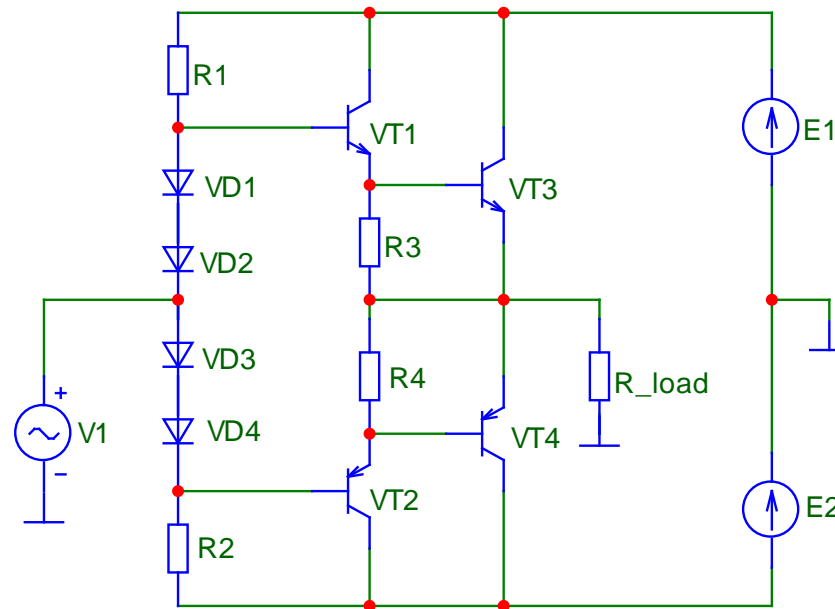
$$\beta_2 = I_K / I_{B1} = \beta_1 \cdot (\beta_2 + 1)$$

Поскольку  $\beta_2 \gg 1$ , то

$$\beta \approx \beta_1 \beta_2$$

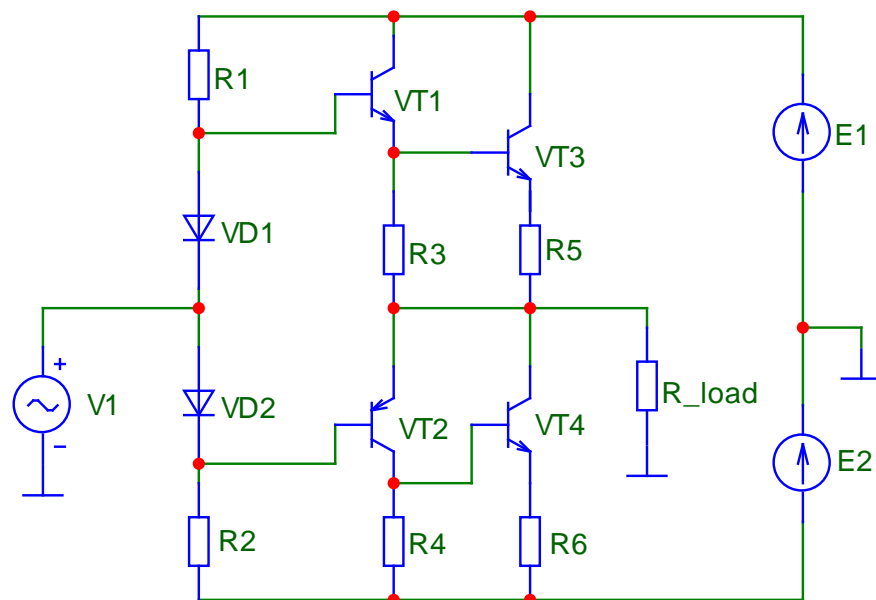
В практических схемах составных транзисторов переход база-эмиттер транзистора VT2 шунтируется параллельно включенным резистором R1 (также, как и в схеме Дарлингтона). В результате не происходит открывание транзистора VT2 за счет теплового тока VT1 при нагревании составного транзистора.

## Особенности использования составных транзисторов в выходных каскадах усилителей мощности



При работе усилителя мощности в режиме АВ установка тока покоя составных транзисторов VT1, VT2 и VT3, VT4 связана с определенными трудностями, так как необходимо скомпенсировать четыре зависящих от температуры напряжения база-эмиттер. И-за большого коэффициента передачи тока составных транзисторов даже небольшое изменение тока покоя первого каскада (VT1 или VT2) приводит к сильным изменениям тока покоя второго каскада (VT3 или VT4), поэтому такая схема используется достаточно редко. Практическое применение имеют схемы, в которых только транзисторы первого каскада находятся в режиме АВ.

## Практическая схема усилителя мощности с составными транзисторами

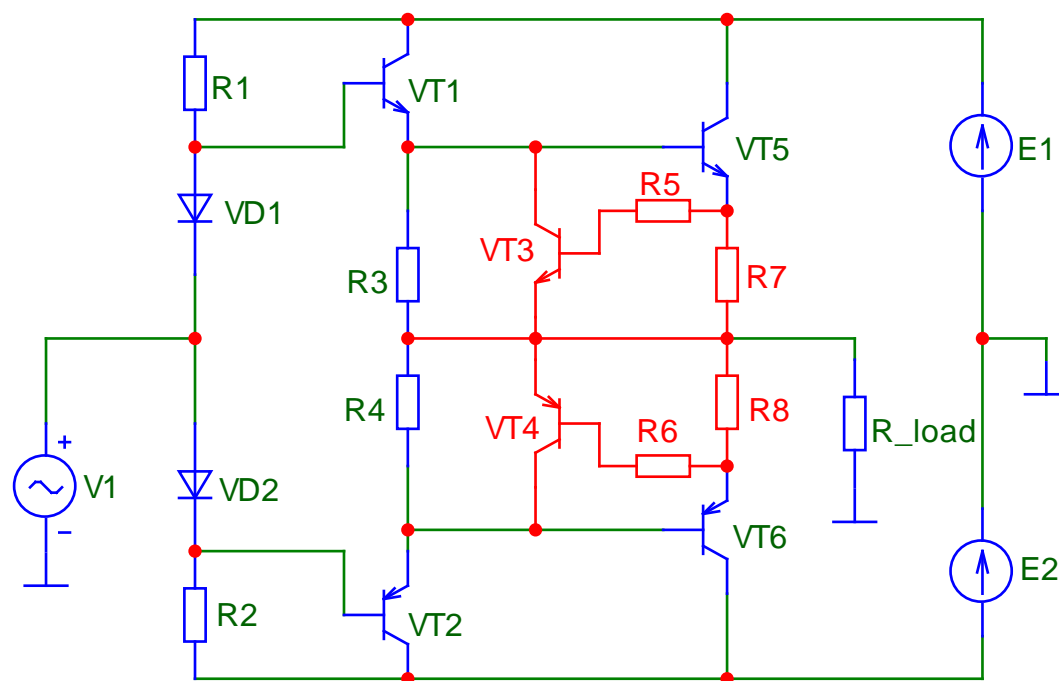


Диоды  $VD_1$  и  $VD_2$  обеспечивают начальное смещение (задают режим АВ). Для обеспечения температурной стабильности в режиме покоя открыта только первая пара транзисторов ( $VT_1$ ,  $VT_2$ ). Для обеспечения этого резисторы  $R_3$  и  $R_4$  выбирают такими, чтобы падение напряжения на них при протекании тока покоя не достигала 0,6 В и не открывались выходные транзисторы ( $VT_3$ ,  $VT_4$ ). Как правило, падение напряжения на этих резисторах в состоянии покоя равно 0,4В. Выходные транзисторы открываются

только при наличии усиливаемого сигнала, когда ток, протекающий через транзисторы  $VT_1$ ,  $VT_2$ , создает на резисторах  $R_3$  и  $R_4$  падение напряжения более 0,6 В. Кроме того, эти резисторы шунтируют тепловой ток транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$ . Без этих резисторов транзисторы выходного каскада выключаются медленно (режим «с оборванной базой»).

Для симметрии плеч оконечного каскада и защиты его в режиме короткого замыкания в цепи эмиттеров выходных транзисторов включены резисторы  $R_5$ ,  $R_6$ . Они создают местную обратную связь по току.

## Защита выходных транзисторов от короткого замыкания



Цепь защиты состоит из транзисторов VT3, VT4 и резисторов R5, R6, R7, R8.

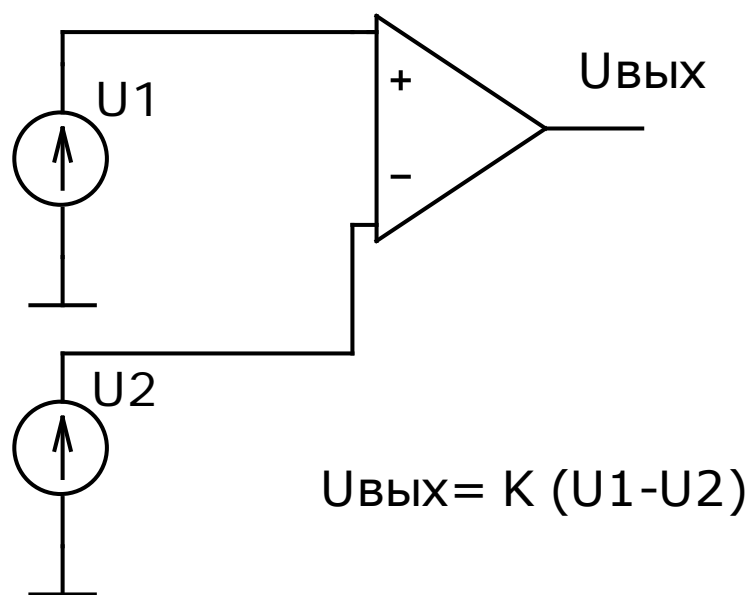
Если вследствие протекания тока напряжение на R7 превысит значение  $\approx 0,6$  В, то транзистор VT3 откроется и часть тока с VT1 потечет не в базу VT5, а в нагрузку. Таким образом, VT3 препятствует нарастанию тока базы VT5 (а, следовательно, и тока коллектора) выше определенной величины. Резистор R5 ограничивает ток базы транзистора VT3.

Защита в данном случае работает в режиме стабилизации тока нагрузки. Максимальное значение выходного тока ограничивается величиной:

$$I_{\text{вых max}} = 0,6 \text{ В} / R7.$$

Аналогичным образом работает защита нижнего плеча (цепь VT4 R6, R8).

## ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

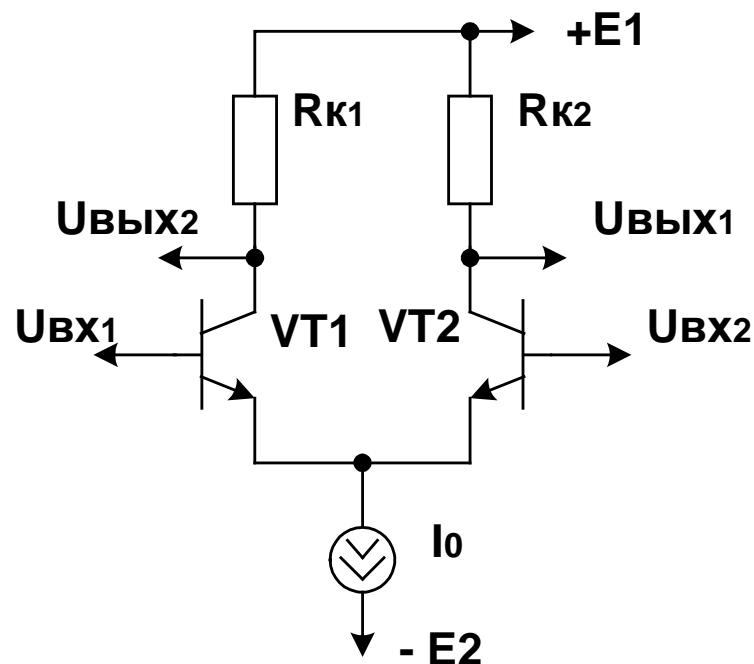


Дифференциальный усилитель (ДУ) — это симметричный усилитель с двумя входами и, как правило, двумя выходами, используемый для усиления разности напряжений двух входных сигналов. ДУ используются в тех случаях, когда слабые сигналы можно потерять на фоне помех. Примерами таких сигналов являются цифровые сигналы, передаваемые по длинным кабелям, звуковые сигналы, радиотехнические сигналы, передаваемые по двухпроводному кабелю (двухпроводный кабель является дифференциальным), напряжения электрокардиограмм, сигналы считывания

информации из магнитной памяти и многие другие. ДУ на приемном конце восстанавливает первоначальный сигнал, если синфазная помеха не очень велика.

ДУ широко используется в качестве первого каскада операционных усилителей. Они играют важную роль при разработке усилителей постоянного тока, так как симметричная схема ДУ по сути своей приспособлена для компенсации температурного дрейфа

## Принципиальная схема ДУ



В общую эмиттерную цепь ДУ включен источник стабильного тока, который обеспечивает постоянство токов  $I_{k1} + I_{k2} = I_0$ . Ток  $I_0$  не должен зависеть от уровня сигнала на входе ДУ (даже при коротком замыкании в цепи нагрузки этого генератора ток  $I_0$  должен оставаться неизменным).

Для идеального симметричного ДУ в режиме баланса эмиттерный ток  $I_0$  делится поровну между двумя усилительными транзисторами.

Если пренебречь базовыми токами, можно считать, что коллекторные токи транзисторов одинаковы и

равны  $0,5 I_0$

$$I_{k1} = I_{k2} = 0,5 I_0$$

Напряжение на коллекторе каждого транзистора, называемое напряжением баланса, относительно нулевой шины

$$U_{k1,2} = E_1 - 0,5 I_0 R_k.$$

## Принципы работы ДУ

Если  $U_{ex1} > U_{ex2}$ , то изменяется распределение токов в ДУ:  $I_{к1}$  увеличивается, а  $I_{к2}$  — уменьшается. Их сумма при этом остается равной  $I_0$ . Поэтому  $\Delta I_{к1} = -\Delta I_{к2}$ . Таким образом, разность входных напряжений в отличие от синфазного управления вызывает изменение выходного напряжения. При этом

$$U_{вых1} = E_1 - I_{к1}R_k; \quad U_{вых2} = E_1 - I_{к2}R_k.$$

Полный дифференциальный выходной сигнал наблюдается между выходами ДУ

$$U_{вых2} - U_{вых1} = (I_{к1} - I_{к2})R_k.$$

Изменение выходных сигналов прекращается, когда весь ток переключится в транзистор VT1. Транзистор VT2 в этом случае перейдет в состояние отсечки. Максимальная разность сигналов между выходами

$$U_{вых2} - U_{вых1} = I_0 R_k,$$

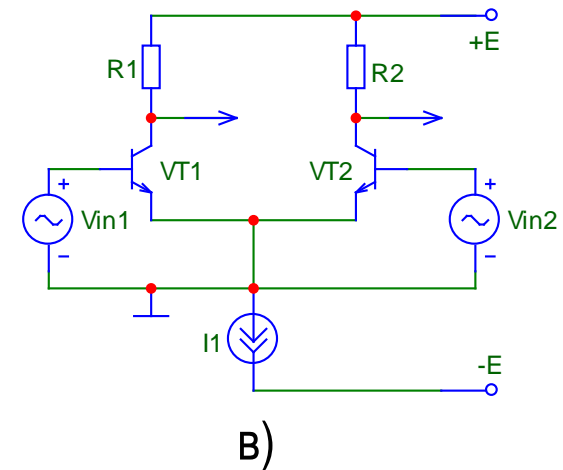
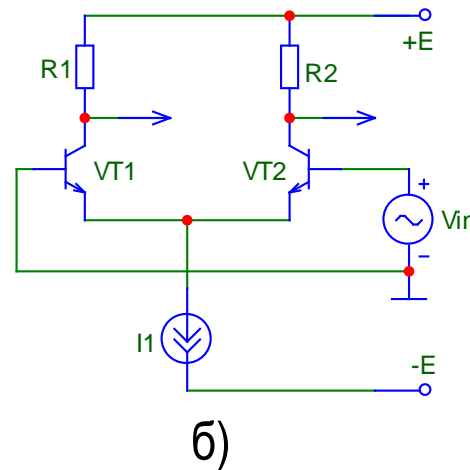
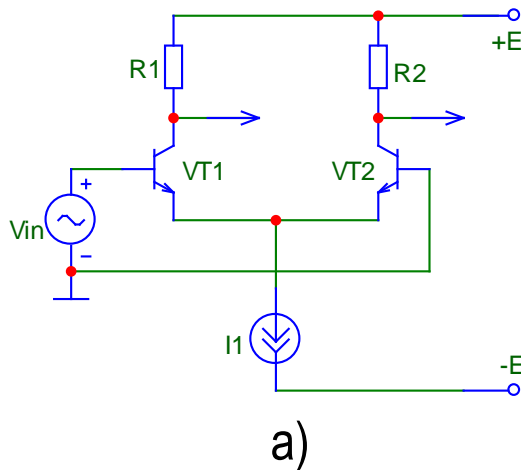
а напряжение на коллекторе транзистора VT 1 имеет минимальный уровень  $E_1 - I_0 R_k$ .

Таким образом, разность входных напряжений в отличие от синфазного управления вызывает изменение выходного напряжения.

## Способы подачи сигналов на ДУ

Изменение напряжения  $U_{эб}$ , происходящее под воздействием температуры, действует как синфазный сигнал и, следовательно, слабо влияет на работу схемы. Поэтому для уменьшения дрейфа нуля в УПТ широко применяют ДУ. Из-за малого дрейфа нуля ДУ используют и для усиления однополярного сигнала. В этом случае один из двух входов ДУ имеет нулевой потенциал. На рис., а, б, в показаны способы подачи дифференциального сигнала на ДУ. Дифференциальный усилитель, как указывалось выше, управляется разностью напряжений, которая приложена между его входами. Сигнал, имеющийся между входами, называется дифференциальным.

Точка заземления дифференциального сигнала, как видно из рис. может быть выбрана произвольно.

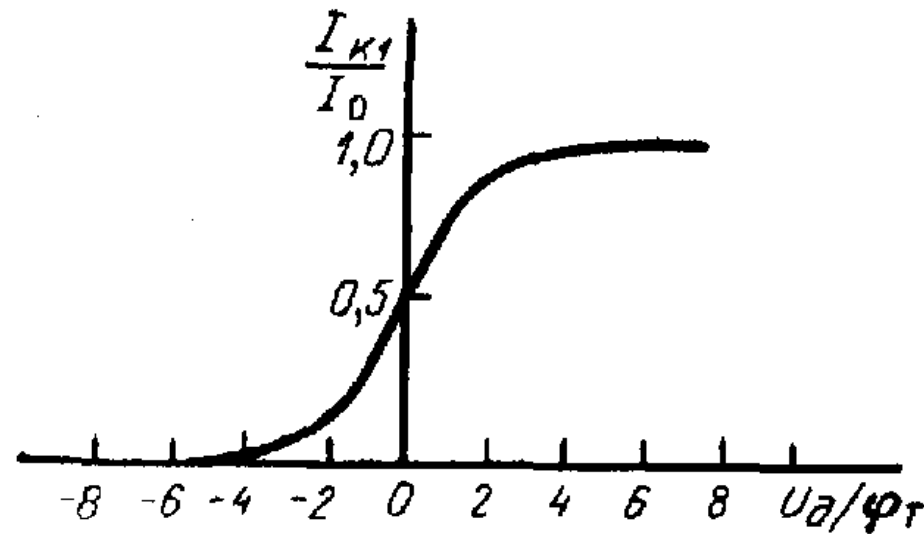




## ДУ в режиме большого сигнала

$$I_{K1} = \frac{I_0}{2} \left[ 1 + th \left( \frac{U_{BX}}{2\varphi_T} \right) \right] \quad I_{K2} = \frac{I_0}{2} \left[ 1 - th \left( \frac{U_{BX}}{2\varphi_T} \right) \right]$$

### Передаточная характеристика ДУ



Линейный участок этой характеристики составляет около  $\pm 2\varphi_T \approx \pm 50$  мВ.

## Нелинейные искажения

Определим коэффициент нелинейных искажений как отношение амплитуды третьей гармоники к амплитуде первой гармоники

$$K_{ни} = \frac{U_m^3 / (96\varphi_T^3)}{U_m / (2\varphi_T) - 3U_m^3 / (96\varphi_T^3)} = \frac{U_m^2 / (96\varphi_T^2)}{1/2 - 3U_m^2 / (96\varphi_T^2)} \cong \frac{1}{48} \left( \frac{U_m}{\varphi_T} \right)^2$$

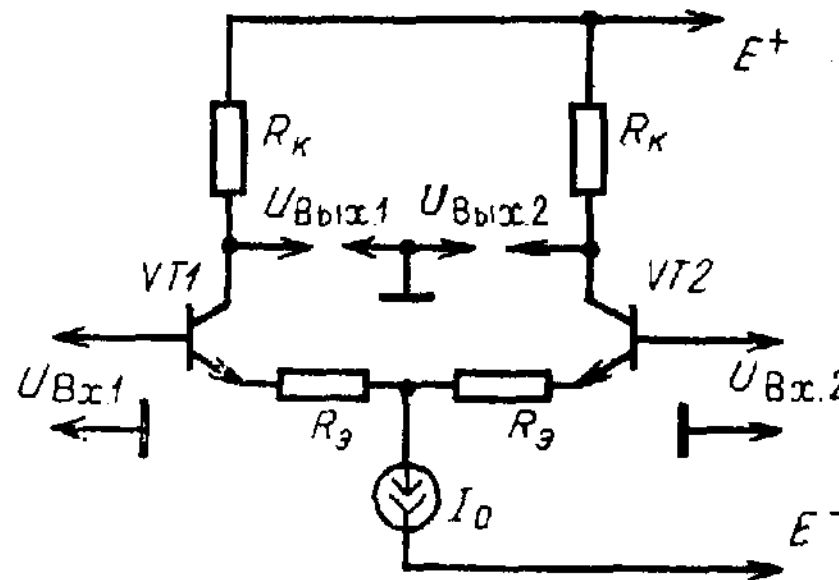
Таким образом, коэффициент нелинейных искажений увеличивается пропорционально квадрату напряжения  $U_{вх\ m}$  и имеет значение намного меньше, чем в схеме с общим эмиттером. Для сравнения рассчитаем максимальную амплитуду входного сигнала  $U_{вх\ max}$ , при которой коэффициент нелинейных искажений достигает 1%. Она составляет

$$\left( \frac{U_{вх\ max}}{\varphi_T} \right)^2 = 0,48 \quad U_{вх\ max} \approx 0,7 \cdot \varphi_T = 18\ mB.$$

Если предположить, что  $K_{удиф}=80$ , то при этом получим амплитуду выходного сигнала 1,44 В в отличие от 0,2 В в схеме с общим эмиттером.

## ДУ с отрицательной обратной связью

Сравнительно узкий линейный участок передаточных характеристик ДУ не позволяет применять ДУ для усиления без искажений сигналов с амплитудами свыше 20–25 мВ. Этот недостаток легко устраняется введением ООС по току, которая, кроме того, повышает входное сопротивление и стабильность работы схемы. Для этого в эмиттерную цепь каждого транзистора включается резистор.



## Коэффициент усиления и крутизна схемы ДУ с ООС

Если разность напряжений  $U_{ex\partial} = U_{ex1} - U_{ex2}$  изменяется на величину  $\Delta U$ , то напряжение на обоих резисторах также изменится примерно на величину  $\Delta U$ . Приращение коллекторного тока

$$\Delta I_{k_1} = -\Delta I_{k_2} \cong \Delta U / 2R_{\partial}.$$

Тогда коэффициент усиления ДУ по напряжению

$$K_{U_{\partial u \phi}} = R_{\kappa} / (2R_{\partial})$$

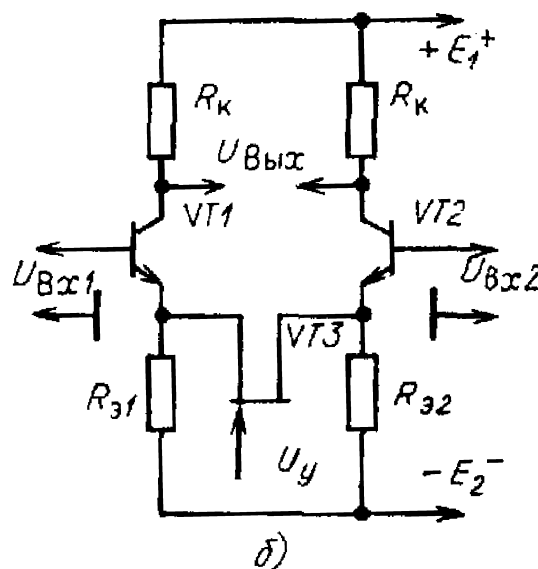
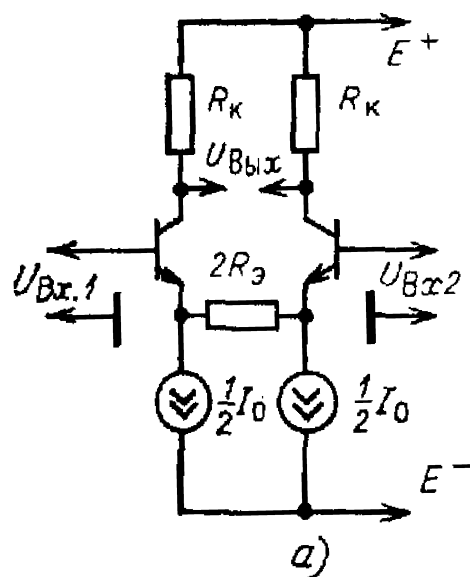
Анализ показывает, что максимальное значение крутизны в схеме рис. 4.6 при  $U_{ex\partial} = 0$  и  $I_{k1} = I_{k2} = 0,5I_0$

$$S_{\max oc} = 0,5I_0 / (\varphi_T + I_0 R_{\partial}),$$

что в  $(1 + 2S_{\max} R_{\partial})$  раз меньше крутизны ДУ без обратной связи ( $S_{\max} = I_0 / (2\varphi_T)$ ). Однако ООС с помощью резисторов  $R_{\partial}$  улучшает линейный участок передаточных характеристик, ухудшает ограничительную способность ДУ и увеличивает его входное сопротивление. На прохождение синфазного сигнала резисторы  $R_{\partial}$  не влияют.

## Варианты построения ДУ с ООС

Если в схеме ДУ применить два источника стабильного тока, то ООС по току можно обеспечить с помощью одного резистора (а). В ряде случаев в усилителях требуется регулировать усиление электронным способом. Для этого вместо резистора используется полевой транзистор.



Электронное регулирование усиления позволяет управлять усилением с помощью замкнутой схемы автоматической регулировки усиления (АРУ). Коэффициент усиления по напряжению схемы рис. б имеет вид

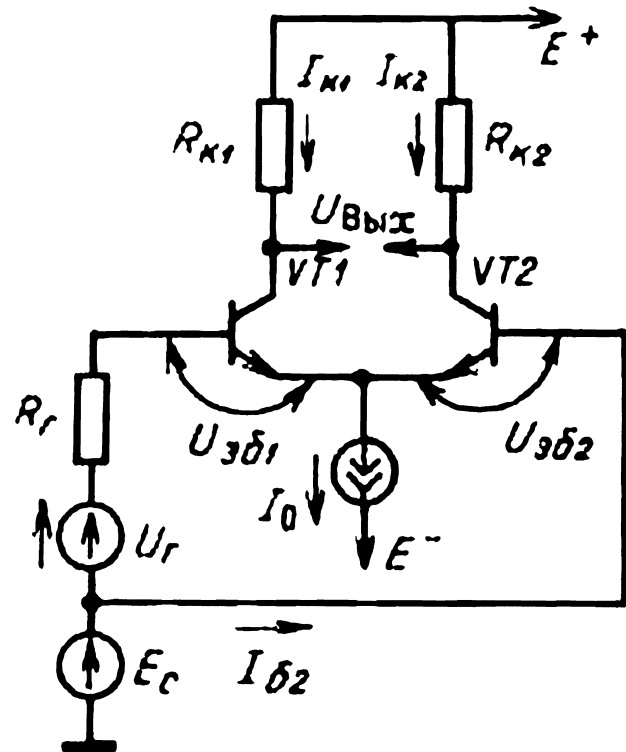
$$K_d = \frac{R_H}{2R_{снo}} \sqrt{1 - U_y / U_0}$$

При коэффициенте усиления 20 дБ диапазон автоматической регулировки усиления оказывается не менее 40 дБ в рабочем диапазоне частот.

# Источники ошибок усиления постоянной составляющей сигнала

Разрешающая способность ДУ при изменении температуры, напряжения питания и воздействии других внешних факторов связаны с источниками статических ошибок усиления.

## 1. Синфазная составляющая сигнала



При известных значениях ООСС  $\Delta U_c = E_c 10^{\frac{ООСС}{20}}$ , где ООСС выражается в децибелах. Например, при  $E_c = 5\text{В}$  и  $ООСС = -80\text{ дБ}$  входная ошибка  $\Delta U_c = 5 \cdot 10^{-4} = 0,5\text{ мВ}$ . В реальной интегральной схеме с дифференциальным биполярным входом значительная часть ООСС определяется разностью коэффициентов усиления по току входных транзисторов  $\Delta\beta$ . Например, если коэффициенты усиления отли-

чаются на 2%, то  $ООСС \leq 100\text{ дБ}$ .

**2. Напряжение смещения нуля.** Это малый постоянный сигнал, который надо приложить между входами, чтобы сбалансировать ДУ. Напряженно  $U_{см}$  ДУ имеет несколько составляющих. Если для транзисторов усилителя считать неидеально согласованными лишь напряжения  $U_{эб}$ , а номиналы резисторов  $R_{κ1}$  и  $R_{κ2}$  равными и не зависящими от температуры, то

$$U_{см} = \Delta U_{бэ} = / U_{бэ1} - U_{бэ2} /$$

### 3. Входные токи усилителя и их разность.

Эти токи генерируют на входах ДУ значительные напряжения ошибки, если источник сигнала высокоомный. Из-за разности входных токов на резисторе  $R_2$  выделяется напряжение, которое приложено между входами, т. е. последовательно с источниками сигнала. Величина этой ошибки зависит от абсолютного уровня входного тока, называемого входным током смещения усилителя

$$I_{см} = (I_{б1} + I_{б2}) / 2$$

При известных значениях  $I_{вх} = I_{б1} - I_{б2}$  и  $R_2$  можно подсчитать дополнительную ошибку смещения нуля:

$$U_{см0} (\Delta I_{вх}) = \Delta I_{вх} R_2 = (I_{б1} - I_{б2}) \cdot R_2 = 0,5 I_0 R_2 (1/\beta_2 - 1/\beta_1).$$

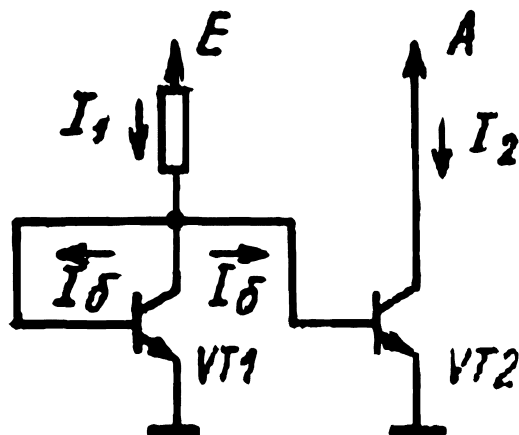
Коэффициенты усиления тока базы транзисторов  $\beta$  могут отличаться для интегральной пары на 5% и более. Пусть  $I_0 = 40$  мкА,  $\beta_1 = 50$ ,  $\beta_2 = 53$  и  $R_2 = 100$  кОм, тогда ошибка смещения нуля за счет  $\Delta I_{вх}$  составляет 2,3 мВ.

4. **Напряжение питания.** На напряжение смещения нуля значительное влияние оказывают изменения обоих напряжений питания ДУ. Качество усилителя по устойчивости к изменениям напряжений питания  $E_1$  и  $E_2$  характеризуется отношением  $U_{см0}/\Delta E_2$  при  $E_1 = \text{const}$  и  $U_{см0}/\Delta E_1$  при  $E_2 = \text{const}$ .

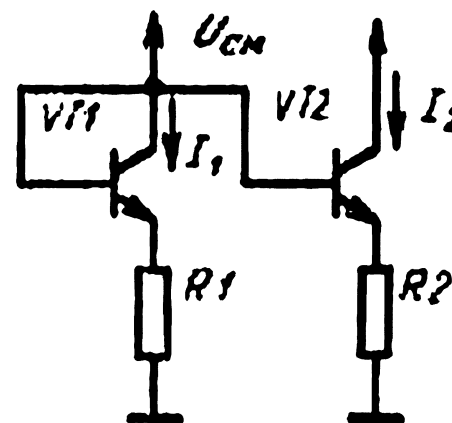
## Генератор стабильного тока интегрального ДУ

В интегральном ДУ высокоомные резисторы занимают значительную площадь на поверхности подложки, т. е. существует принципиальное ограничение величины резистора  $R_0$ . Указанное условие можно обойти, если потребовать большое внутреннее сопротивление только для определенного интервала выходных напряжений. В этом случае большим может быть лишь дифференциальное внутреннее сопротивление  $R_0 = dU/dI$ , тогда как статическое сопротивление может быть малым. Этой особенностью обладает выходная характеристика транзистора. В то время как  $U_{КЭ}/I_K$  имеет порядок несколько кОм,  $dU_{КЭ}/dI_K$  составляет несколько сотен кОм. С помощью отрицательной обратной связи значение дифференциального внутреннего сопротивления можно увеличить на несколько порядков.



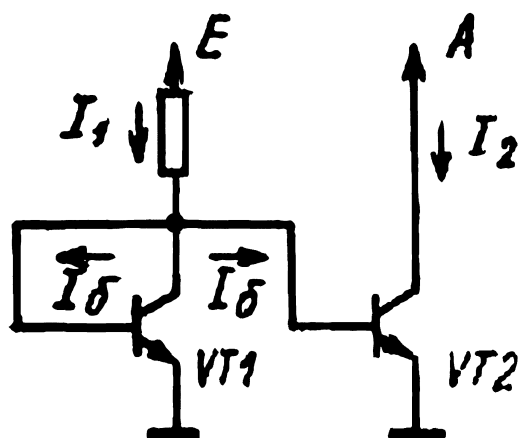


а)



б)

## Генератор стабильного тока (ГТС)



Транзистор VT1 в диодном включении выполняет роль температурной компенсации напряжения  $U_{бэ}$  транзистора VT2. Так как коллектор транзистора VT1 соединен с базой, то  $U_{кэ} = U_{бэ} > U_{кэ \text{ нас}}$ . Следовательно, транзистор VT1 ненасыщен. Поскольку  $U_{бэ1} = U_{бэ2}$ , то при хорошо подобранных транзисторах  $I_{б1} = I_{б2} = I_0$  и  $I_{к1} = I_{к2} = \beta I_0$ . При этом

$$I_1 = \beta I_0 + 2I_0; \quad I_2 = \beta I_0.$$

Отсюда

$$I_2 = [\beta / (\beta + 2)] \cdot I_1 \cong I_1.$$

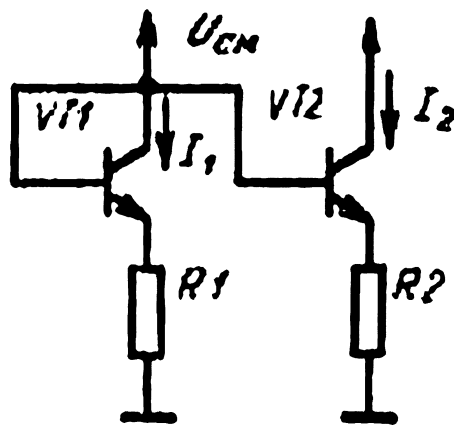
Благодаря тому, что ток  $I_2$  пропорционален току  $I_1$  схема называется «токовым зеркалом».

Величину тока ГСТ можно определить из соотношения

$$I_2 = (E - U_{\text{бэ}}) / R_1 \cdot S_2 / S_1 \cong U_K S_2 / (R_1 S_1)$$

Выражение справедливо в широком диапазоне изменений тока ГСТ и температур. Таким образом, ГСТ с диодным смещением обеспечивает получение тока  $I_0$ , не зависящего от параметров приборов. Его можно масштабировать соответствующим выбором площадей эмиттеров двух данных транзисторов.

### Генератор стабильного тока (ГСТ)



Для задания токов используется отношение сопротивлений резисторов, а не площадей эмиттеров.

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{R_1}{R_2} \left[ 1 - \frac{\varphi_T \ln(I_2 / I_1)}{R_1 I_1} \right].$$

Если падение напряжения на резисторе  $R_1$  сравнимо с напряжением  $U_{\text{бэ}}$ , то второе слагаемое в квадратной скобке мало по сравнению с единицей и  $I_2 / I_1 \cong R_1 / R_2$ ,

При  $I_1 R_1 \geq U_{\text{бэ}}$  равенство выполняется с максимальной ошибкой меньше  $\pm 10\%$  в диапазоне двух порядков величины тока, т.е.  $0,1 < I_2 / I_1 < 10$  независимо от температуры.

ГСТ с резисторным смещением предпочтительнее простого источника с диодным смещением, в случае, когда отношение  $I_1/I_2$  значительно отличается от единицы, поскольку отношение сопротивлений резисторов можно варьировать в более широком диапазоне, чем отношение площадей эмиттеров. При  $R_1 = 0$  ток  $I_2 \ll I_1$  и слабо зависит от источника питания. Эта особенность ГСТ при  $R_1 = 0$  широко используется во входных каскадах операционного усилителя.

## ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Операционным усилителем принято называть интегральный усилитель постоянного тока с большим коэффициентом усиления, имеющий симметричный вход и несимметричный выход.

Термин операционный усилитель (ОУ) первоначально относился к классам усилителей, способных выполнять различные математические операции за счет использования отрицательной обратной связи с соответствующими передаточными характеристиками.

В настоящее время ОУ выполняется, как правило, в виде монолитных интегральных микросхем и по своим размерам и цене практически не отличаются от отдельно взятого транзистора. Благодаря практически идеальным характеристикам ОУ, реализация различных схем на их основе оказывается значительно проще, чем на отдельных транзисторах.

Чтобы определить, какой тип ОУ подходит для конкретного случая его применения, необходимо знать его основные характеристики, а для некоторых случаев необходимо и знание внутренней структуры. Для полного описания прибора необходимо знать более 30 электрических параметров. Однако для упрощения расчета и анализа схем пользуются понятием «идеального» ОУ.

**Идеальный ОУ** имеет следующие свойства: собственные значения коэффициента усиления и входного сопротивления стремятся к бесконечности, выходное сопротивление стремится к

нулю, высокочастотный спад амплитудно-частотной характеристики имеет скорость не более 20 дБ/дек.

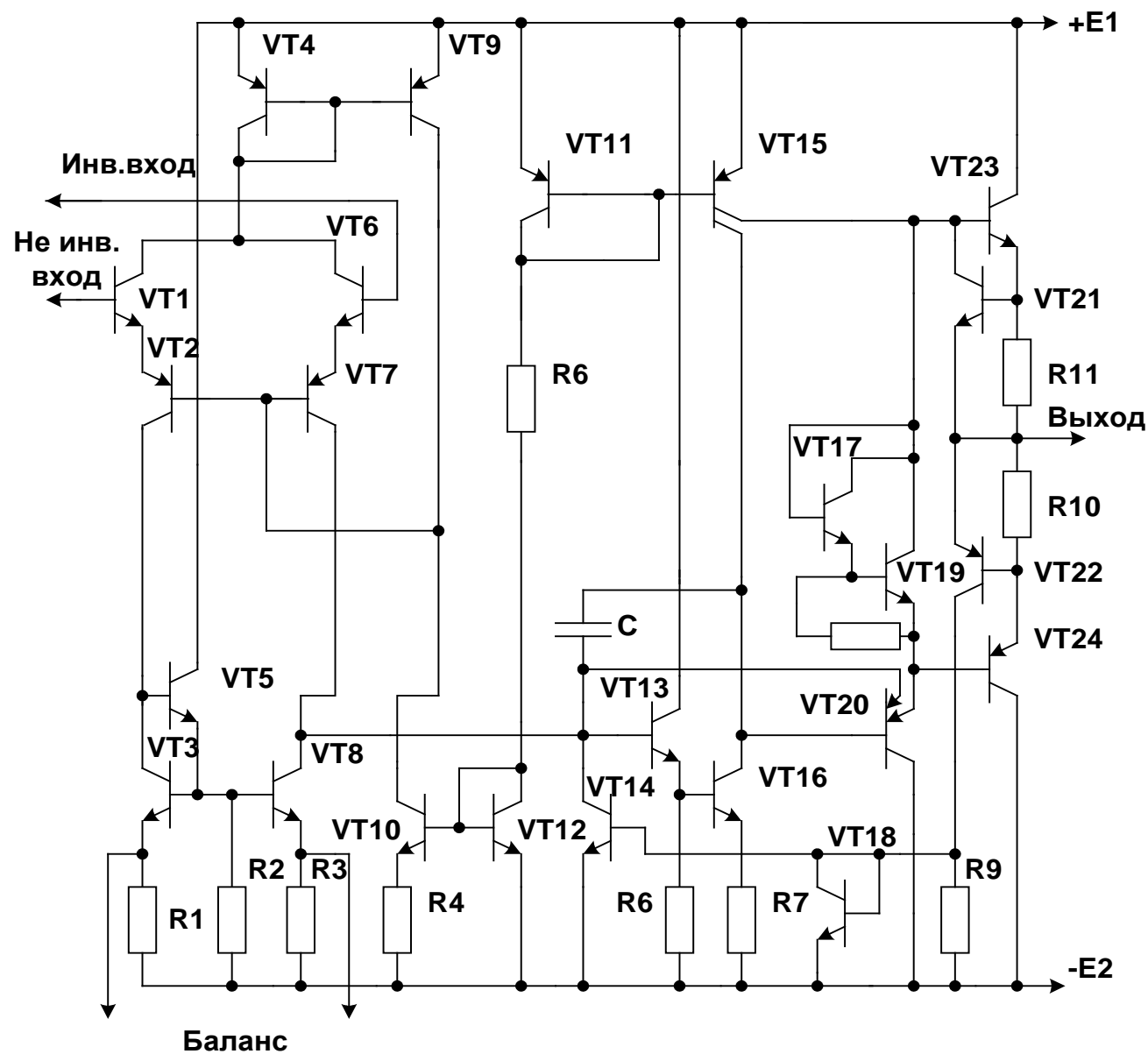
## **Свойства ОУ, охваченного ОС**

1. Выход ОУ стремится к тому, чтобы разность напряжений между его входами была равна нулю. Это правило не означает, что ОУ действительно изменяет напряжение на своих входах. Это невозможно. ОУ «оценивает» состояние входов и с помощью внешней схемы обратной связи передает напряжение с выхода на вход, так что в результате разность напряжений между входами стремится к нулю.

2. Входы ОУ не потребляют ток в цепи источника сигнала.

Эти правила справедливы для любого ОУ при условии, что входы не перегружены. При проектировании усилительных устройств на ОУ необходимо помнить, что обратная связь должна быть всегда отрицательной (т. е. нельзя путать инвертирующий и не инвертирующий входы), причем в схеме ОУ обязательно должна быть предусмотрена цепь обратной связи по постоянному току. В противном случае ОУ обязательно попадает в режим насыщения.

## Пример схемы интегрального ОУ К140УД7



## Описание схемы ОУ К140УД7

В первом каскаде транзисторы VT1, VT2 и VT6, VT7 образуют дифференциальный каскад, в котором транзисторы VT1 и VT6 включены по схеме ОК, а транзисторы VT2 и VT7 по схеме ОБ. Транзисторы VT3, VT8 являются высокоомной динамической нагрузкой для транзисторов VT2 и VT7. На транзисторы VT2 и VT7 р-п-р типа смещение подается с ГСТ на транзисторе VT10.

Эмиттерный повторитель на транзисторе VT5 задает уровень смещения на транзисторы VT3 и VT8 и преобразует напряжение на коллекторе транзистора VT3 в базовое напряжение, управляющее транзистором VT8. Таким образом, дифференциальный выход первого каскада усиления преобразуется в одиночный выход с коллектора транзистора VT8.

Балансировка ОУ производится в первом каскаде с помощью потенциометра сопротивлением 10 кОм, включенным между выводами эмиттеров транзисторов VT3 и VT8.

Второй каскад усиления построен на транзисторах VT13, VT16, включенных по схеме составного транзистора, многоколлекторном транзисторе VT15, который служит в качестве активной нагрузки каскада. Транзистор VT15 имеет эмиттерный ток, равный току через его диод смещения (транзистор VT11). Эмиттерный ток транзистора VT15 делится поровну между двумя его коллекторами. Второй каскад имеет коэффициент усиления по напряжению около 45 дБ.

Выходной каскад, работающий в режиме АВ, построен на транзисторах разного типа проводимости VT23 и VT24.

## Основные параметры ОУ

**Коэффициент усиления без обратной связи (К).** Обычно коэффициент усиления ОУ лежит в пределах от десятков тысяч до сотен тысяч и выше и существенно зависит от частоты входного сигнала.

**Напряжение смещения ( $U_{см}$ ).** Обычно  $E_{см}$  составляет несколько милливольт. Напряжение смещения ОУ обусловлено, прежде всего, наличием разности напряжений  $U_{бэ}$  входных транзисторов, а также разностью их входных токов за счет различного значения  $\beta$  транзисторов.

**Входные токи смещения.** Это токи, необходимые для работы входного каскада на биполярных транзисторах. Среднее значение двух входных токов называется средним входным током.

**Разность входных токов (ток сдвига).** Обусловлена неточным согласованием коэффициента усиления по току  $\beta$  входных транзисторов.

**Входное сопротивление  $R_{вх}$**  — сопротивление усилителя по отношению ко входному сигналу. Типовые значения входных сопротивлений ОУ, согласно паспортным данным, имеют порядок 0,1...1 МОм для ОУ на биполярных транзисторах и 100 МОм для ОУ с входными цепями на полевых транзисторах.



**Выходное сопротивление  $R_{вых}$**  — внутреннее сопротивление усилителя без обратной связи, о котором можно судить по напряжению на его выходе. Для ОУ К140УД7 оно равно приблизительно 75 Ом, а для некоторых маломощных ОУ может достигать и нескольких кОм. Обратная связь по напряжению делает  $R_{вых}$  пренебрежимо малым; поэтому большее значение имеет максимально допустимый выходной ток.

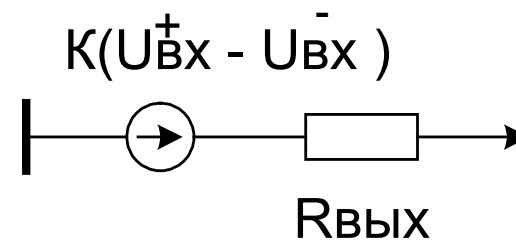
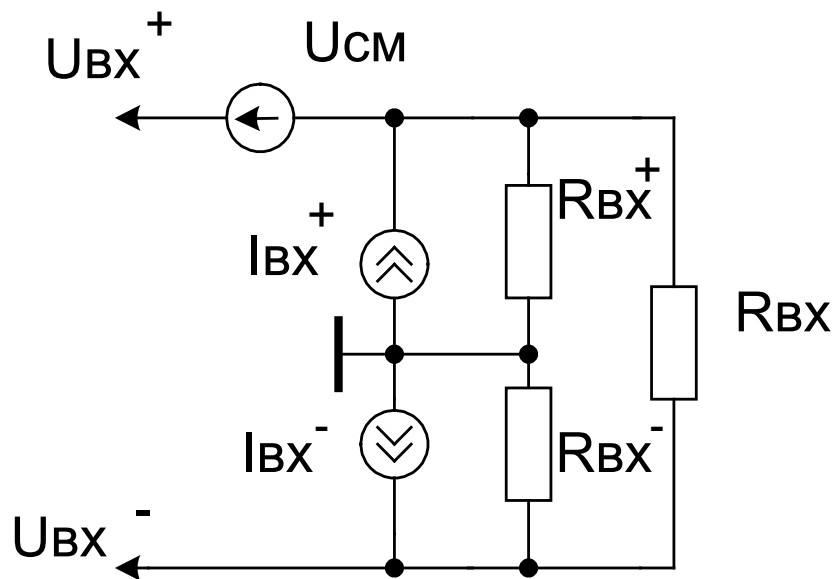
**Коэффициент ослабления синфазного сигнала.** Характеризует способность ослаблять сигналы, приложенные к обоим входам одновременно

**Коэффициент влияния неустойчивости источника питания на выходное напряжение.** Показывает изменение выходного напряжения при изменении напряжения питания ( $+E1$  и  $-E2$  одновременно) на 1В.

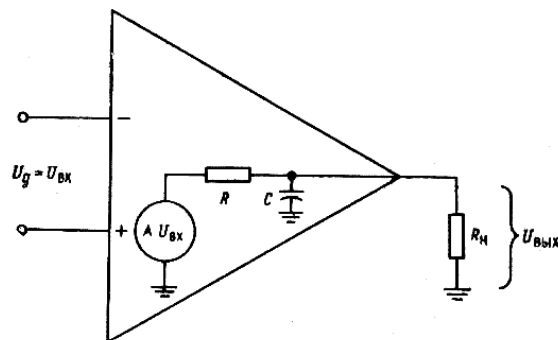
**Максимальная скорость нарастания выходного напряжения (В/мкс).** Скорость нарастания определяется как максимальная скорость изменения выходного напряжения во времени  $V = (\Delta U_{вых} / \Delta t)_{max}$ .

**Предельно допустимые значения.** Сюда относятся такие параметры, как максимальная рассеиваемая мощность, рабочий диапазон температур, максимальное напряжение питания, максимальная разность входных напряжений (между входами ОУ), максимальное напряжение синфазных входных сигналов.

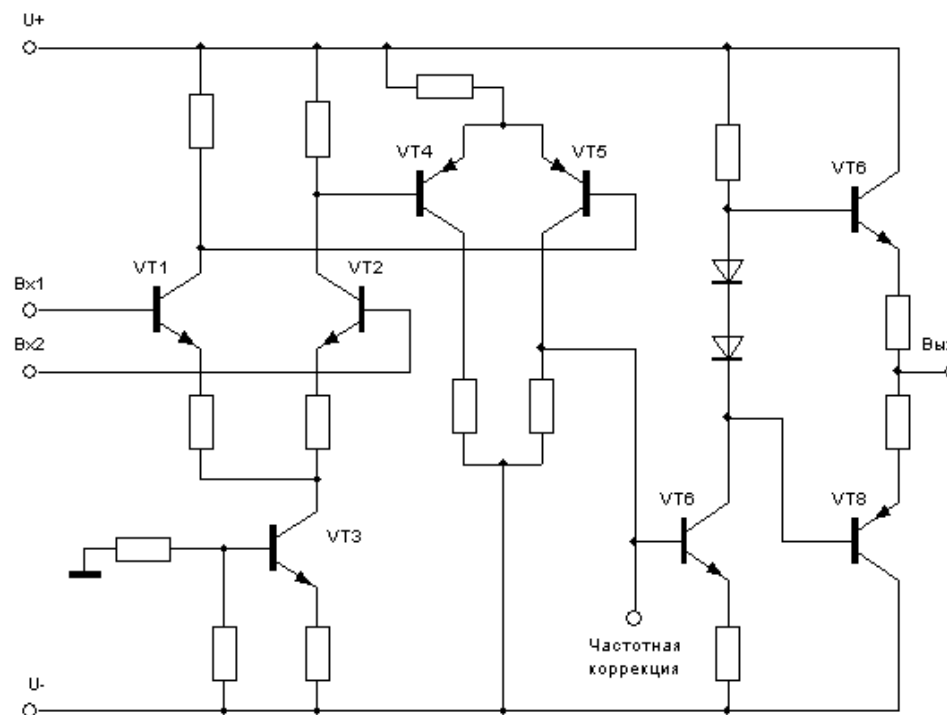
## Макромодель ОУ (эквивалентная схема замещения)



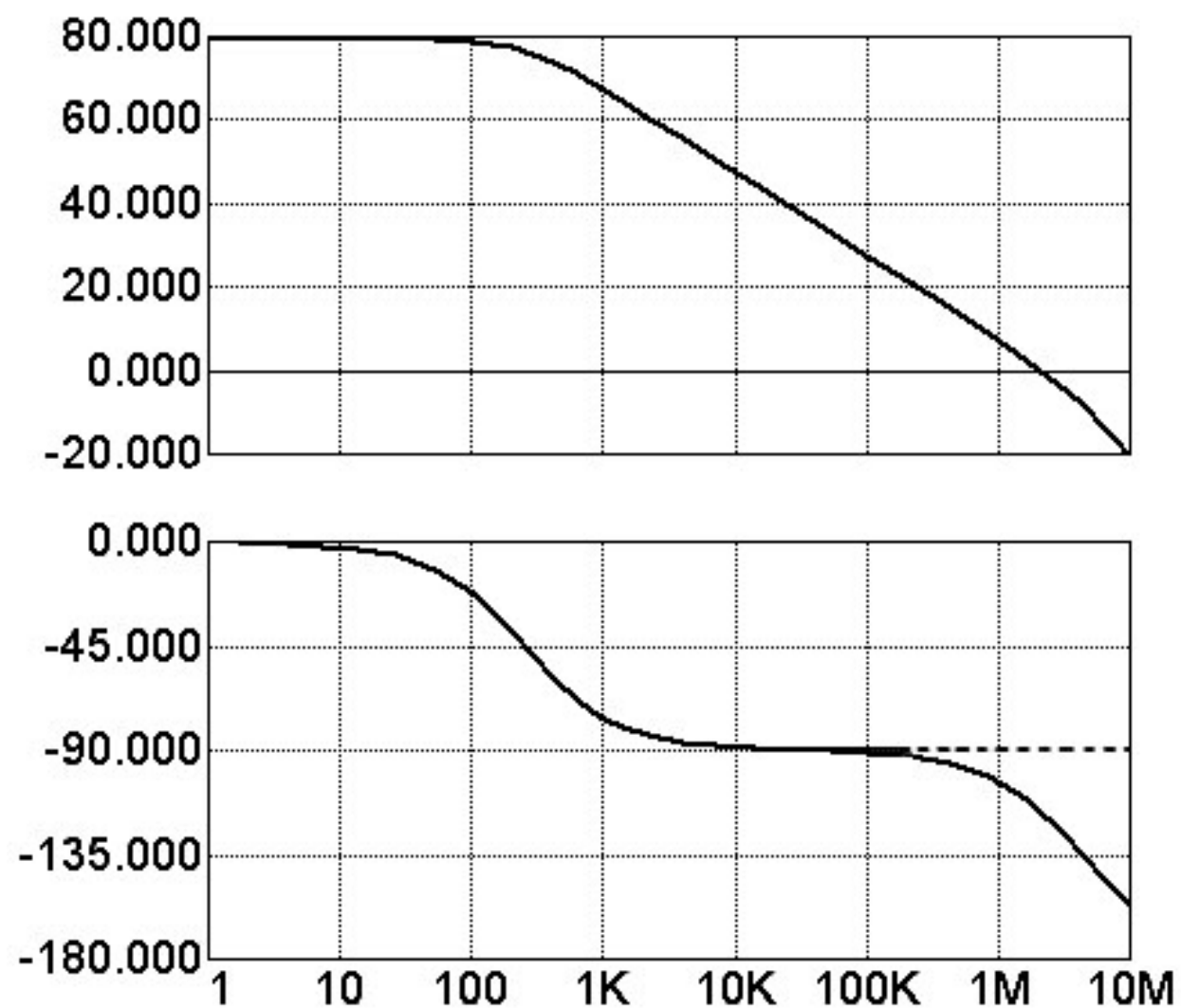
## Эквивалентная схема для расчета частотной характеристики



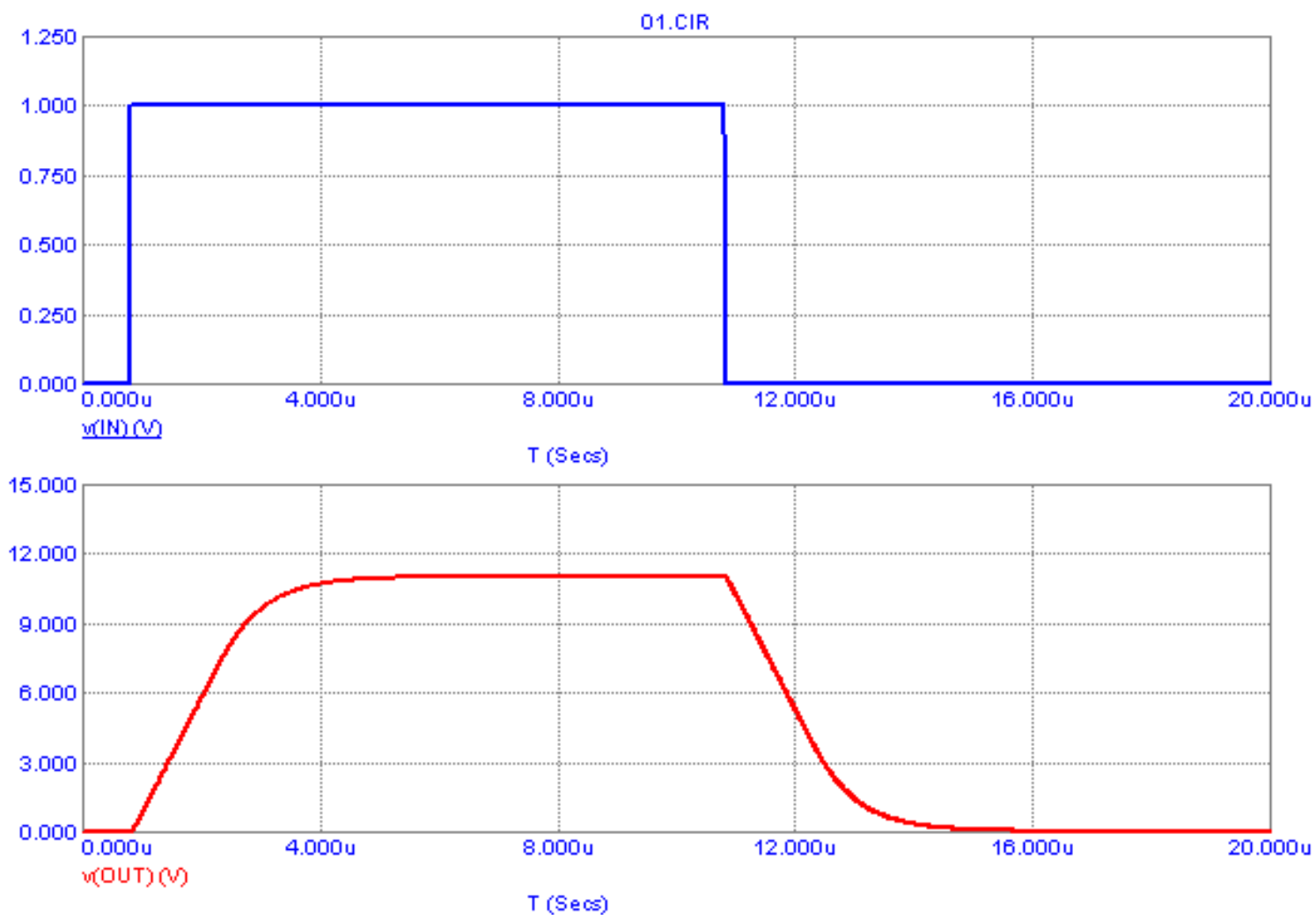
Упрощенная схема ОУ



**АЧХ и ФЧХ ОУ.**



## Максимальная скорость нарастания выходного напряжения



## Электрические параметры К140УД7

1	Напряжение питания	$\pm 15 \text{ В} \pm 10\%$
2	Диапазон синфазных входных напряжений при $U_{\text{п}} = \pm 15 \text{ В}$	$\pm 12 \text{ В}$
3	Максимальное выходное напряжение при $U_{\text{п}} = \pm 15 \text{ В}$ , $U_{\text{вх}} = \pm 0,1 \text{ В}$ , $R_{\text{н}} = 2 \text{ кОм}$	$\pm 10,5 \text{ В}$
4	Напряжение смещения нуля при $U_{\text{п}} = \pm 15 \text{ В}$ , $R_{\text{н}} = 2 \text{ кОм}$ К140УД7, КР140УД7, КР140УД708 КФ140УД7	не более 9 мВ не более 6 мВ
5	Входной ток при $U_{\text{п}} = \pm 15 \text{ В}$ , $R_{\text{н}} = 2 \text{ кОм}$	не более 400 нА
6	Разность входных токов при $U_{\text{п}} = \pm 15 \text{ В}$ , $R_{\text{н}} = 2 \text{ кОм}$	не более 200 нА
7	Ток потребления при $U_{\text{п}} = \pm 15 \text{ В}$ , $R_{\text{н}} = 2 \text{ кОм}$	не более 3,5 мА
8	Коэффициент усиления напряжения К140УД7, КР140УД7, КР140УД708 КФ140УД7	не менее 30000 не менее 25000
9	Входное сопротивление	не менее 400 кОм





## Предельно допустимые режимы эксплуатации

1	Напряжение питания	$\pm (5...17) \text{ В}$
2	Входное синфазное напряжение	$\pm 12 \text{ В}$
3	Входное дифференциальное напряжение	не более 24 В
4	Время, в течении которого допустимо короткое замыкание выхода при $T = -45...+35 \text{ }^{\circ}\text{C}$ при $T = +35...+85 \text{ }^{\circ}\text{C}$ для КФ140УД7 при $T = -10...+70 \text{ }^{\circ}\text{C}$	не ограничено 60 с 5 с

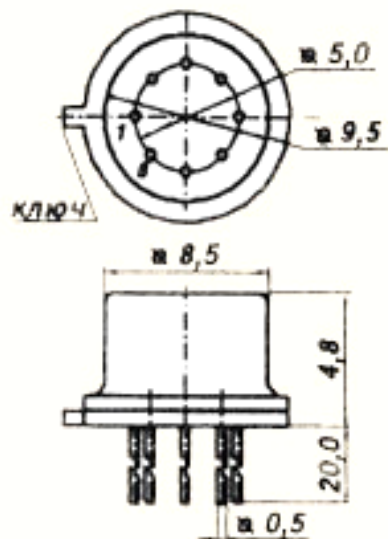
### Рекомендации по применению

Питание КФ140УД7 можно осуществлять ассиметричными напряжениями или от одного источника напряжения при условии:  $10 \text{ В} \leq |U_{п1}| + |U_{п2}| \leq 33 \text{ В}$ . При этом нагрузка подключается к "+" или "-" источника питания. Бескорпусную ИС К140УД7-4 следует приклеивать к подложке нерабочей стороной, также должен быть обеспечен такой отвод теплоты, чтобы температура кристалла составляла не более  $135 \text{ }^{\circ}\text{C}$ .

## Корпус ОУ К140УД7

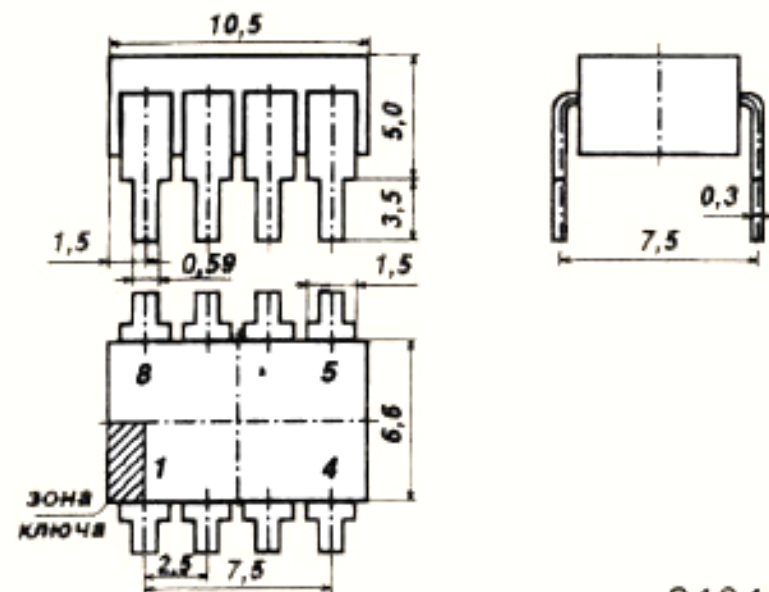
Микросхемы представляют собой операционные усилители средней точности с внутренней частотной коррекцией и защитой выхода от короткого замыкания. Выпускаются в нескольких типах корпусов:

Корпус К140УД7



301.8-2  
301.8-2.02

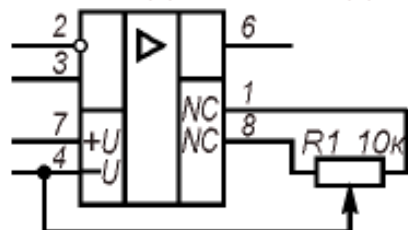
Корпус КР140УД708



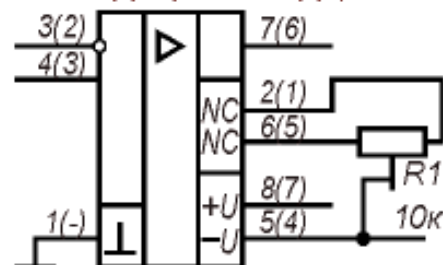
2101.8-1

# УГО ОУ

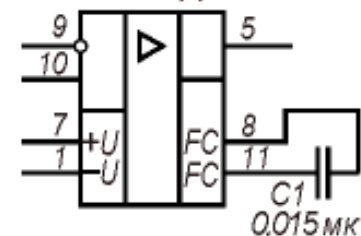
**К140УД6, КР140УД608,  
К140УД7, КР140УД708,  
КР140УД18, К140УД1**



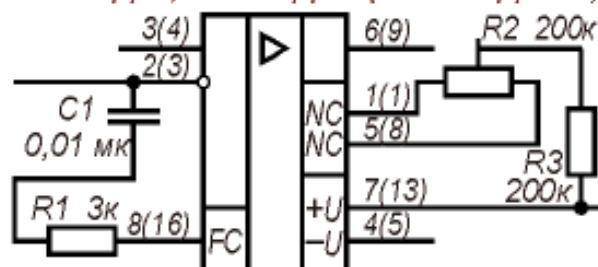
**К140УД8 (КР140УД8)**



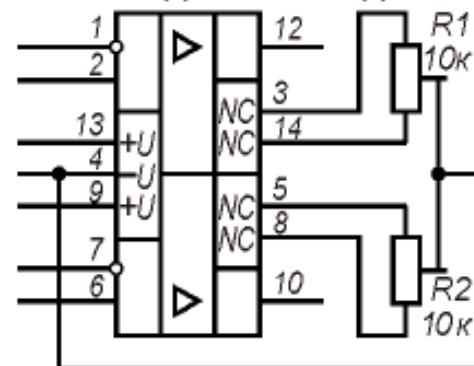
**К140УД9**



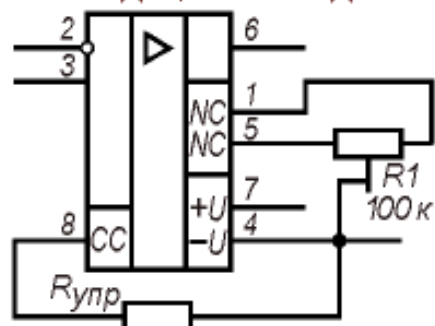
**К140УД10, К140УД11 (КР140УД1101)**



**К140УД20, К1408УД2**

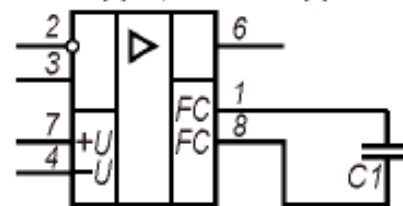


**К140УД12, КР140УД1208**



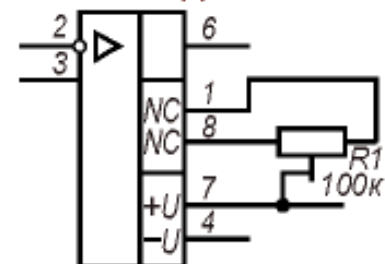
$$I_{упр} = (2U_{пит} - 0,7)/R_{упр}$$

**К140УД14, КР140УД1408**

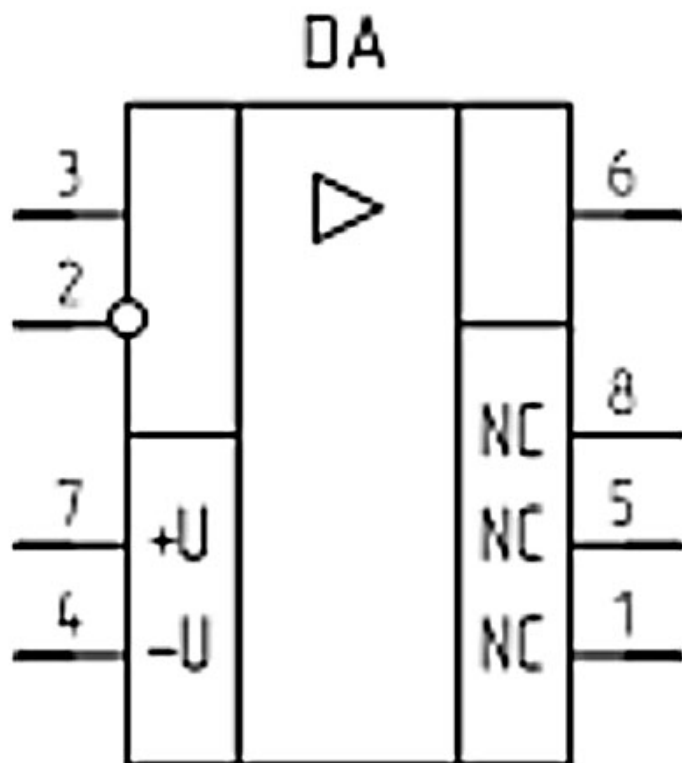


$$C1 = \frac{30}{K_{ос}} ; \quad \text{при } K_{ос} > 10 \quad C1 = 3 \text{ нФ}$$

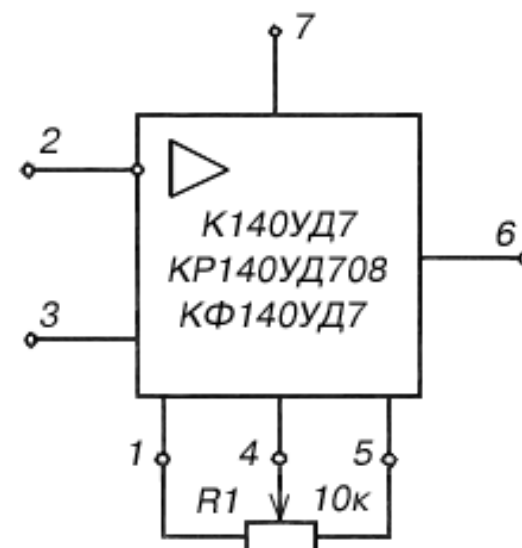
**К140УД17**



## Назначение выводов К140УД7, КР140УД708, КФ140УД7:

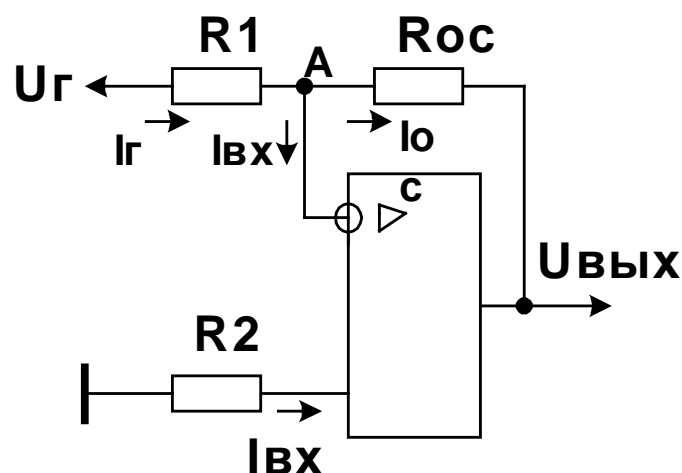


- 1,5 - балансировка;
- 2 - вход инвертирующий;
- 3 - вход неинвертирующий;
- 4 - напряжение питания  $-U_{\text{п}}$ ;
- 6 - выход;
- 7 - напряжение питания  $+U_{\text{п}}$ ;
- 8 - коррекция;



## Применение операционных усилителей

### Инвертирующий усилитель



В этой схеме используется параллельная обратная связь по напряжению. Коэффициент усиления схемы определяется резисторами  $R_1$  и  $R_{oc}$ .

$$K_{oc} = -R_{oc} / R_1$$

Это выражение справедливо при  $K_{0y}$  много больше  $R_{oc}/R_1$ . В общем случае:

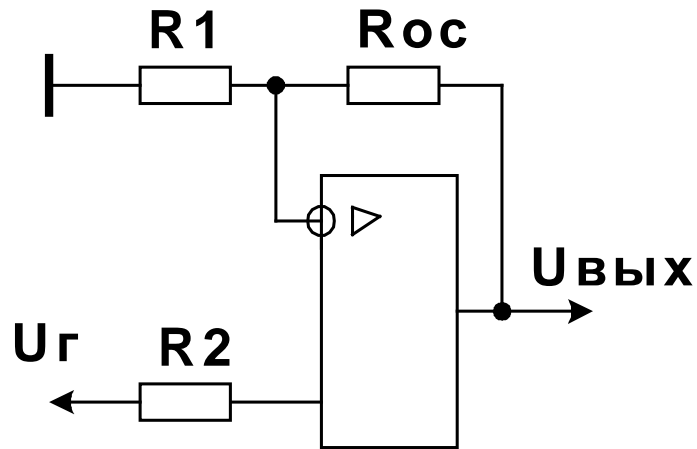
$$K_{oc} = -\frac{K_{i0}}{1 + \beta_{oc} K_{i0}} \quad \text{где} \quad \beta_{oc} = \frac{R_1}{R_{oc}}$$

Из-за того, что входные токи не равны нулю, они создают дополнительное напряжение на резисторах, подключенных к инвертирующему входу. Для уменьшения влияния входных токов включен резистор  $R_2$  между неинвертирующим входом и общей шиной.

Входное сопротивление инвертирующего усилителя определяется резистором  $R_1$

В инвертирующем усилителе отсутствует ошибка за счет синфазного сигнала, так как оба входа усилителя находятся практически под нулевым напряжением.

## Неинвертирующий усилитель



В этой схеме используется параллельная обратная связь по напряжению. Коэффициент усиления схемы определяется резисторами  $R_1$  и  $R_{oc}$ .

$$K_{oc} \cong 1 + R_{oc} / R_1$$

В общем случае:

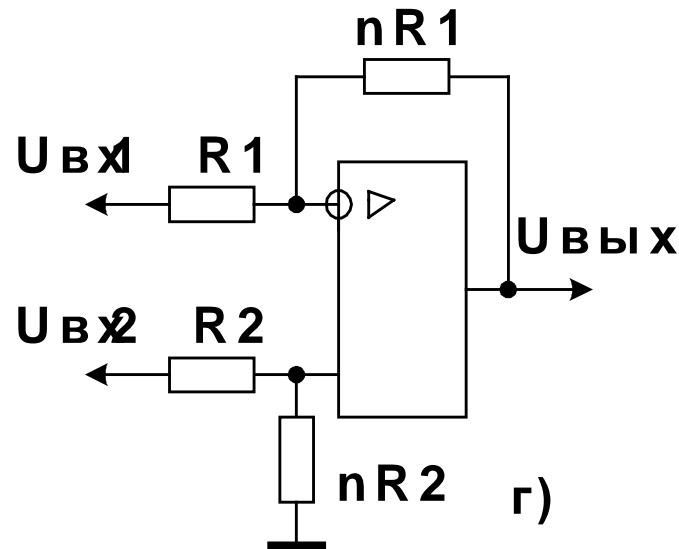
$$K_{oc} = - \frac{K \hat{\phi}}{1 + \beta_{oc} K \hat{\phi}} \quad \text{где} \quad \beta_{oc} = \frac{R_1}{R_1 + R_{oc}}$$

Если в схеме неинвертирующего усилителя замкнуть резистор  $R_{oc}$ , то все напряжение с выхода ОУ будет подано на его вход. В этом случае  $\beta_{oc}=1$  и  $K_{oc} \cong \frac{K}{1+K} \cong 1$ .

Входное сопротивление неинвертирующего усилителя велико и в основном определяется величиной входного сопротивления для синфазного сигнала

$$R_{BX\ oc} = (1 + \beta_{oc} K) R_{BX}.$$

## Дифференциальный усилитель

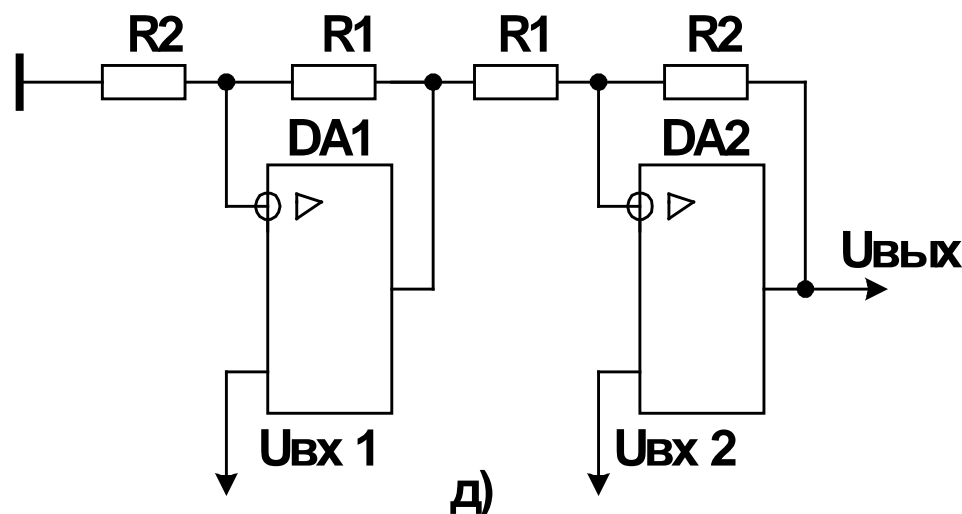


$$U_{вых} = (U_{вх2} - U_{вх1}) \cdot n.$$

Недостатки:

1. Входные сопротивления по инвертирующему и не инвертирующему входу имеют малую и неравную друг другу величину
2. Сложность регулировки коэффициента усиления.

## Дифференциальный усилитель



$$U_{\text{ВЫХ}} = (1 + R_2 / R_1)(U_{\text{ВХ2}} - U_{\text{ВХ1}})$$

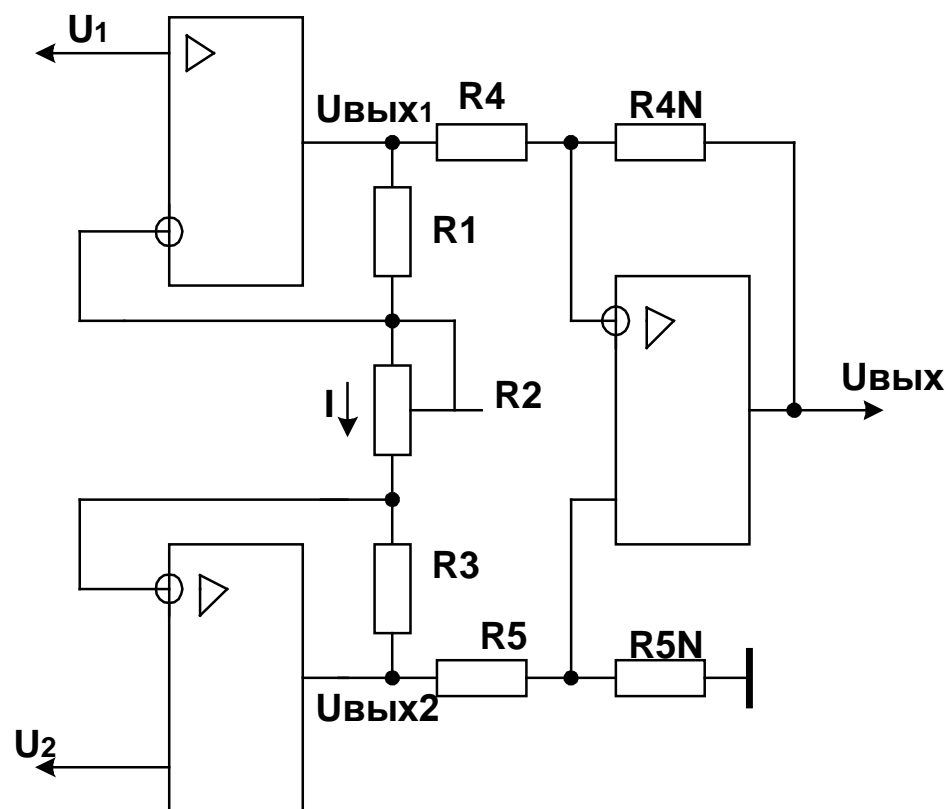
Схема дифференциального усилителя имеет высокое входное сопротивление, так как входные сигналы подаются на прямые входы ОУ.

Усилители с дифференциальным входом широко применяются в различных измерительных схемах для усиления сигналов с

выхода мостовых схем. Если схема мостового преобразователя предназначена для работы в переменных электрических и магнитных полях, то связанный с ним усилитель должен быть дифференциальным. Дифференциальный усилитель не только подавляет синфазный сигнал, снимаемый с мостовой схемы, но и значительно подавляет различные синфазные помехи. Любой мостовой датчик обеспечивает более высокую точность, если напряжение с его выхода подается на усилитель с высоким входным сопротивлением.



## Дифференциальный усилитель на трех ОУ



В этой схеме неинвертирующие ОУ DA1 и DA2 параллельно включены в схему. Синфазные напряжения пропускаются этими усилителями без усиления и ослабления. Дифференциальный усилитель на операционном усилителе DA3 подавляет синфазный сигнал. Одновременно он усиливает поступающую на его входы разность входных сигналов

$$U_{вых1} = U_1(1 + R_1/R_2) - U_2 R_1/R_2 + U_{cc},$$

$$U_{вых2} = U_2(1 + R_3/R_2) - U_1 R_3/R_2 + U_{cc}.$$

В этих уравнениях первое слагаемое представляет составляющую выходного напряжения, обусловленную соответствующим входным напряжением  $U_1$  или  $U_2$  на неинвертирующих входах усилителей. Второе слагаемое — составляющую выходного напряжения, определяемую соответственно напряжениями  $U_2$  и  $U_1$ , приложенными к инвертирующим входам. Третье слагаемое передается с  $K_u = 1$ .

Для данной схемы  $U_{вых}$  параллельно соединенных неинвертирующих усилителей при  $R_1=R_3=R$  будет равно

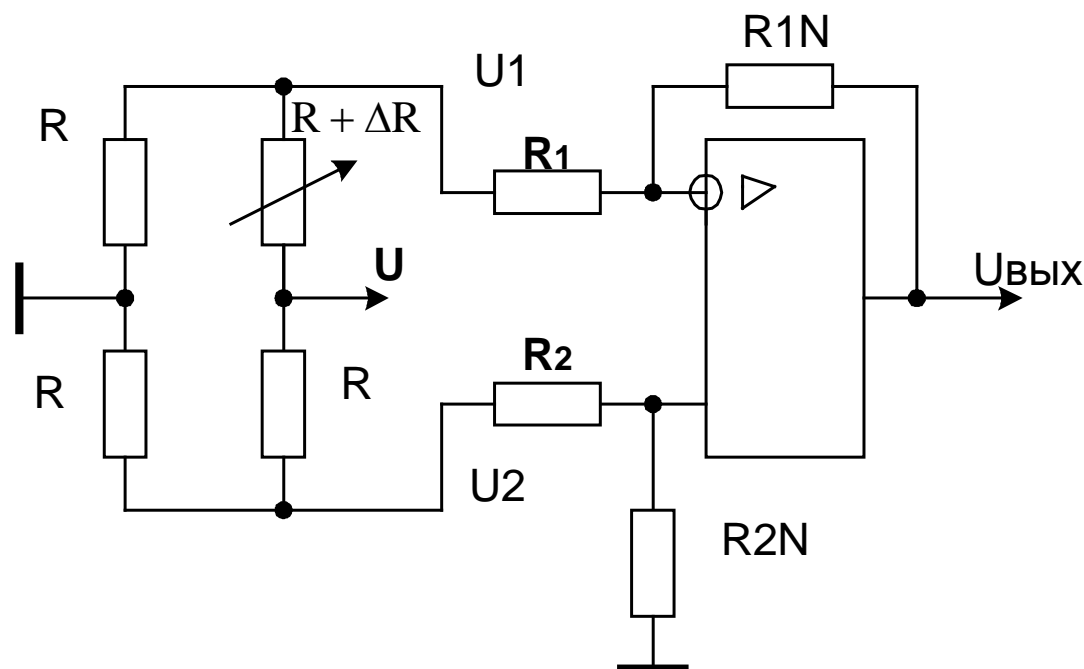
$$U_{вых} = (U_{вых2} - U_{вых1}) \cdot N = (1 + R_3/R_2 + R_1/R_2) (U_2 - U_1) N = (1 + 2R/R_2) \cdot (U_2 - U_1) N.$$

Коэффициент усиления обоих каскадов в данной схеме

$$K_u = (1 + 2R/R_2)N$$

и может регулироваться изменением сопротивления резистора  $R_2$ . Недостаток данной схемы - нелинейность при регулировке коэффициента усиления при помощи резистора  $R_2$ .

## Примеры использования дифференциального усилителя



На рисунке приведена схема подключения измерительного моста ко входу дифференциального усилителя. Если все резисторы измерительного моста будут иметь одинаковые сопротивления т.е.  $R_1=R_2=R_3=R_4=R$ , то измерительный мост будет сбалансирован. В этом случае разность напряжений, снимаемая с диагонали моста, будет равна нулю.

В этом случае на вход дифференциального усилителя кроме синфазного сигнала будет поступать и небольшой дифференциальный сигнал.

Выходное напряжение, снимаемое с диагонали моста

$$U_1 - U_2 = -U \cdot \frac{\Delta R}{4R + 2\Delta R},$$

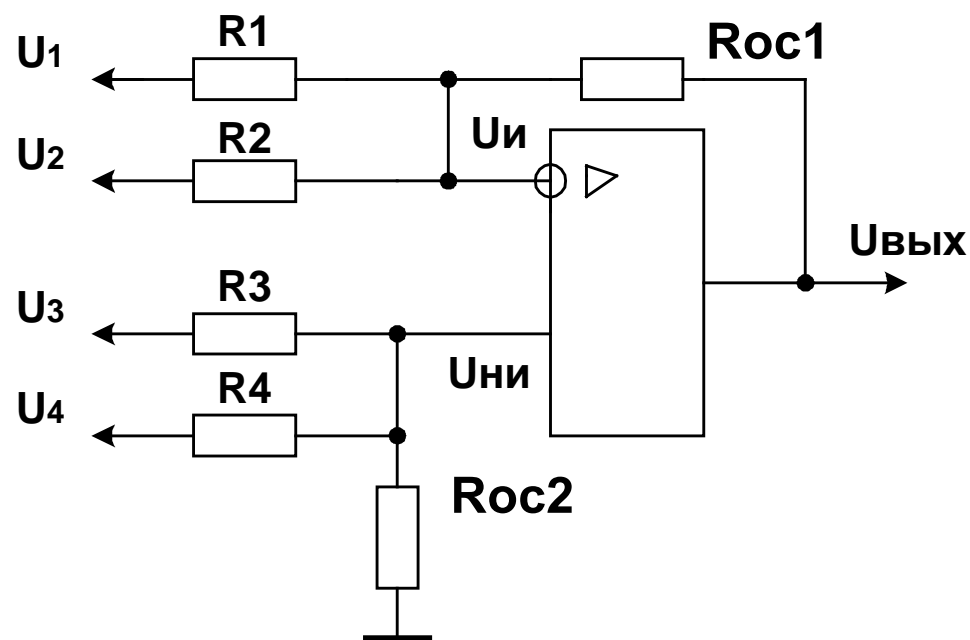
или при малых значениях  $\Delta R$

$$U_1 - U_2 = -U \Delta R / 4R.$$

Заметим, что сопротивления резисторов  $R_1$  и  $R_2$ ,  $R_3$  и  $R_4$  должны быть подобраны друг к другу очень близко, чтобы синфазные напряжения, имеющиеся на каждом входе, точно взаимно компенсировались на выходе. В такой схеме можно получить высокое ослабление синфазного сигнала

Высокое входное сопротивление в дифференциальном усилителе на ОУ может быть получено также подключением входов ОУ к измерительному мосту через неинвертирующие повторители напряжения на ОУ. Однако, такая схема представляет интерес, когда требуется фиксированный коэффициент усиления.

## Схемы сложения - вычитания на ОУ



Составим уравнения суммирования токов, потребляемых от четырех источников при условии  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_{oc1} = R_{oc2} = R$

$$\frac{U_1 - U_{и}}{R} + \frac{U_2 - U_{и}}{R} = \frac{U_{и} - U_{вых}}{R} \quad \frac{U_3 - U_{ни}}{R} + \frac{U_4 - U_{ни}}{R} = \frac{U_{ни}}{R}$$

Так как  $U_{и} = U_{ни}$ , то после преобразований уравнений получим:

$$U_1 + U_2 - 3U_{и} = -U_{вых}, \quad U_3 + U_4 - 3U_{ни} = 0.$$

Отсюда получаем

$$U_3 + U_4 - U_1 - U_2 = U_{\text{вых}}.$$

В общем случае, для правильной работы этой схемы необходимо выполнение следующих условий: сумма коэффициентов усиления инвертирующей части схемы должна быть равна сумме коэффициентов усиления ее не инвертирующей части. Иными словами, должно быть выполнено следующее равенство:

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

где  $m$  — число инвертирующих входов,  $n$  — число не инвертирующих входов.

В рассмотренной выше схеме данное условие выполняется. Может возникнуть вопрос, как обеспечить выполнение данного условия (условия баланса) в схеме, которая проектируется заново? Оказывается, что схему можно сделать балансной, добавив к ней дополнительный вход, на который подается нулевой потенциал. Этот вход добавляется к той половине усилителя, суммарный коэффициент которого меньше.

## Пример расчета суммирующего усилителя

Построить схему сложения - вычитания так, чтобы

$$U_{вых} = -4U_1 - 2U_2 + 10U_3 + U_4.$$

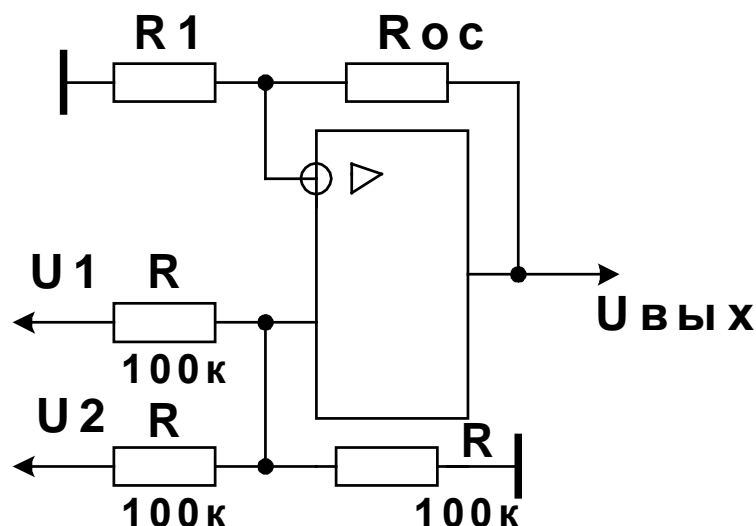
Видим, что сумма коэффициентов на одном входе равна 6, а на другом 11. Выберем  $R_{oc}=R'_{oc}=100\text{ К}$ . Воспользуемся приведенным выше соотношением. Коэффициент при  $U_1$  равен  $R_{oc}/R_1 = 4$ . Поэтому  $R_1 = 25\text{ к}$ . Аналогично,  $R_2 = R_{oc}/2 = 50\text{ К}$ ,  $R_3 = R'_{oc}/10 = 10\text{ К}$ ,  $R_4 = R'_{oc}/1 = 100\text{ К}$ . Видим, что сумма не инвертирующих коэффициентов на 5 больше суммы инвертирующих коэффициентов. Если изменить схему таким образом, чтобы  $U_{вых}$  стало равным

$$U_{вых} = -(4U_1 + 2U_2 + 5U_X) + (10U_3 + U_4)$$

и задать  $U_X = 0$ , то для условия баланса нужно выбрать  $R_x = 100/5 = 20\text{ К}$ . Для реализации такой схемы следует подключить резистор  $R_x = 20\text{ кОм}$  между инвертирующим входом и общей шиной – землей.

Если бы суммирующий коэффициент усиления неинвертирующей половины был бы меньше, то  $R'_x$  надо было бы включить между прямым входом и общей шиной.

## Неинвертирующий сумматор на ОУ

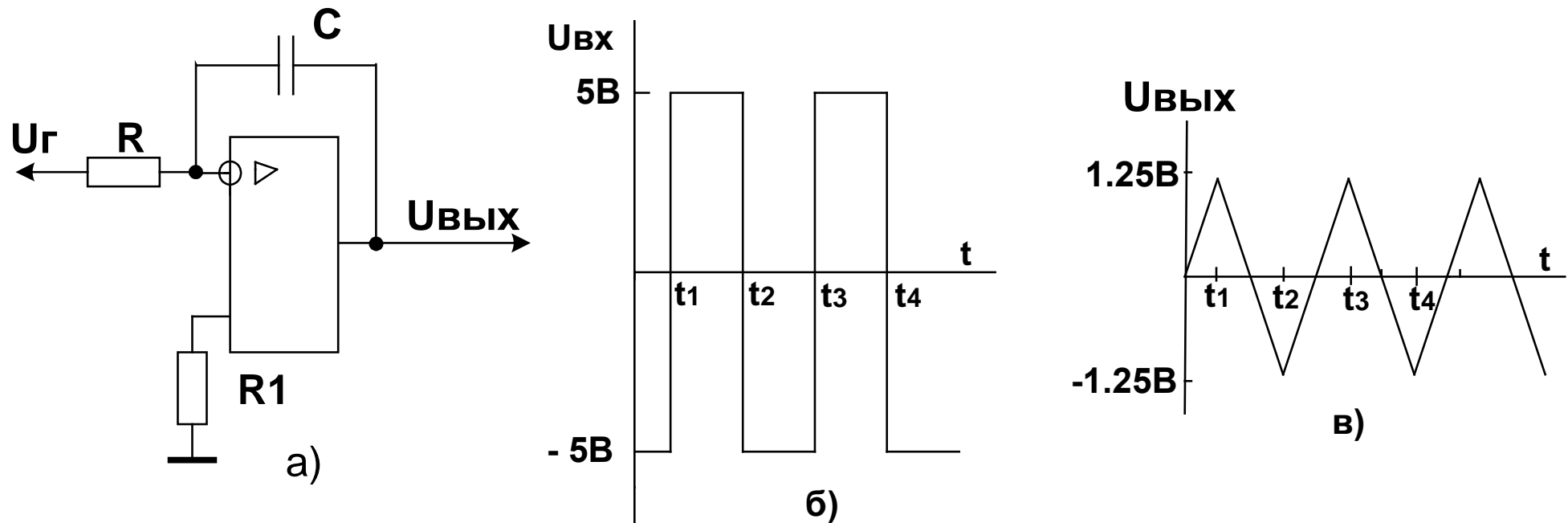


В ряде случаев необходимо произвести простое суммирование, при котором выходное напряжение равно сумме входных напряжений без инверсии. Пусть надо получить  $U_{вых} = U_1 + U_2$ . Очевидно, что в этом случае сигналы необходимо подать на прямой вход и сохранить условие баланса коэффициентов. Причем,  $R'_{oc} = R'_1 = R'_2$ . Коэффициент передачи по инвертирующему входу должен быть равен 2. Выберем  $R_1 = R_{oc}/n = R_{oc}/2$ .

Можно осуществить суммирование с весовыми коэффициентами, т.е. получить, например,  $U_{вых} = U_1 + 2U_2$  и т.д. При этом необходимо соблюсти условие баланса коэффициентов, как указывалось выше.



## Интегратор на ОУ



а — интегратор на ОУ на ОУ; б — входной сигнал интегратора; в — выходной сигнал интегратора

Выражение для тока, протекающего через конденсатор:  $I_c = C \frac{dU_c}{dt}$ .

Если ОУ близок к идеальному с током  $I_{\text{вх}} = 0$  и значением  $K$  настолько большим, что потенциал инвертирующего входа можно считать равным нулю, то  $I_R = -I_C$ . Так как  $U_c = -U_{\text{вых}}$ , то

можно записать

$$I_c = -C \frac{dU_{\text{вых}}}{dt} = U_{\text{вх}} / R = I_R$$

Разрешая это выражение относительно  $dU_{\text{вых}}$ , находим

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

а интегрируя его, получаем

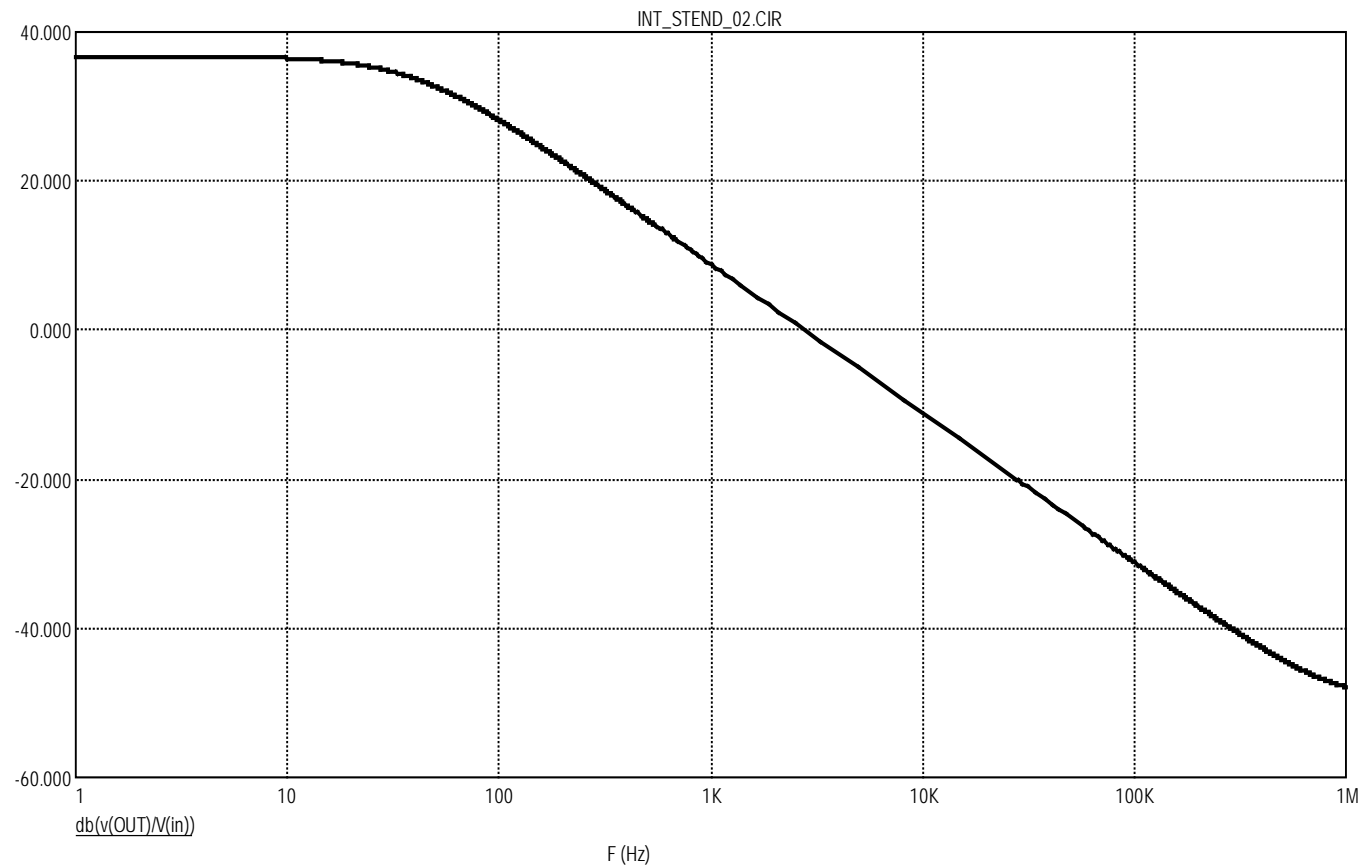
$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_{\text{ВХ}} dt.$$

Пределами интегрирования здесь являются моменты времени, соответствующие началу и концу интервала времени наблюдения сигнала. Для скачка входного сигнала  $U_{\text{вх}}$  интеграл является линейной функцией времени:

$$U_{\text{ВЫХ}} = -U_c = -\frac{1}{RC} U_{\text{ВХ}} t$$

## Частотные характеристики интегратора на ОУ

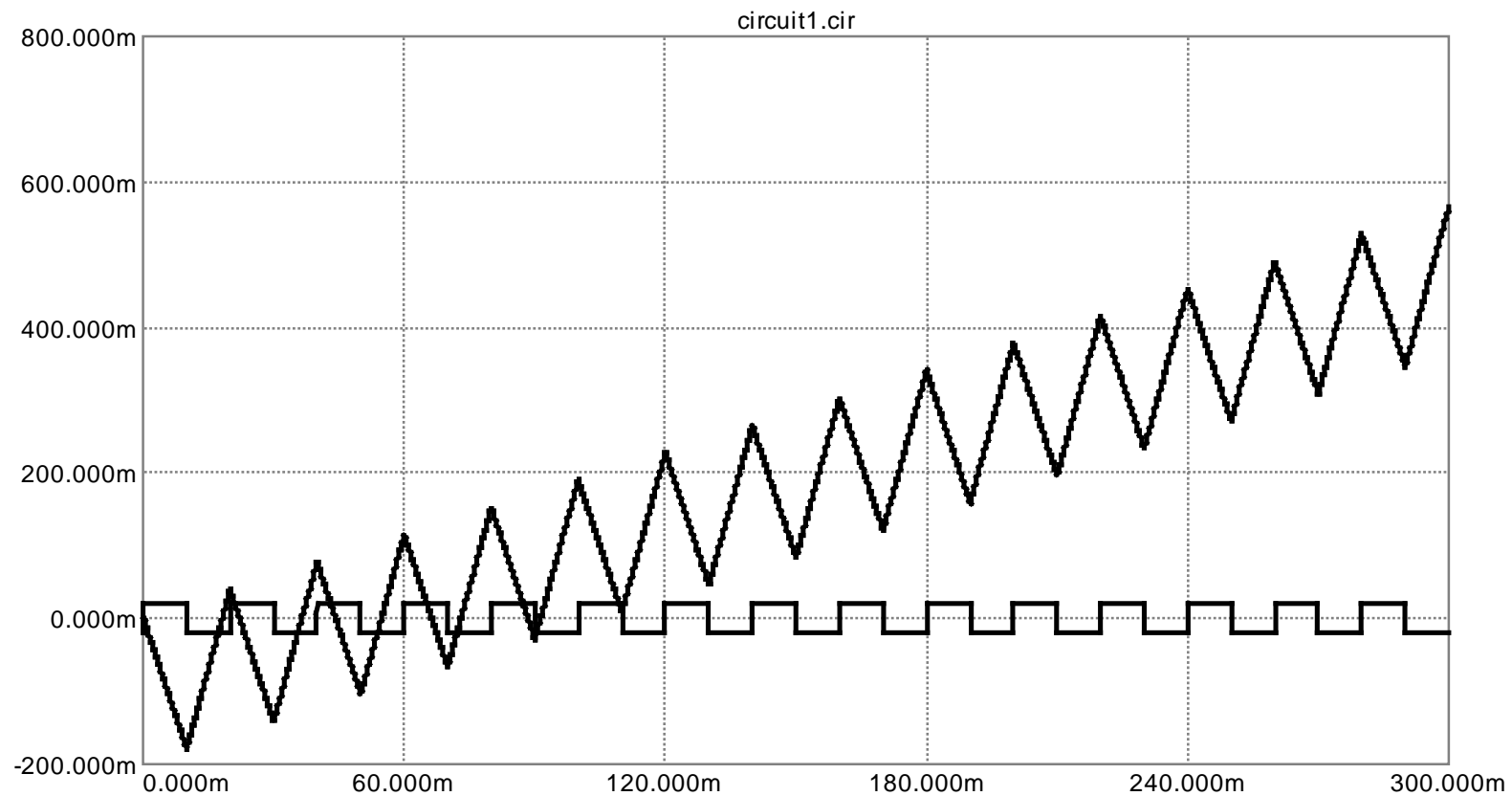
В частотной области интегратор на ОУ представляет собой **фильтр нижних частот**. На рисунке представлен общий вид его АЧХ.



Спад коэффициента усиления проходит с наклоном 20 дБ/дек

## Влияние паразитных параметров ОУ

В установившемся режиме, на выходе интегратора получится симметричный двуполярный сигнал (без постоянной составляющей). Но это только теоретически. На практике из-за наличия напряжения смещения нуля это напряжение также интегрируется (накапливается) и постоянная составляющая стремится к предельному напряжению ОУ.



## Погрешности интегратора

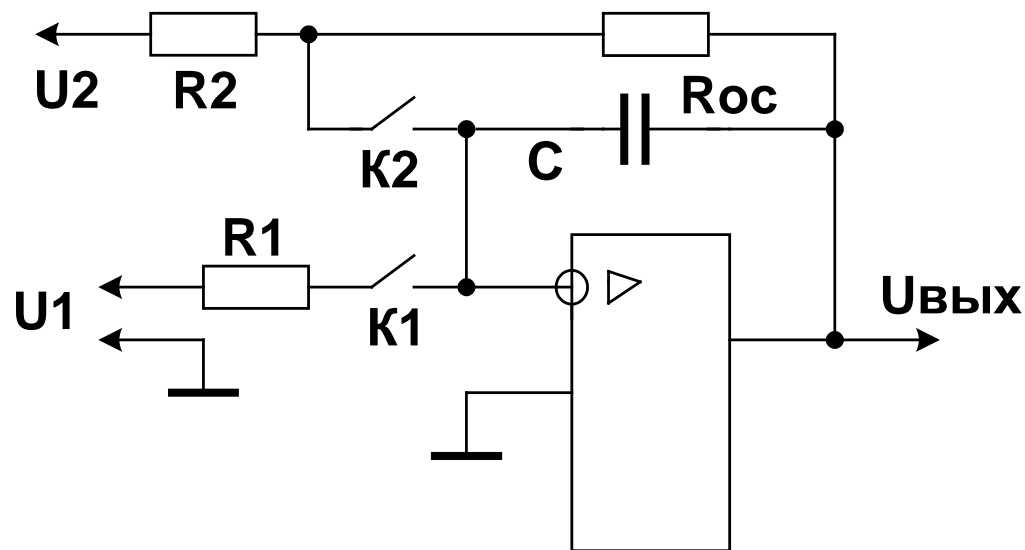
Погрешность интегратора в первую очередь определяется таким параметром ОУ, как напряжение смещения и входной ток. Напряжение смещения интегрируется как ступенчатая функция, что дает дополнительный линейно нарастающий (или спадающий) выходной сигнал, полярность и наклон которого определяется соответственно полярностью и величиной  $U_{см}$ . Ток  $I_{вх}$  течет через конденсатор обратной связи, что также приводит к появлению наклонного выходного сигнала.

В результате действия этих эффектов (они никогда не компенсируют друг друга полностью, но могут складываться и вычитаться) конденсатор обратной связи через некоторое время неизбежно зарядится до максимально возможного выходного напряжения усилителя. В итоге выражение для  $U_{вых}$  интегратора принимает вид

$$U_{ВЫХ} = \frac{1}{R_1 C} \int U_{ВХ} dt - \frac{1}{R_1 C} \int U_{см} dt + \frac{1}{C} \int I_{ВХ} dt + U_{см}$$

Последние три члена в правой части приведенного равенства соответствуют указанным выше ошибкам, а первый — описываемому полезному выходному сигналу. Для уменьшения ошибки интегрирования необходимо использовать ОУ с малыми значениями  $I_{см}$  и  $U_{см}$ , большим значением  $K$ , **необходимо периодически разряжать конденсатор до некоторого заранее выбранного значения.**

## Трехрежимный интегратор



Трехрежимный интегратор, схема которого приведена на рисунке, обеспечивает возможность производить интегрирование, фиксировать выходной сигнал и периодически сбрасывать интегратор в исходное состояние.

$$U_{\text{вых}} = -(1/R_1 C) \int U_1 dt + U_{\text{нс}},$$

где  $U_{\text{нс}}$  – значение напряжения, которое выходное напряжение интегратора принимает в режиме сброса. Это напряжение сброса равно

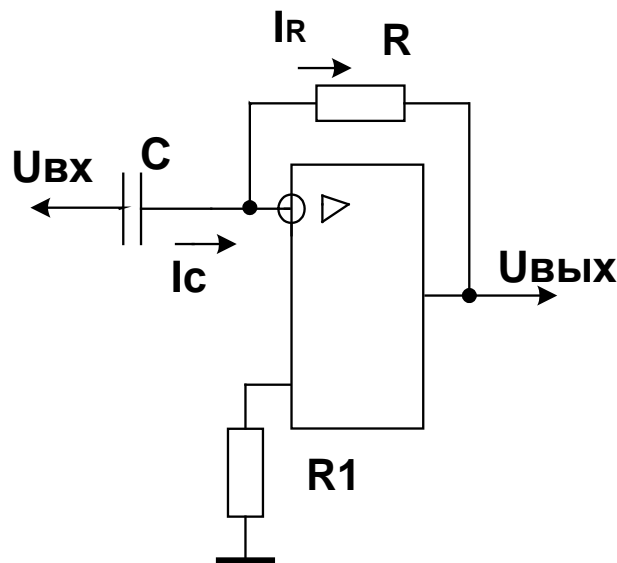
$$U_{\text{нс}} = -(R_{\text{oc}}/R_2)U_2.$$

Напряжение сброса равно нулю, если  $U_2 = 0$ . Максимальное время, в течение которого интегратор может непрерывно работать, можно найти следующим образом. Так как  $C = I \cdot t / U$ , а  $t = CU/I$ , то имеем

$$t_{\text{раб.макс}} = CU_{\text{ош}} / I_{\text{ex}},$$

где  $I_{\text{ex}}$  — ток смещения ОУ,  $U_{\text{ош}}$  — максимально допустимое напряжение ошибки за счет входного тока.

## Дифференциатор на ОУ



В этой схеме выходное напряжение пропорционально скорости изменения входного. При дифференцировании входного сигнала усилитель должен пропускать только переменную составляющую входного напряжения и коэффициент усиления дифференциатора должен возрастать при увеличении скорости изменения входного сигнала.

Выполнить это требование позволяет использование в качестве входного элемента ОУ конденсатора  $C$ . Ток конденсатора

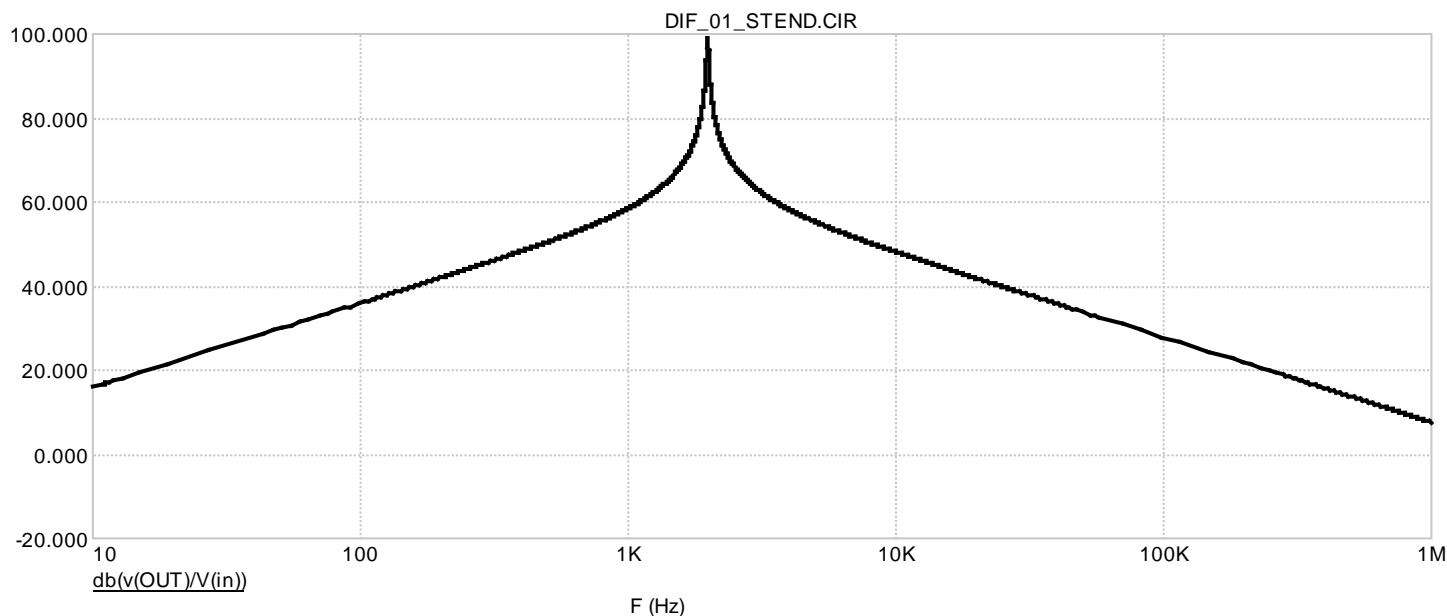
$$I_c = C \frac{dU_{BX}}{dt}.$$

Если предположить, что ОУ идеален, то ток через  $R_{ос}$  можно считать равным току через конденсатор, т. е.  $I_R = I_C$ . Но  $U_{вых} = -RI_R = -I_CR$ , поэтому

$$U_{вых} = -RC \, dU_{вх}/dt.$$

## Частотная характеристика дифференциатора на ОУ

С увеличением частоты входного сигнала уменьшается реактивное сопротивление  $X_C$ . При этом возрастает коэффициент усиления дифференциатора по отношению к высокочастотным составляющим на входе. Однако это возрастание коэффициента усиления ограничивается частотными свойствами ОУ. Тем не менее, АЧХ такого дифференциатора имеет явный пик.



Поэтому схему нельзя отнести ни к фильтрам верхних частот, ни к фильтрам нижних частот. Это фактически **избирательный фильтр** с очень большим коэффициентом усиления на определенной частоте. В связи с этим схемы дифференциатора склонна к самовозбуждению, что требует принятия мер для динамической стабилизации дифференциатора.



## Модифицированная схема дифференциатора

В простой схеме дифференциатора представляет опасность значительное увеличение усиления дифференциатора, обусловленное свойством входной цепи на достаточно высоких частотах. В результате высокочастотные составляющие спектра собственного шума ОУ после значительного усиления накладываются на полезный сигнал и искажают его. От этого недостатка свободна более сложная схема:

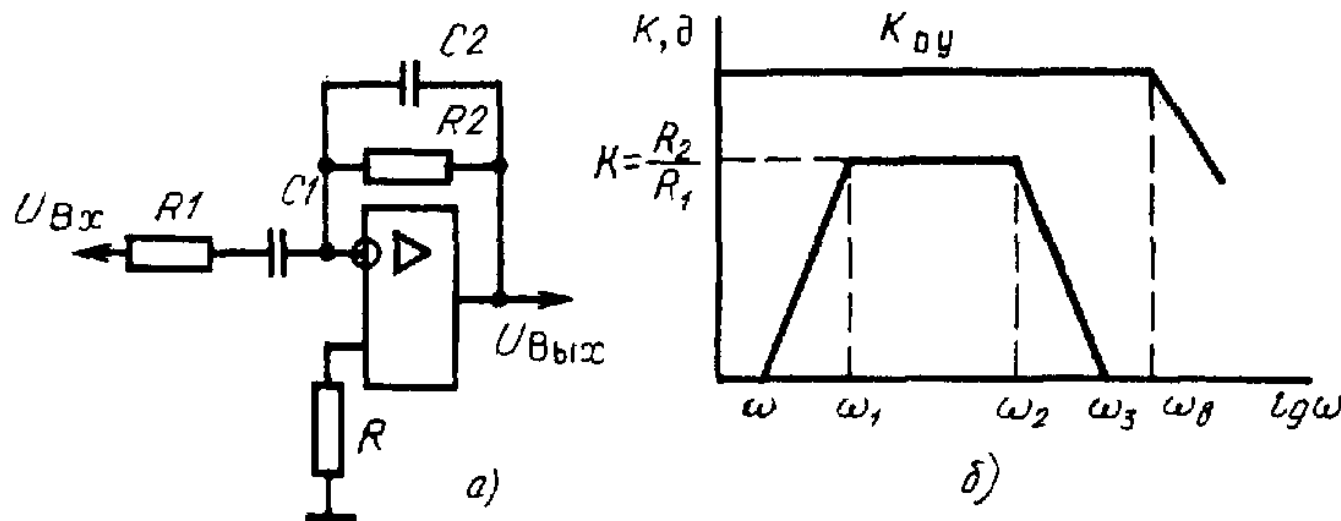
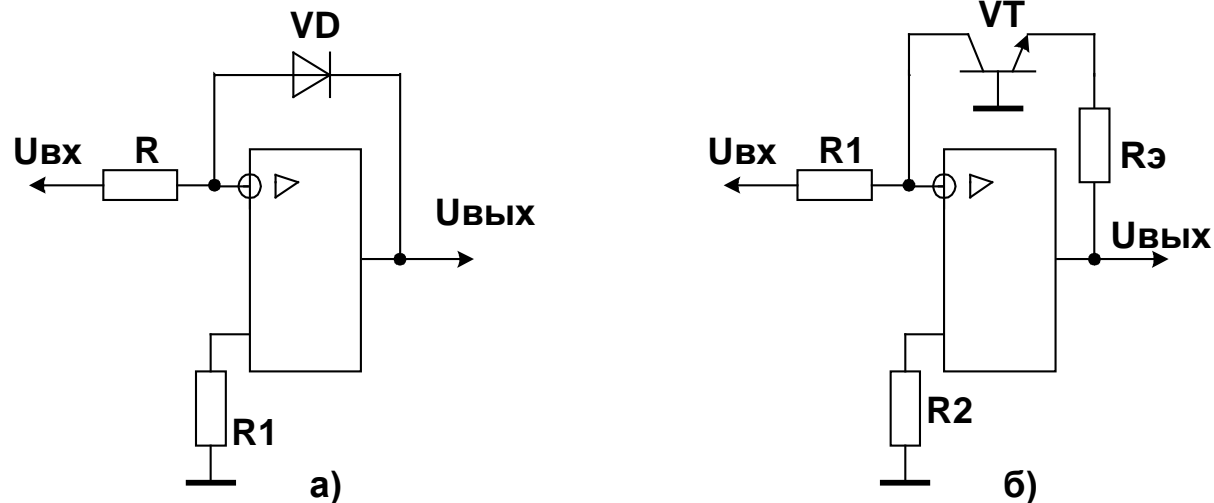


Схема выполняет функцию дифференцирования входных сигналов до частоты  $\omega_1$ , является усилителем в диапазоне частот от  $\omega_1$  до  $\omega_2$  и является интегратором на частотах выше  $\omega_2$ .

$$\omega = \frac{1}{R_2 C_1}; \quad \omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1}; \quad \omega_2 = \frac{1}{R_2 C_2}; \quad \omega_3 = \frac{1}{R_1 C_2}$$

## Логарифмические преобразователи на ОУ

Логарифмический преобразователь на ОУ представляет собой электронное устройство, в котором выходное напряжение пропорционально логарифму входного сигнала. Для получения логарифмической зависимости напряжения на выходе ОУ от напряжения на его входе необходимо в цепь обратной связи ОУ включить элемент с логарифмической характеристикой. Таким элементом может быть полупроводниковый диод или биполярный транзистор в диодном включении



Из теории полупроводников известно, что ток через полупроводниковый диод

$$I_d = I_0 \left( e^{\frac{U_d}{m\varphi_T}} - 1 \right),$$

где  $I_0$  – статический обратный ток,  $1 < m < 2$  — корректирующий множитель.

## Логарифмические преобразователи на ОУ

В рабочей области, где выполняется условие  $I_D \gg I_0$  можно считать с достаточной точностью

$$I_D = I_0 e^{\frac{U_D}{m\varphi_T}}, \quad U_D = m \varphi_T \ln(I_D/I_0).$$

Последнее выражение и является искомой логарифмической функцией. При этом для схемы рис. а:

$$U_{\text{вых}} = -m \cdot \varphi_T \cdot \ln\left(\frac{U_{\text{вх}}}{R_1 I_0}\right) = m \varphi_T \left( \ln \frac{U_{\text{вх}}}{R_1} - \ln I_0 \right).$$

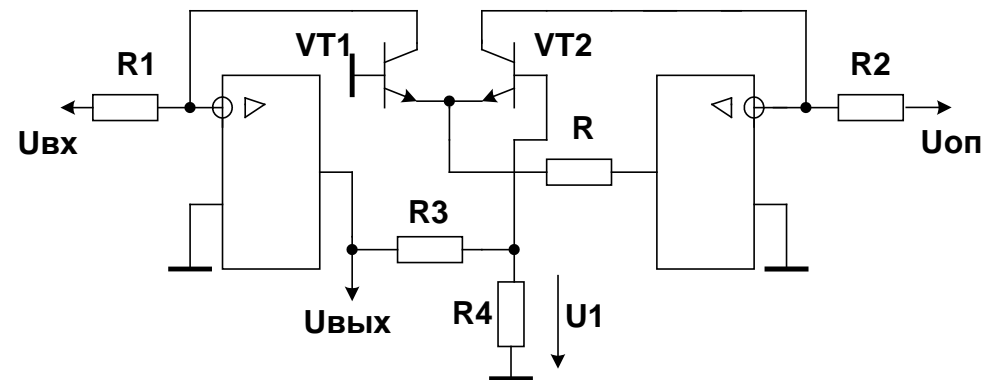
Влияние множителя  $m$  можно исключить, применив вместо диода транзистор (рис. б). Выходное напряжение логарифмического усилителя:

$$U_{\text{вых}} = -\varphi_T \ln\left(\frac{U_{\text{вх}}}{R_1 I_{\text{э0}}}\right)$$

не зависит от коэффициента  $m$ , а его динамический диапазон рабочих токов при надлежащем выборе транзисторов может составлять 9 декад.

Рассмотренные схемы не содержат устройств температурной компенсации или коррекции влияния теплового тока  $I_0$  и температурного потенциала  $\varphi_T$ . Последние вносят значительную нестабильность в работу логарифмического усилителя. Так, при изменении температуры от 20 до 50 градусов  $\varphi_T$  увеличивается на 10 %, а ток  $I_0$  — примерно в 10 раз.

## Логарифмический усилитель с компенсацией теплового тока



В этой схеме дифференциальный усилитель на двух транзисторах VT1 и VT2 служит для выполнения операции логарифмирования.

Из принципиальной схемы получим следующие соотношения:

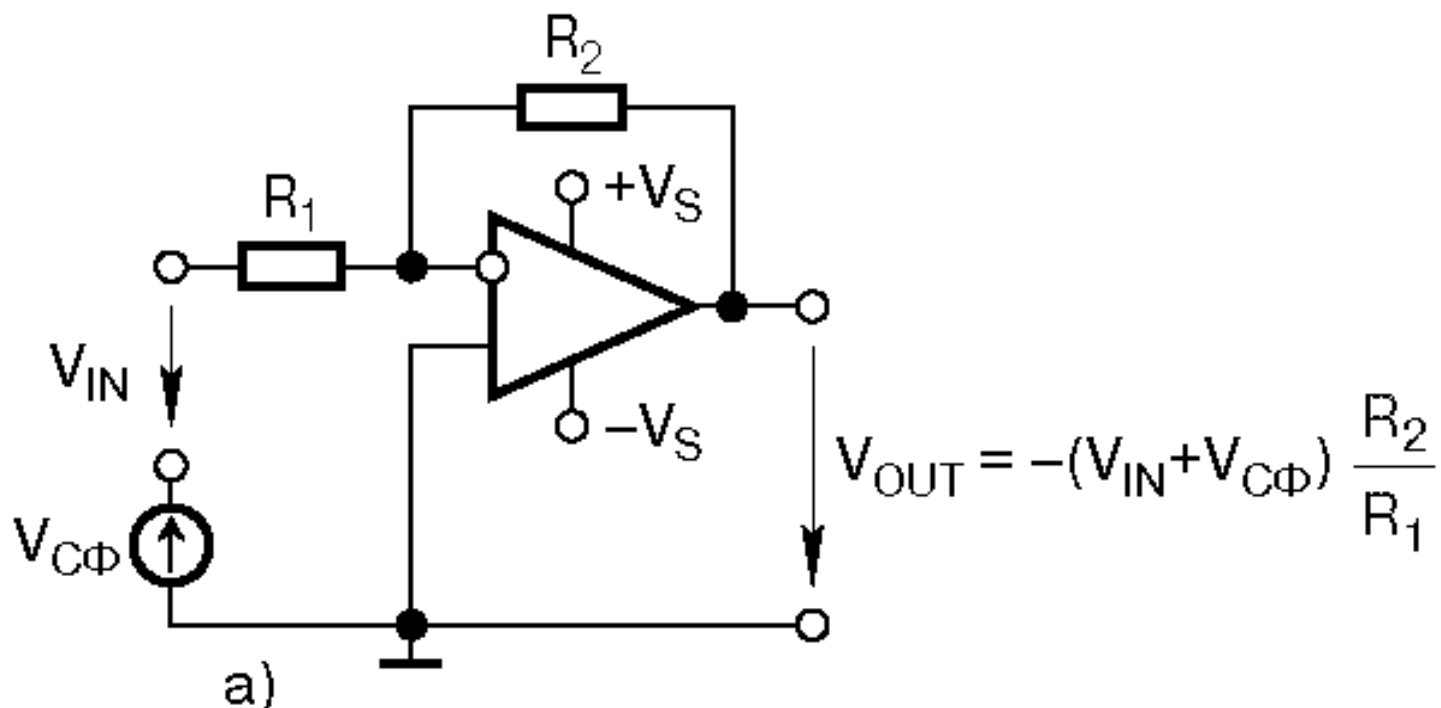
$$I_{\kappa 1} = \frac{U_{BX}}{R_1}; \quad I_{\kappa 2} = \frac{U_{оп}}{R_2}; \quad U_1 = U_{вых} \frac{R_4}{R_3 + R_4}.$$

Резистор  $R_4$  в данной схеме не должен быть высокоомным. В результате получаем:

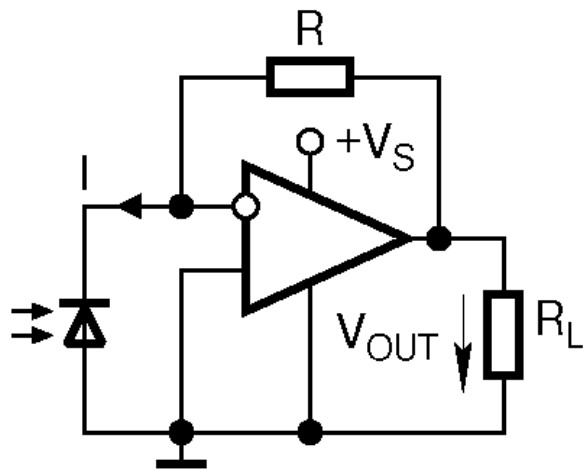
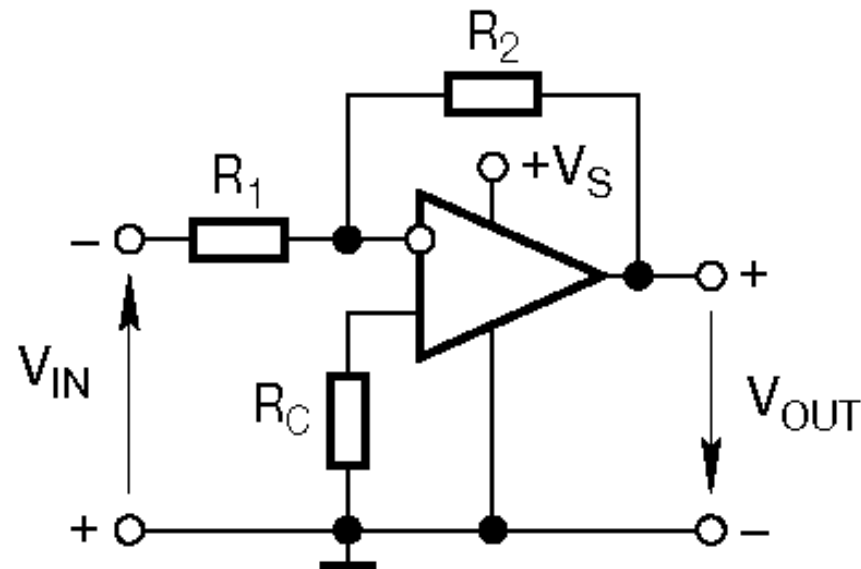
$$U_{вых} = \frac{R_3 + R_4}{R_4} \cdot U_1 = -\varphi_T \frac{R_3 + R_4}{R_4} \ln \left( \frac{U_{ex} R_2}{U_{on} R_1} \right).$$

Компенсация температурной зависимости  $\varphi_T$  осуществляется с помощью резистора  $R_4$ , который должен иметь положительный температурный коэффициент, равный 0,3% на один градус.

## Неинвертирующее включение ОУ с биполярным питанием

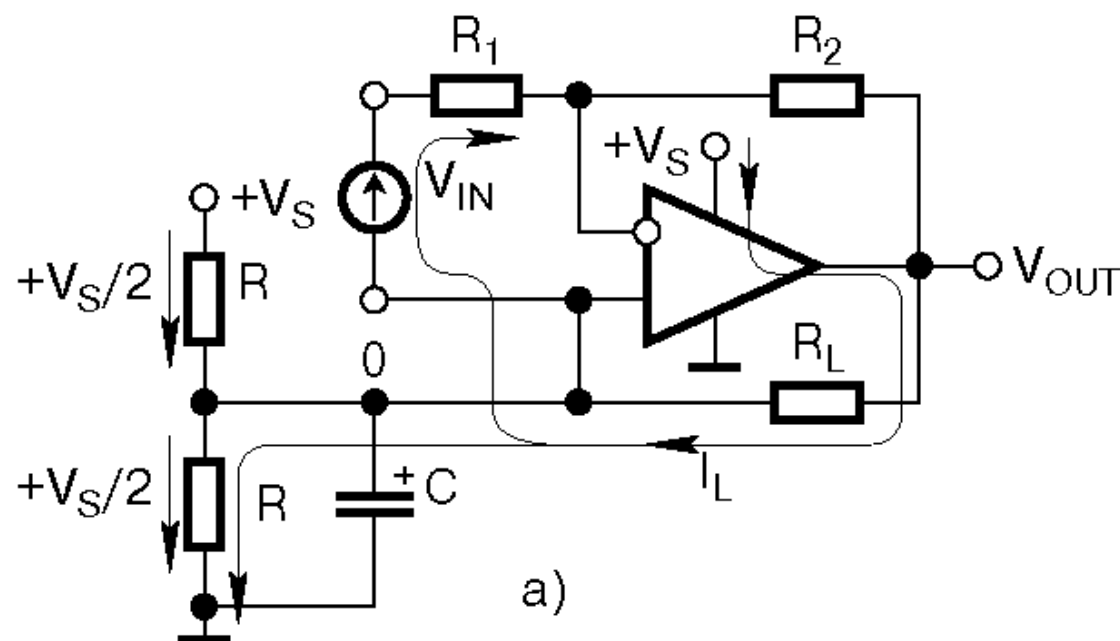


## Инвертирующее включение ОУ с однополярным питанием



Наиболее естественно использовать однополярное питание операционных усилителей тогда, когда источник входного сигнала однополярный, например, фотодиод. В других случаях могут использоваться различные способы смещения входных и выходных напряжений ОУ.

## Схема инвертирующего усилителя с однополярным питанием и искусственной нулевой точкой

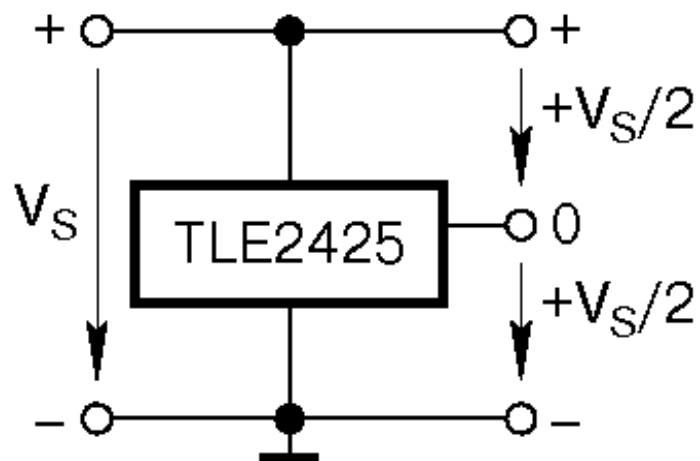
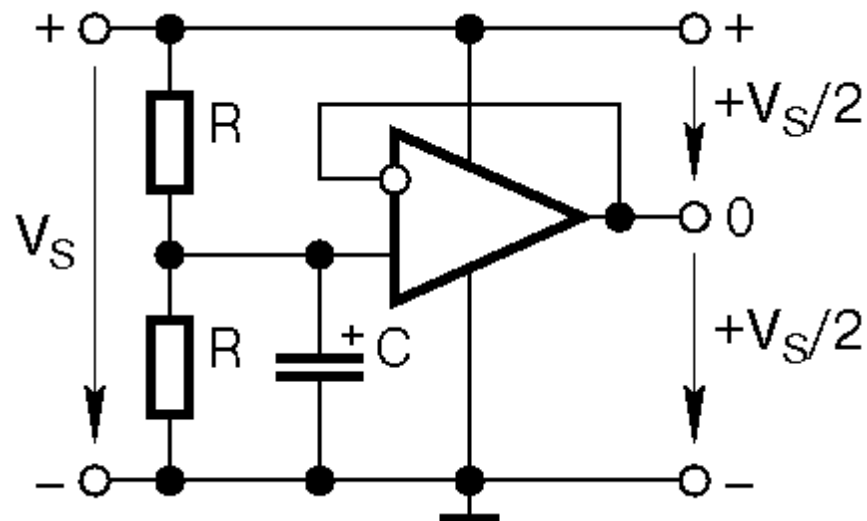
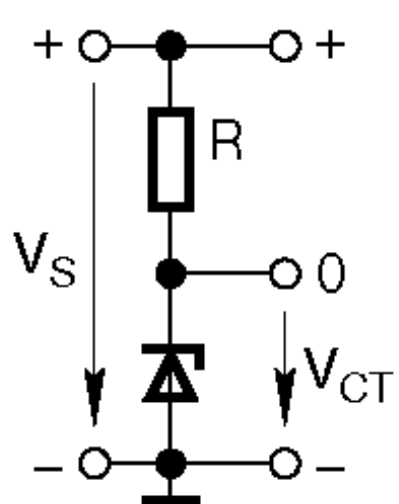


Для использования ОУ с однополярным питанием можно ввести искусственную нулевую (среднюю) точку, т. е. точку схемы, потенциал которой располагается приблизительно посередине между потенциалами положительного и отрицательного полюсов однополярного источника питания.

Наиболее простым является резистивный делитель напряжения, средняя точка которого соединена с искусственной нулевой точкой 0.

Однако при наличии нагрузки  $R_L$  ток нагрузки  $I_L$  протекает через один из резисторов этого делителя, создавая несимметрию напряжений между полюсами источника питания и точкой 0, причем степень этой несимметрии зависит от силы тока нагрузки. Уменьшение сопротивлений делителя снижает несимметрию этих напряжений, но при этом возрастают потери энергии в делителе.

## Варианты формирования искусственной нулевой точки





## Линейные стабилизаторы напряжения

Для поддержания напряжения питания схемы стабильным при изменении напряжения питающей сети, а также при изменении тока нагрузки используются специальные устройства – стабилизаторы напряжения

По принципу действия стабилизаторы напряжения делятся на две группы:

- **Линейные** стабилизаторы напряжения.
- **Импульсные** стабилизаторы напряжения

Принцип действия линейных стабилизаторов напряжения основан на рассеянии части энергии, получаемой от источника питания в регулирующем элементе. Если выходное напряжение уменьшается, то уменьшается часть энергии, рассеиваемая в регулирующем элементе и напряжение возвращается к исходному значению.

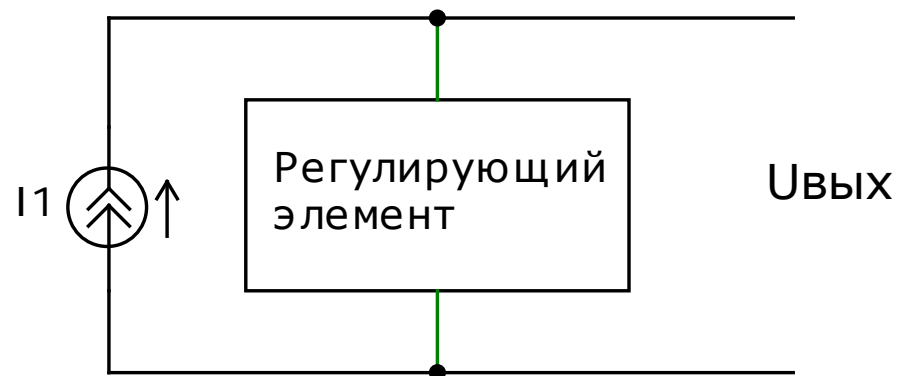
Принцип действия импульсных стабилизаторов напряжения основан на преобразовании уровней напряжения (среднего значения) в индуктивно-емкостных цепях при подаче на них импульсов напряжения (более подробно будет рассмотрен в курсе преобразовательной техники).

## Классификация линейных стабилизаторов напряжения

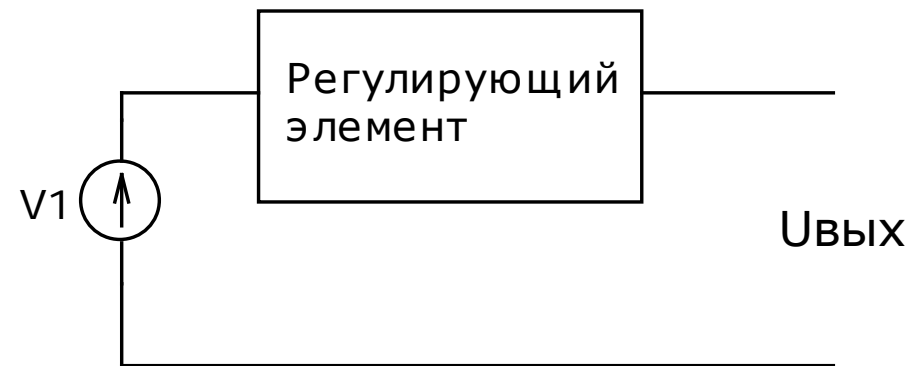
В зависимости от положения регулирующего элемента линейные стабилизаторы напряжения делятся на **параллельные** и **последовательные**. Параллельные стабилизаторы напряжения получают энергию от источника тока, последовательные – от источника ЭДС.

Принципы построения линейного стабилизатора напряжения:

параллельного



последовательного

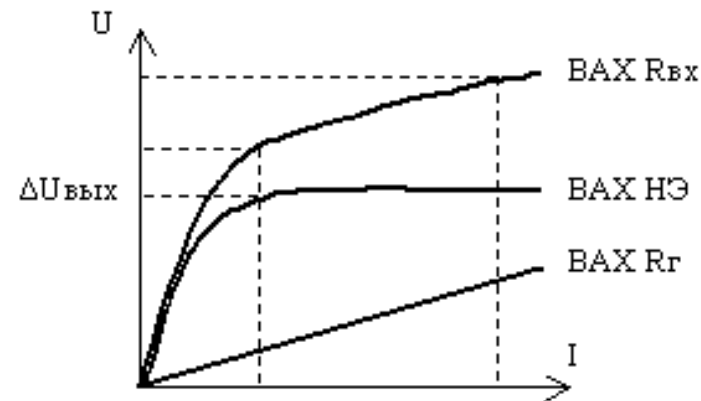
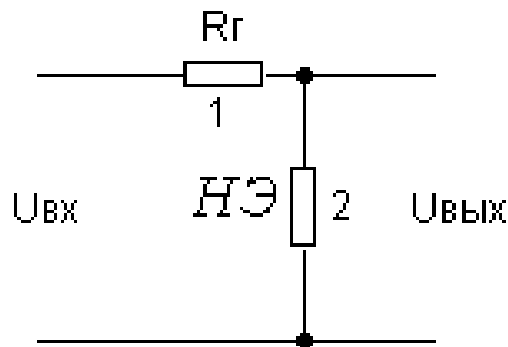


## Классификация линейных стабилизаторов напряжения

Существуют два основных метода стабилизации: **параметрический** и **компенсационный**.

Параметрический метод основан на использовании нелинейных элементов, за счёт которых происходит перераспределение токов и напряжений между отдельными элементами схемы, что ведёт к стабилизации.

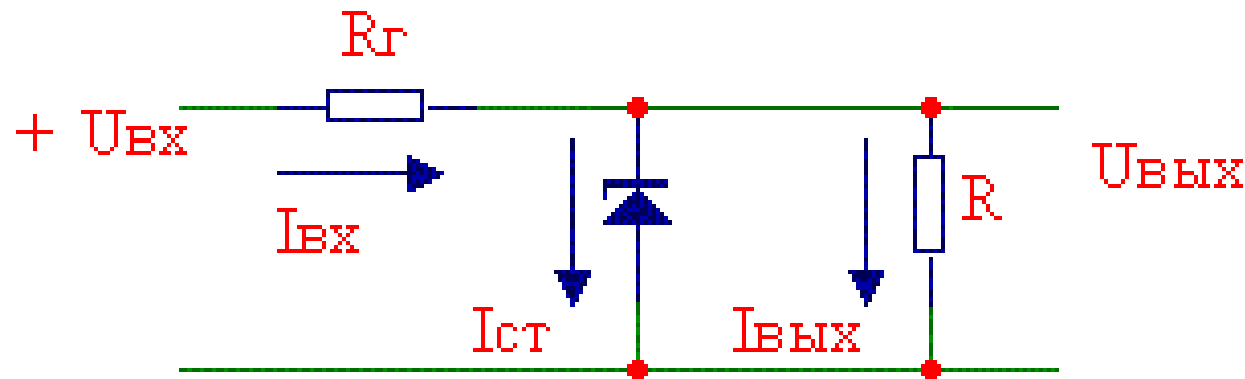
Структурная схема параметрического стабилизатора состоит из двух элементов - линейного и нелинейного.



При изменении напряжения на входе стабилизатора в широких пределах ( $\Delta U_{вх}$ ) напряжение на выходе изменяется в значительно меньших пределах ( $\Delta U_{вых}$ )

Компенсационный стабилизатор отличается наличием отрицательной обратной связи, посредством которой сигнал рассогласования усиливается и воздействует на регулируемый элемент, изменяя его сопротивление, что ведёт к стабилизации.

## Параметрический стабилизатор постоянного напряжения



Стабилизатор состоит из стабилитрона и гасящего резистора  $R_r$   
Коэффициент стабилизации напряжения:

$$K_{cm} = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}} : \frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых}}$$

$$K_{cm} \approx \frac{R_z}{r_{cm}} \frac{U_{вых}}{U_{вх}}$$

$K_{cm}$  увеличивается при уменьшении  $r_{cm}$  и увеличении  $R_z$ . Но при увеличении  $R_z$  нужно увеличивать  $U_{вх}$ . Поэтому нельзя получить очень высокий  $K_{cm}$ . Обычно  $K_{cm}$  не превышает нескольких десятков.

При увеличении  $R_z$  возрастает  $R_z$  и потери мощности, снижается КПД.

## Температурная стабильность

Существенным недостатком кремниевых стабилитронов является изменение напряжения пробоя при изменении температуры

$$\Delta U_{cm} = \gamma \Delta t, \text{ где } \gamma - \text{ абсолютный температурный коэффициент.}$$

Стабилитроны с  $U_{cm} < 5\text{В}$  имеют отрицательный  $\gamma$ , т.е.  $U_{cm}$  уменьшатся с ростом температуры, а стабилитроны с  $U_{cm} > 5\text{В}$  – положительный  $\gamma$ .

Относительный температурный коэффициент:

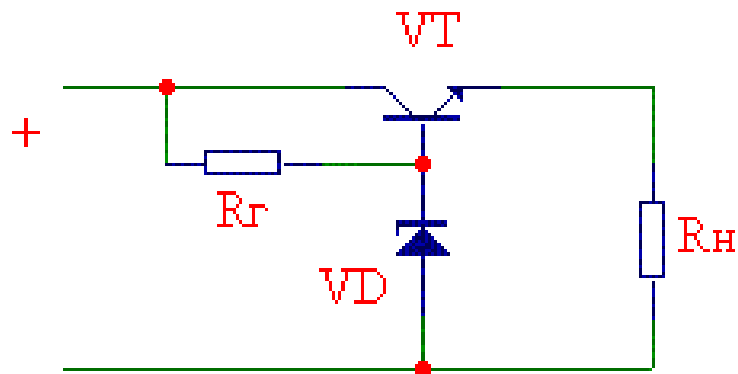
$$TKH = \frac{\Delta U_{cm}}{U_{cm}} / \Delta T^{\circ} \left[ \frac{\%}{\text{град}} \right]$$

Для уменьшения температурной нестабильности используют схемы с температурной компенсацией. Наиболее простая схема предполагает использование одного или нескольких полупроводниковых диодов, смещённых в прямом направлении.



У открытых р-п переходов  $\gamma$  отрицателен, поэтому такой способ пригоден для стабилитронов с  $U_{cm} > 5\text{В}$ . Включение термокомпенсирующих диодов приводит к росту внутреннего сопротивления ветви со стабилитроном. В результате  $K_{cm}$  немного уменьшается.

## Варианты параметрического стабилизатора



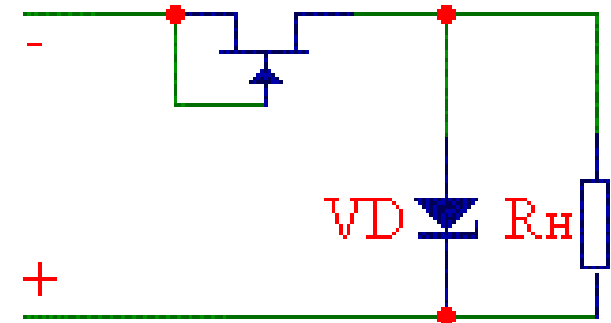
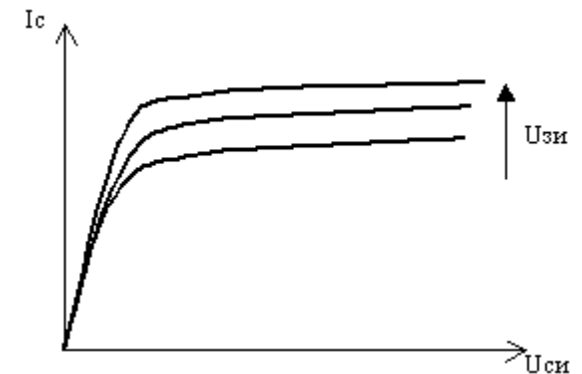
Параметрический стабилизатор можно уموцнить, включив стабилитрон в базовую цепь эмиттерного повторителя

Таким образом, мощность нагрузки увеличена, а нестабильность снижена, так как базовый ток изменяется очень слабо в процессе стабилизации.

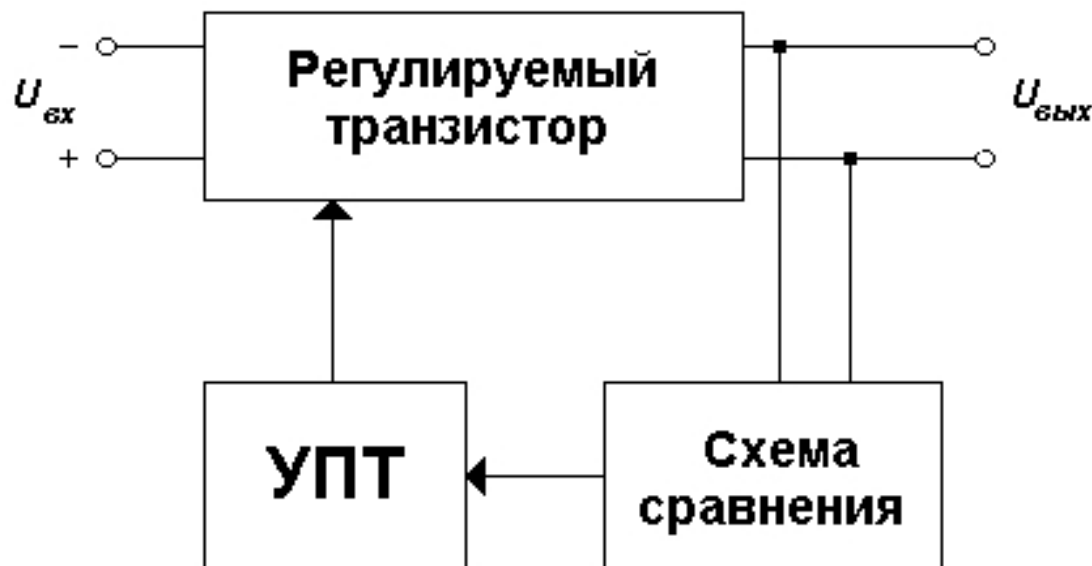
В качестве параметрических стабилизаторов постоянного тока используют нелинейные элементы, ток которых мало зависит от напряжения, приложенного к ним. В качестве такого элемента можно использовать полевой транзистор. Если  $U_{зи} = const$ , то  $I_c \sim const$ .

Стабилизатор тока применяют в параметрических стабилизаторах напряжения для стабилизации входного тока. Включение стабилизатора тока вместо гасящего сопротивления даёт возможность повысить  $K_{ст}$ :

$$K_{ст} = \frac{r_{cu}}{r_{ст}} \frac{U_{вых}}{U_{вх}}$$
 где  $r_{cu}$  - дифференциальное сопротивление канала полевого транзистора.

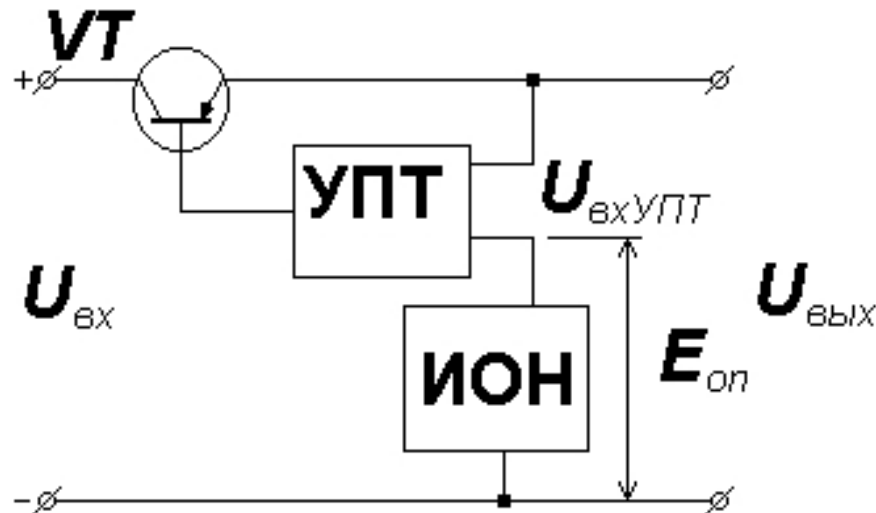


## Компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения с непрерывным регулированием



Регулируемый транзистор выполняет роль регулируемого сопротивления. Сигнал обратной связи (ОС) берётся с выхода стабилизатора сравнивается с опорным, усиливается усилителем и сравнивается с опорным. Сигнал рассогласования с выхода усилителя постоянного тока (УПТ) воздействует на регулируемый транзистор, изменяя его сопротивление и поддерживая этим постоянство выходного напряжения.

## Компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения с непрерывным регулированием



При возрастании  $U_{вх}$  возрастает и  $U_{вых}$ , на входе УПТ появляется сигнал  $U_{вхУПТ} = U_{вых} - E_{он} = \Delta U$ .

Запирающее напряжение, снимаемое с выхода УПТ на базу VT, возрастает на величину  $\Delta U_{зап} = K_u \Delta U$ , где  $K_u$  - коэффициент усиления УПТ.

Вследствие этого  $I_k$  уменьшается, а  $U_{кэ}$  повышается.

$$\Delta U_{вх} = \Delta U_{кэ} + \Delta U_{вых}$$

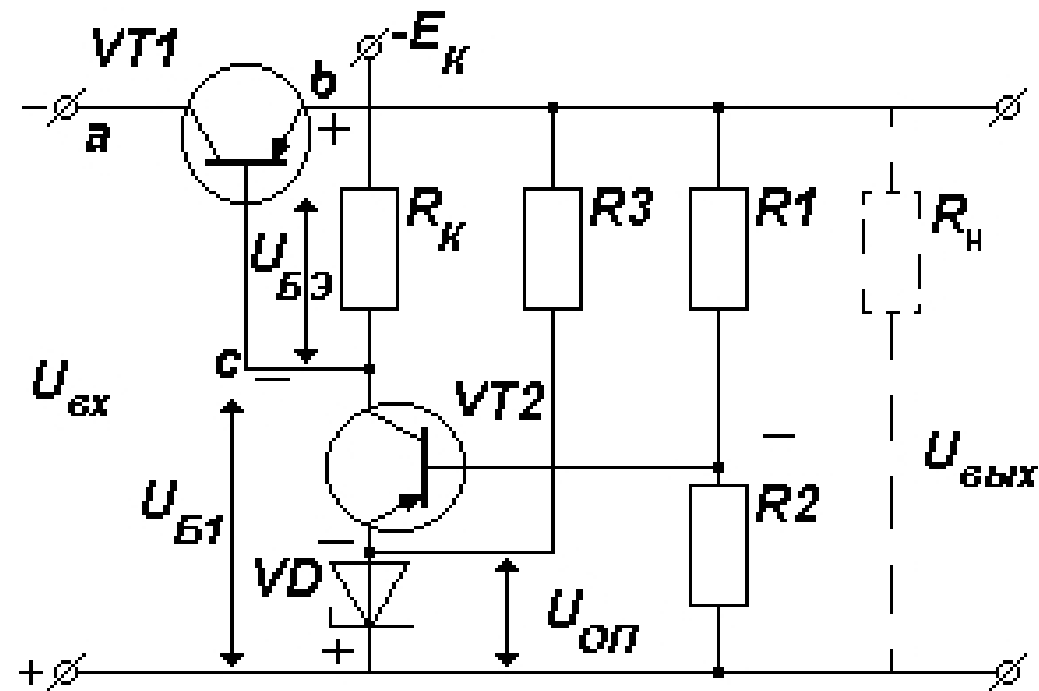
Так как  $\Delta U_{кэ}$  увеличивается,  $U_{вых}$  уменьшается. Так обеспечивается отрицательная обратная связь (ООС) в схеме. Транзистор входит в силовую цепь стабилизатора. В схему сравнения входит источник опорного напряжения (ИОН) с  $E_{он}$ .

Особенностью схем с последовательным включением является то, что в них имеются две петли отрицательной обратной связи (ООС). Одна из петель замыкается через усилитель, а вторая возникает из-за того, что  $U_{вых}$  воздействует на эмиттер триода непосредственно.

$U_{вых} \approx E_{он}$ , поэтому нельзя получить более стабильное напряжение, чем опорное. напряжение.



## Принципиальная схема стабилизатора



$VT1$  - регулируемый транзистор, УПТ собран на  $VT2$ , ИОН включает  $VD$  и  $R3$ ,  $R3$  используется для вывода стабилизатора на рабочий участок характеристики

$$U_{он} = U_{вых} - (U_{вых} / (R3 + R_{см})) R3,$$

$R1$  и  $R2$  - выходной делитель напряжения, обеспечивающий подачу напряжения смещения на базу  $VT2$ .

$$U_{бэ2} = U_{вых} R2 / (R1 + R2) - U_{он}$$

## Принцип стабилизации напряжения

Силовая цепь включает источник питания  $U_{ex}$ ,  $VT1$ ,  $R_n$ .  $VT1$  входит в каскад с общим коллектором, где  $U_{ex}$  - напряжение питания;  $U_{б1}$  - входное, а выходное  $U_{вых} = U_{б1} - U_{бэ1}$ .

Для получения требуемого напряжения  $U_n$  необходимо, чтобы напряжение на выходе усилителя  $U_{к2} = U_{б1}$  было близко к  $U_n$ . Для этого питание коллекторной цепи  $VT2$  осуществляют от отдельного источника с напряжением  $E_k$ .

При  $|U_{ex}| \downarrow |U_{вых}| \downarrow |U_{R2}| \downarrow |U_{бэ2}| \downarrow I_{б2} \downarrow I_k \downarrow U_{Rk} \downarrow U_{к2} = U_{б1} \uparrow U_{бэ1} \uparrow I_{б1} \uparrow I_{к1} \uparrow U_{кэ1} \downarrow U_{вых} \uparrow$  почти до прежней величины.

## Компенсационный стабилизатор напряжения на ОУ

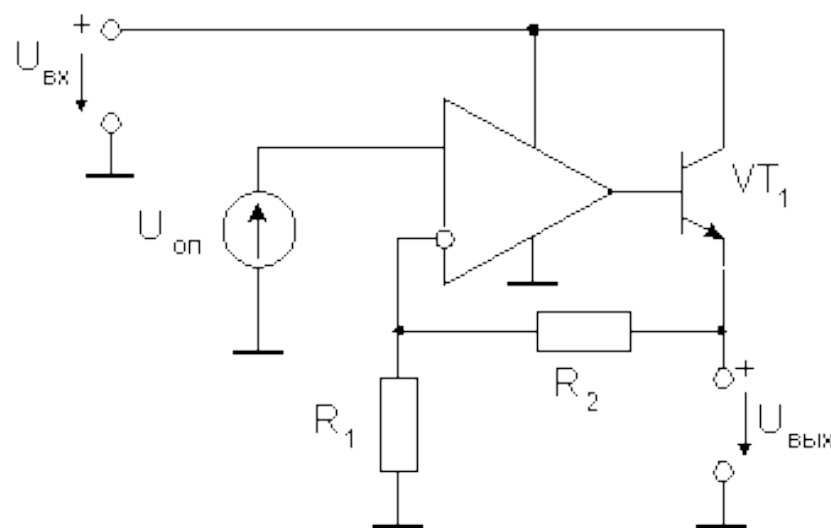


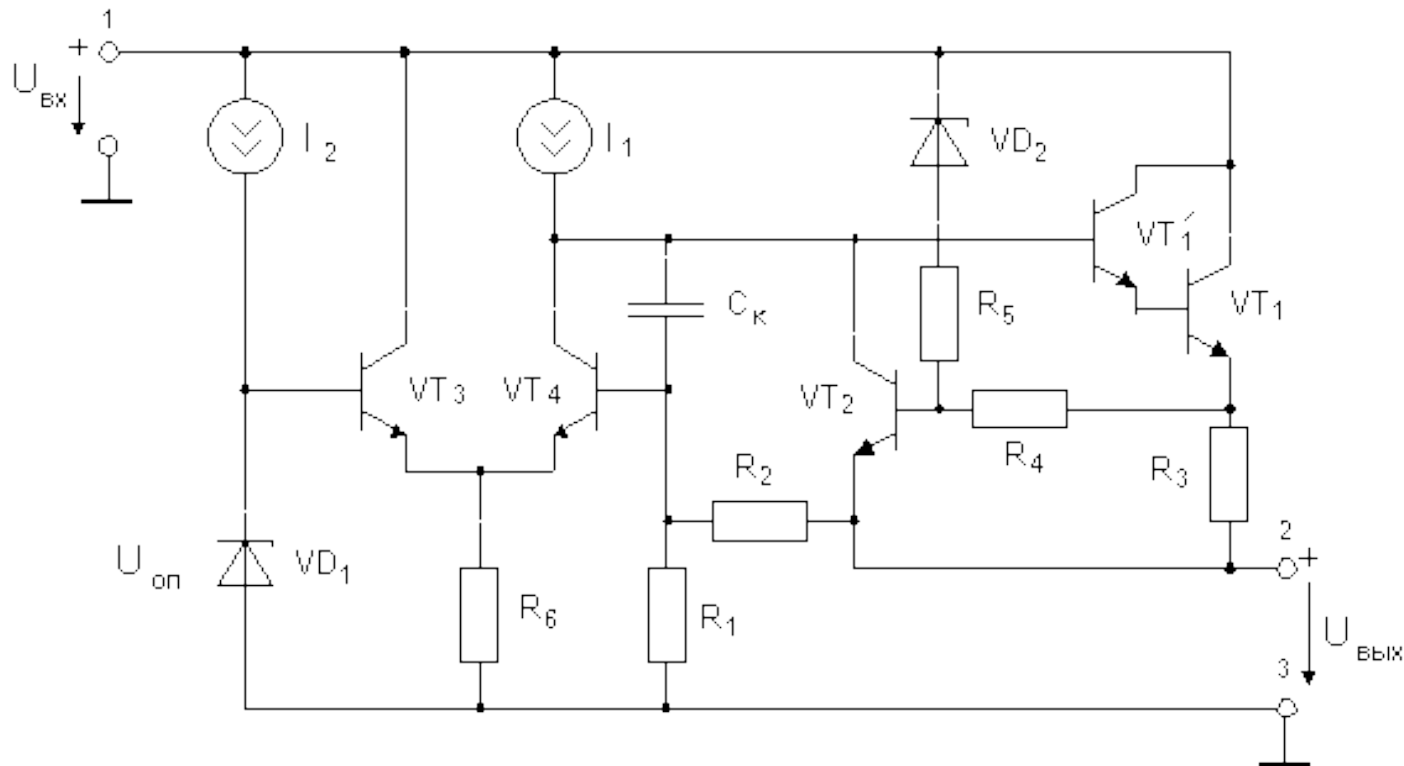
Схема состоит из операционного усилителя, включенного по схеме неинвертирующего усилителя с отрицательной обратной связью по напряжению и выполняющего роль усилителя ошибки. Выходной ток ОУ управляет регулирующим транзистором  $VT_1$ , включенным по схеме эмиттерного повторителя.

Питание операционного усилителя осуществляется однополярным положительным напряжением. Это накладывает ограничения на допустимый диапазон входных и выходных сигналов, которые должны быть только положительными.

Представленная схема стабилизатора может быть выполнена в виде интегральной схемы.

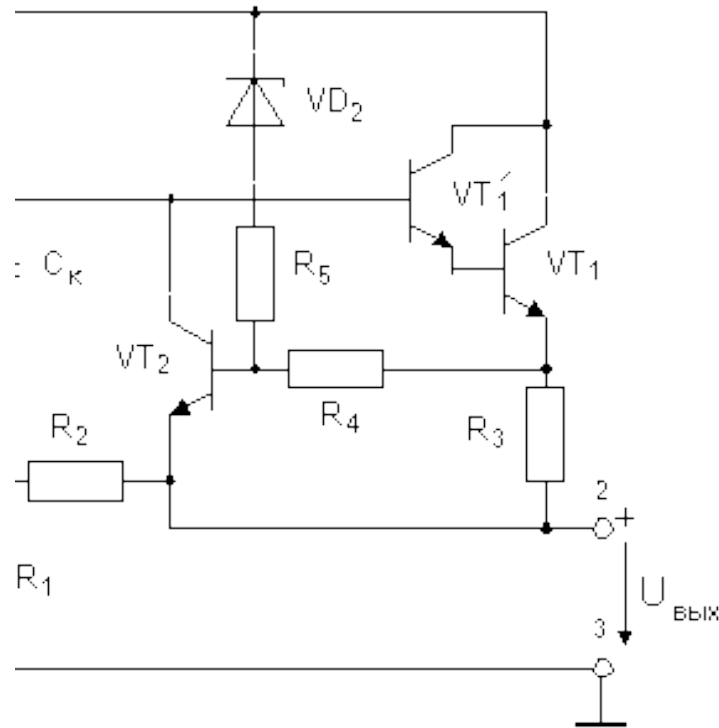
Такие схемы выпускаются промышленностью (например, серии  $\mu A78xx$ , LM310, 142ЕНxx, TPS77xxx и др.) на несколько значений стандартных выходных напряжений: от 1,2 до 27 В.

## Упрощенная схема интегрального стабилизатора напряжения



Требования, предъявляемые к регулирующему усилителю, не очень высоки, поэтому, как правило, достаточно простейшей схемы дифференциального усилителя.

Для получения опорного напряжения могут быть использованы различные способы. На рис. 2 в качестве источника опорного напряжения (ИОН) показан символический стабилитрон  $VD_1$ . Реально в низковольтных стабилизаторах используется ИОН на ширине запрещенной зоны.



Интегральный стабилизатор напряжения имеет встроенную систему ограничения выходного тока. Для этого в схему включены резистор  $R_3$  и транзистор  $VT_2$ . Если падение напряжения на  $R_3$  превысит величину, равную приблизительно 0,6 В, транзистор  $VT_2$  откроется и предотвратит дальнейшее увеличение базового тока транзистора  $VT_1$ , поэтому величина выходного тока стабилизатора ограничена уровнем

$$I_{\text{вых.макс}} = 0,6B/R_3.$$

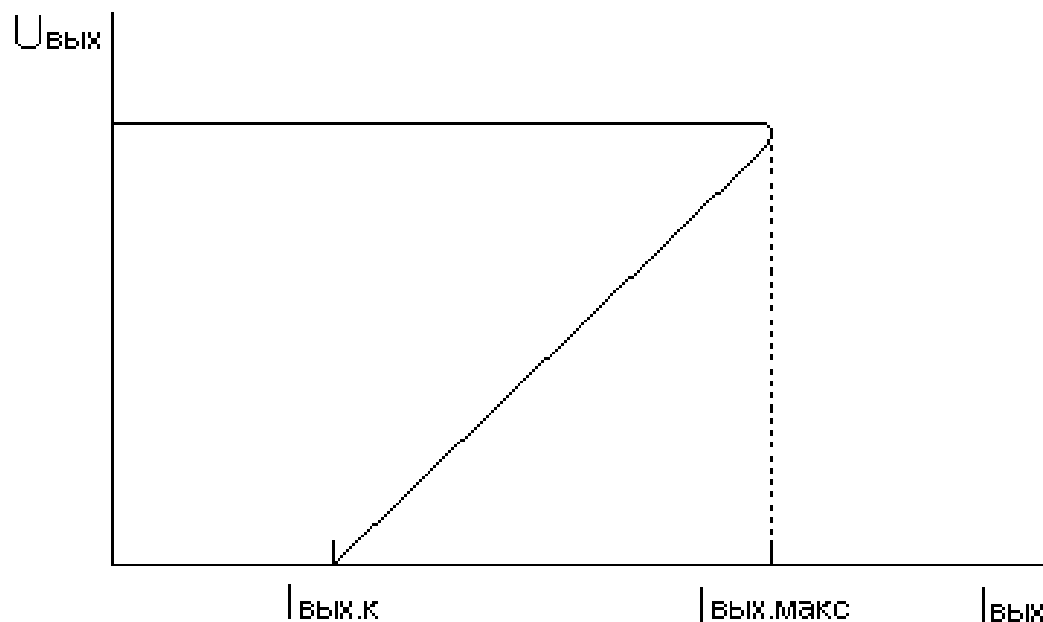
При этом мощность, рассеиваемая на выходном регулирующем транзисторе  $VT_1$ , равна

$$P_m = I_{\text{вых.макс}}(U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}})$$

В случае короткого замыкания эта мощность значительно превысит предельную мощность для регулирующего транзистора, т.к. при этом выходное напряжение упадет от номинальной величины до нуля. Чтобы снизить мощность, рассеиваемую в этом случае транзистором, одновременно с уменьшением выходного напряжения нужно уменьшать уровень ограничения тока.

## Ограничение тока с «падающей» характеристикой

При таком способе ограничения тока внешняя характеристика стабилизатора имеет неустойчивый участок.



В случае значительного увеличения напряжения на регулирующем транзисторе происходит быстрый рост мощности, рассеиваемой на его коллекторном переходе. Это обусловлено тем, что соответственно возрастает разность напряжений ( $U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}$ ), которая входит в выражение для мощности (1). Защита выходного транзистора от перегрева в этом случае достигается тем, что уровень ограничения тока  $I_{\text{вых.макс}}$  делают зависимым от разности напряжений ( $U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}$ ). В схеме стабилизатора для этой цели служат резистор  $R_5$  и стабилитрон  $VD_2$ .

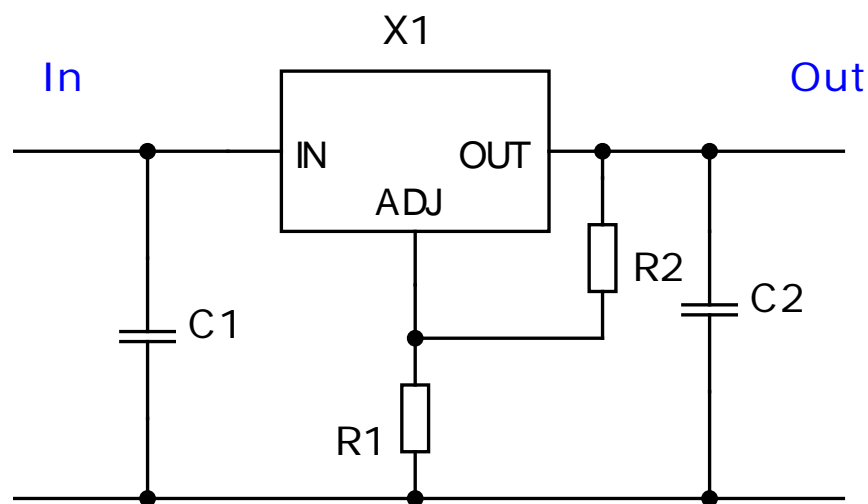
Если разность напряжений ( $U_{ВХ} - U_{ВЫХ}$ ) остается меньшей, чем напряжение стабилизации стабилитрона  $VD_2$ , через резистор  $R_5$  ток не течет. В этом случае уровень ограничения тока остается равным  $0,6V/R_3$ .

Если же эта разность превысит величину напряжения стабилизации стабилитрона, то вследствие образования делителя напряжения на резисторах  $R_5$ ,  $R_4$  появляется положительное напряжение, приложенное к эмиттерному переходу транзистора  $VT_2$ . При этом транзистор  $VT_2$  будет открываться при соответственно меньших токах через регулирующий транзистор  $VT_1$ .

В последних моделях ИМС стабилизаторов напряжения все шире применяется тепловая защита от перегрузок. Так, например, ADP3303 снабжен схемой, которая резко снижает выходной ток при нагреве кристалла до температуры  $165^{\circ}\text{C}$ .

## Регулируемые стабилизаторы напряжения

Кроме стабилизаторов с фиксированным выходным напряжением выпускаются также регулируемые стабилизаторы напряжения (например, 142ЕН3 или 1168ЕН1). В схемах таких стабилизаторов отсутствует делитель напряжения  $R_1$ ,  $R_2$  (для предыдущей схемы), а база транзистора  $VT_4$  подключена к выводу микросхемы для соединения с внешним делителем напряжения. Схема включения регулируемого стабилизатора LM117 представлена на рисунке.

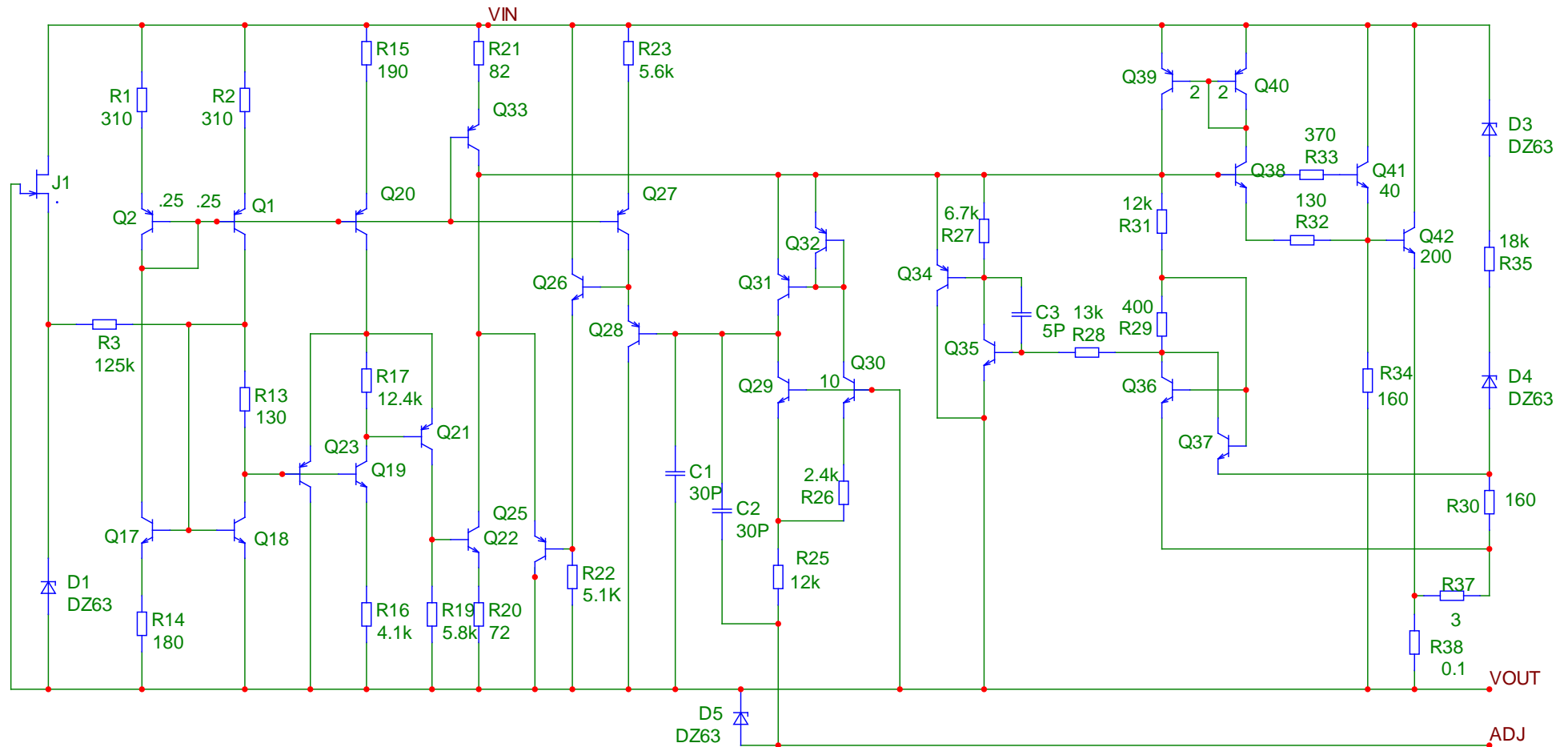


Значительная часть ИМС регулируемых стабилизаторов ( $\mu A78G$ , 142ЕН4 и др.) имеет как минимум 4 вывода, поскольку ток собственного потребления микросхемы составляет единицы миллиампер и зависит от нагрузки. Поэтому его нельзя замкнуть через цепь внешнего делителя напряжения, поскольку это вызовет изменение напряжения на делителе при изменении



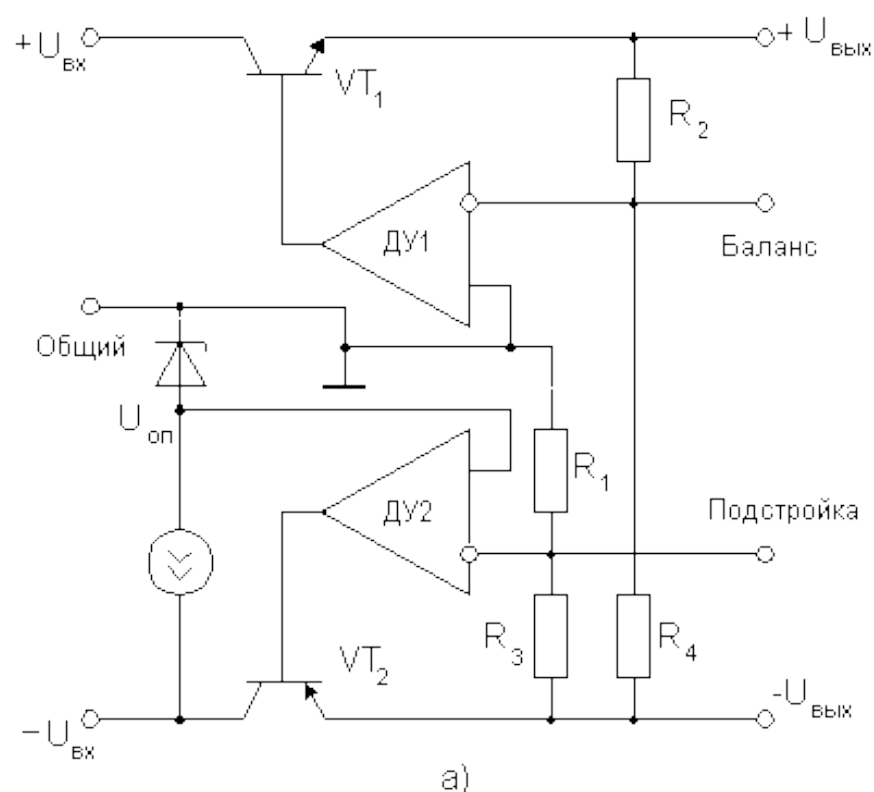
тока нагрузки. Совершенствование схемотехники ИМС стабилизаторов позволило снизить этот ток до десятков микроампер и избавиться от четвертого вывода (LM317, LT1085 и др.).

## Схема стабилизатора LM117



## Стабилизация двуполярных напряжений

Для случаев, когда требуется два симметричных относительно общей точки стабилизированных напряжения (например,  $\pm 15$  В для питания операционных усилителей) выпускаются ИМС, содержащие два стабилизатора - на положительное и отрицательное напряжение, например, NE5554 (отечественный аналог - КР142ЕН6). Упрощенная схема внутренней структуры такого стабилизатора приведена на рисунке.



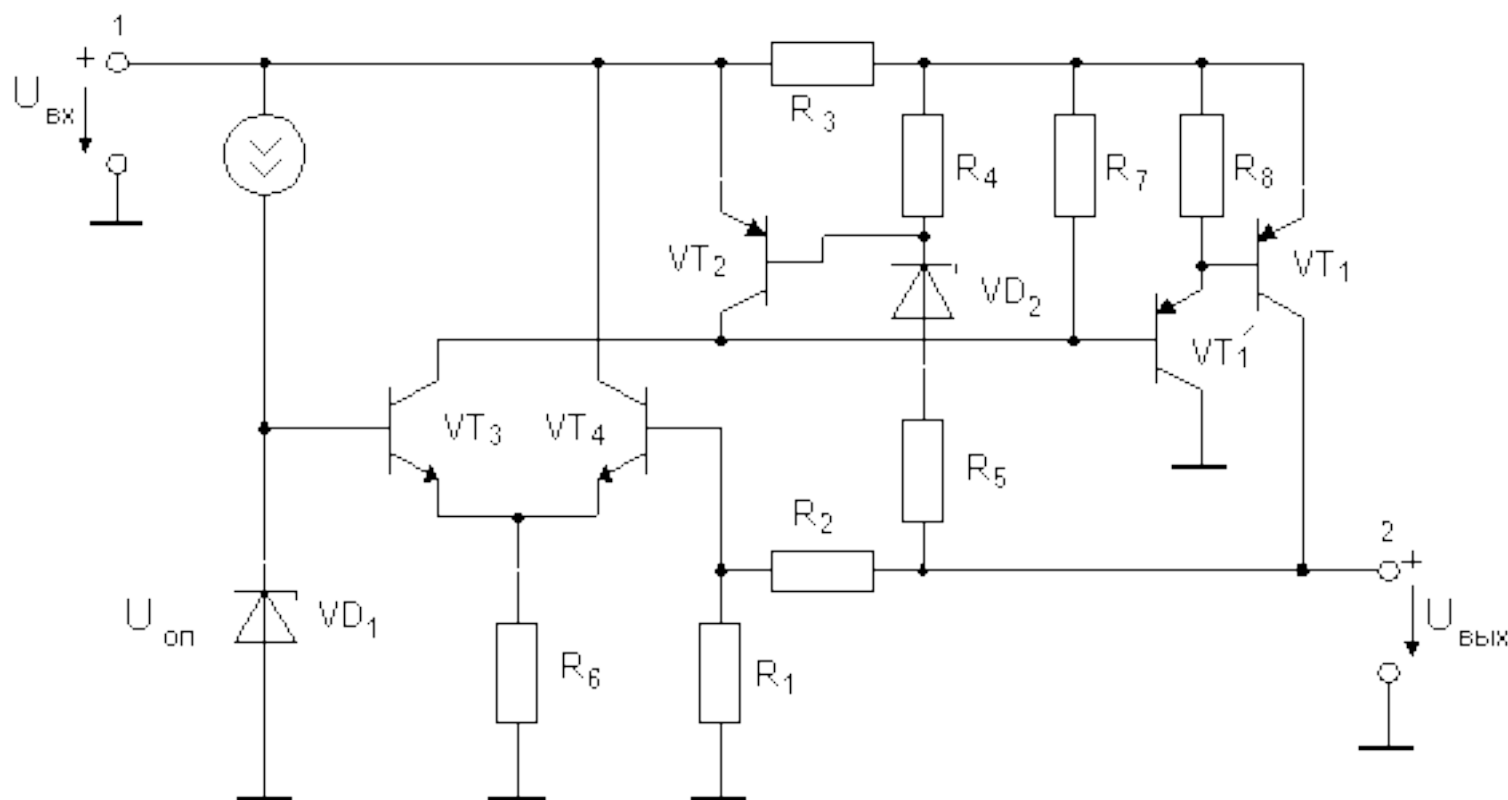
Канал стабилизации отрицательного напряжения является независимым. Дифференциальный усилитель ДУ2 управляет регулирующим транзистором VT2 так, чтобы выполнялось соотношение:

$$-U_{вых} R_1 / (R_1 + R_3) = -U_{оп}.$$

Усилитель ДУ1 с помощью транзистора VT1 стремится поддержать потенциал точки соединения резисторов R2 и R4 нулевым, что при выполнении условия  $R_2 = R_4$  обеспечивает равенство положительного и отрицательного выходных напряжений. Подключая дополнительные резисторы между соответствующими выходами микросхемы, можно независимо подстроить баланс выходных напряжений и их величину.

## Стабилизатор напряжения с малым напряжением потерь

Существенного снижения падения напряжения на стабилизаторе можно достичь применением ррр-транзистора в качестве выходного. В этом случае коллекторный ток транзистора дифференциального каскада может непосредственно использоваться в качестве базового тока выходного транзистора; при этом отпадает необходимость в источнике тока  $I_1$



Минимальное падение напряжения на стабилизаторе равно напряжению насыщения коллектор-эмиттер транзистора  $VT_1$  и не превышает 1 В.

## Основные параметры линейных стабилизаторов напряжения

Основное назначение стабилизаторов - поддерживать выходное напряжение неизменным, равным номинальному значению в условиях изменяющегося входного напряжения, токов нагрузки, температуры окружающей среды и старения элементов.

**Точность установления выходного напряжения** обычно указывается для стабилизаторов с фиксированным выходным напряжением. Она зависит, в основном, от технологических факторов. Отклонения выходного напряжения от номинального значения вызваны разбросом элементов, входящих в состав стабилизатора. Точность установления повышают путем лазерной подгонки сопротивлений делителя обратной связи.

**Коэффициент стабилизации** определяется как отношение приращения входного напряжения к вызываемому им приращению выходного напряжения стабилизатора:

$$K_{cm} = \Delta U_{вх} / \Delta U_{вых}.$$

Часто вместо этой величины в справочниках приводится так называемая "нестабильность по напряжению", под которой понимают относительное изменение выходного напряжения в % при изменении разности входного и выходного напряжений в заданных пределах. Иногда также приводится нестабильность по напряжению как абсолютное изменение выходного напряжения в мВ при изменении разности входного и выходного напряжений или просто входного напряжения в заданных пределах. Повышение коэффициента стабилизации достигается увеличением коэффициента усиления усилителя ошибки.

**Выходное сопротивление** характеризует стабильность выходного напряжения стабилизатора при изменении тока нагрузки:

$$R_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta I_{\text{н}}.$$

В справочниках вместо выходного сопротивления иногда приводится так называемая "нестабильность по току", под которой понимают относительное изменение выходного напряжения при изменении тока нагрузки в заданных пределах, в процентах от номинальной величины для стабилизаторов с фиксированным выходным напряжением и в милливольтмах - для регулируемых стабилизаторов.

**Температурный коэффициент напряжения** характеризует стабильность выходного напряжения стабилизатора при изменении температуры окружающей среды:

$$TKH = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta T^{\circ}.$$

В справочниках часто приводится так называемая "температурная стабильность", под которой понимают относительное изменение выходного напряжения в процентах от номинальной величины при изменении температуры окружающей среды в допустимых для данной ИМС пределах. Используется также термин "температурный дрейф выходного напряжения", определяемый отношением  $\Delta U_{\text{вых}} / (U_{\text{вых.ном}} T^{\circ})$  и измеряемый в мВ/(° С\*В).

**Долговременная стабильность** определяет относительное изменение выходного напряжения в процентах от номинального значения за 1000 часов работы при температуре окружающей среды, соответствующей верхней границе рабочего диапазона.

**Коэффициент подавления пульсаций** определяется как отношение (в дБ) амплитуд основной гармоники пульсаций напряжений на выходе и входе стабилизатора при его питании от однофазного двухполупериодного выпрямителя. Обычно приводится для частоты 120 Гц, равной удвоенной частоте промышленной сети США.

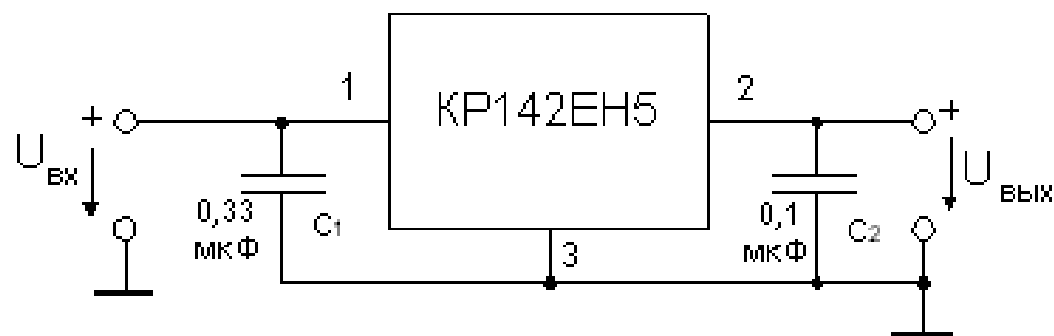
**Полное выходное сопротивление** задается либо в виде графика в функции от частоты изменения тока нагрузки, либо в виде значений в омах на частотах 10 Гц и 10 кГц.

## Эксплуатационные параметры

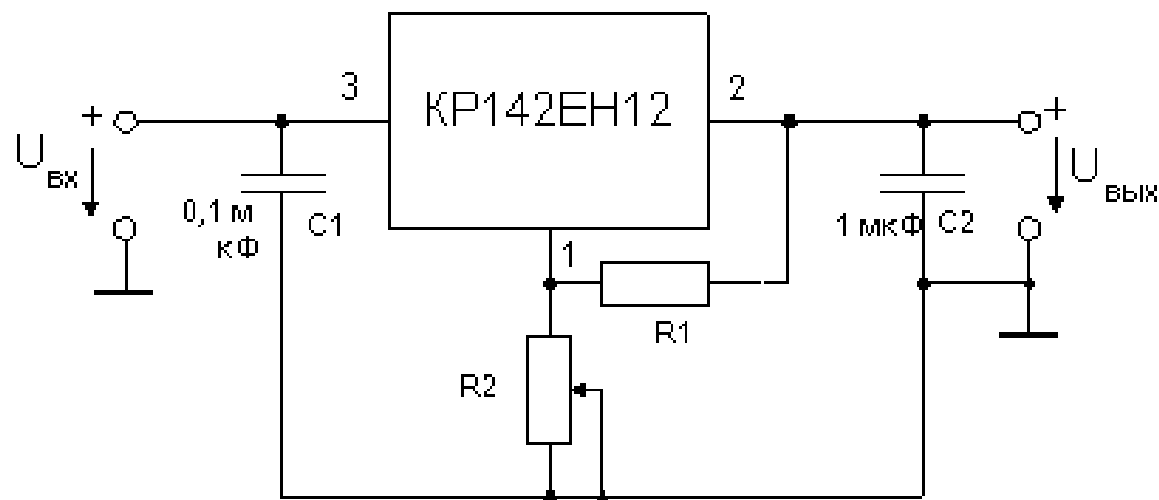
К важнейшим эксплуатационным параметрам относятся:

- диапазон допустимых входных напряжений;
- номинальное выходное напряжение для стабилизатора с фиксированным выходным напряжением, либо диапазон выходных напряжений для регулируемого стабилизатора;
- максимально допустимый ток нагрузки;
- максимально допустимая рассеиваемая мощность;
- минимально допустимое напряжение между входом и выходом стабилизатора при максимальном или дополнительно оговоренном токе нагрузки;
- ток, потребляемый стабилизатором в режиме холостого хода (часто называемый током утечки);
- допустимый диапазон температур окружающей среды.

## Типовое включение интегральных стабилизаторов



а)

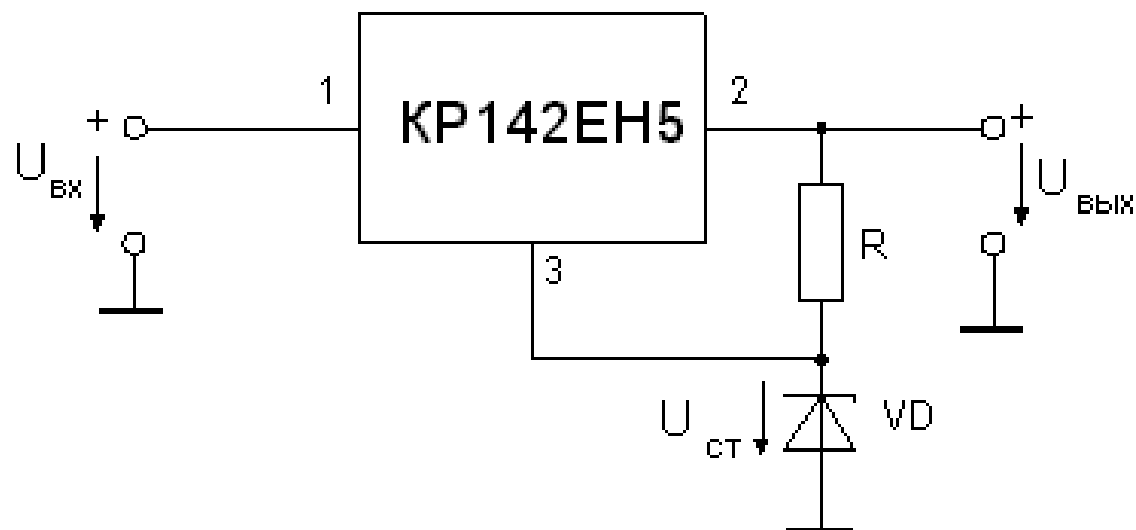


б)

Конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  включают для повышения устойчивости стабилизаторов.

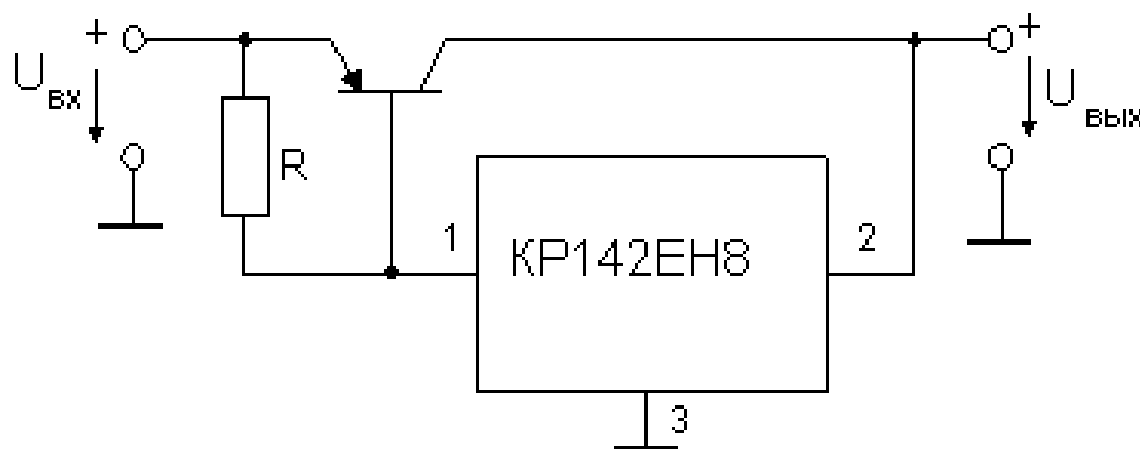


## Повышение выходного напряжения интегрального стабилизатора с фиксированным напряжением стабилизации



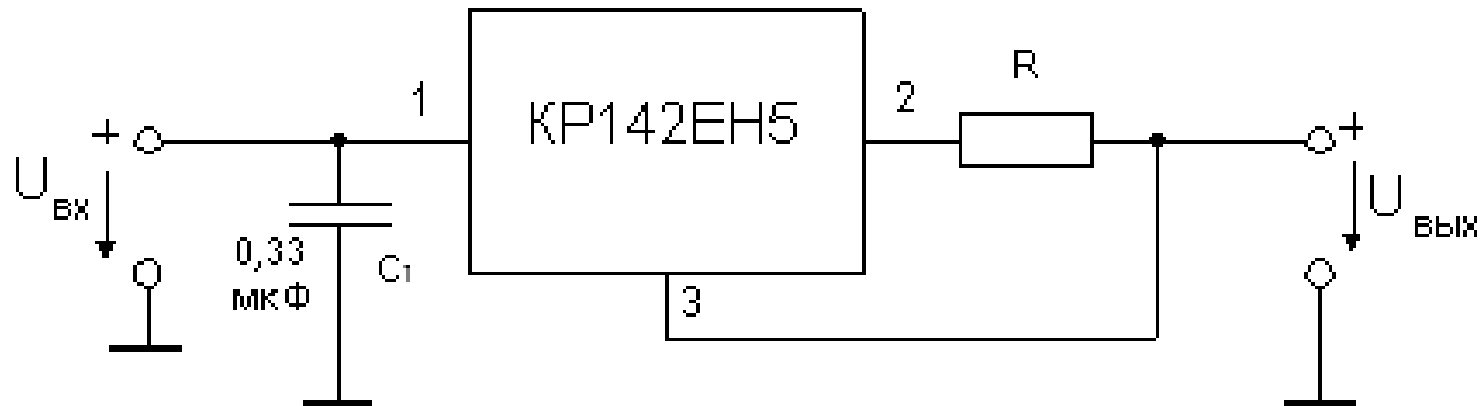
В стабилизаторах с фиксированным значением выходного напряжения имеется возможность изменения в некоторых пределах выходного напряжения. Для этого в цепь вывода массы включают стабилитрон, как показано на рисунке. Это повышает выходное напряжение на величину  $U_{ст}$ .

## Повышение максимального выходного тока



Повысить максимальный выходной ток стабилизатора можно, включив дополнительный мощный транзистор. Вместе с внутренним выходным транзистором интегрального стабилизатора он образует комплементарный составной транзистор. Недостаток такого способа состоит в том, что схема ограничения тока и цепь защиты выходного транзистора стабилизатора фактически не используется. Некоторые фирмы выпускают микросхемы, содержащие, по существу, только цепи управления стабилизатором напряжения и предназначенные для подключения к мощному транзистору по схеме, сходной с приведенной на рисунке.

## Стабилизация тока при помощи интегрального стабилизатора напряжения

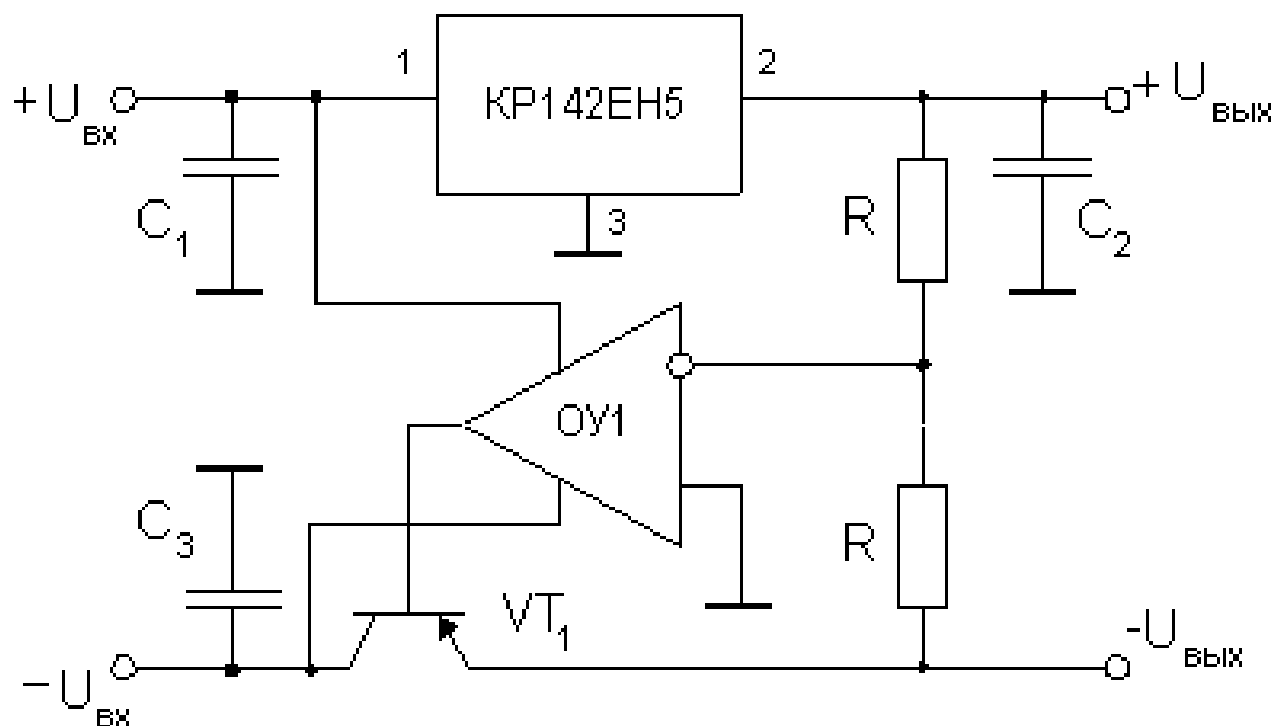


Сопротивление резистора  $R$  определяется выражением:

$$R = U_{вых.ном} / I_{вых} .$$

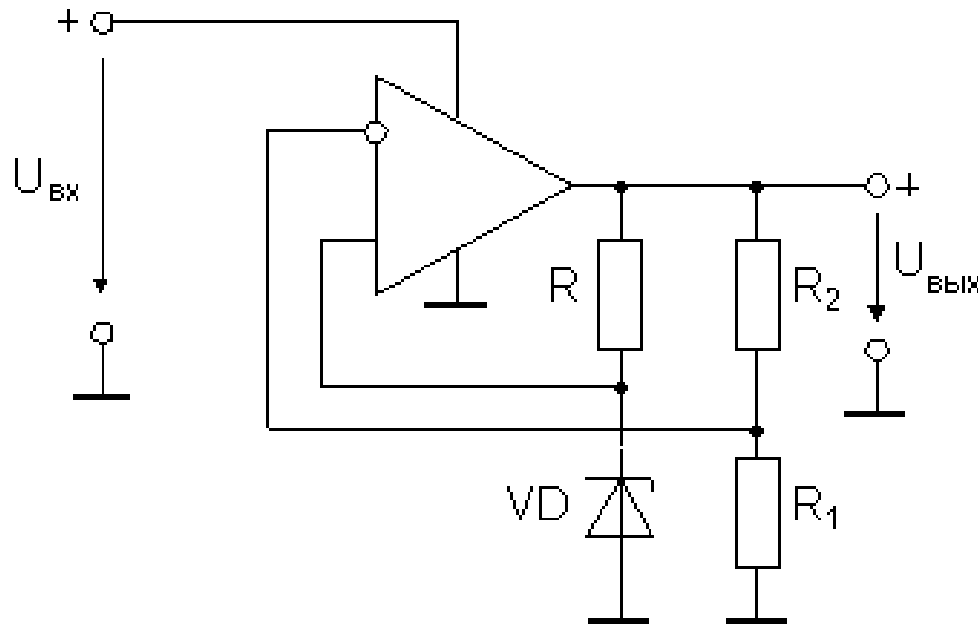
На резисторе  $R$  падает напряжение, равное номинальному выходному напряжению стабилизатора. Это составляет для KP142EH5 около 5 В, что приводит к большим потерям энергии в резисторе. Поэтому в такой схеме целесообразно использовать ИМС регулируемого стабилизатора, например, KP142EH12, у которого, при указанной схеме включения, это напряжение составит 1,2 В.

## Источник двухполярного напряжения



Поскольку потенциал неинвертирующего входа ОУ1 нулевой, то и потенциал инвертирующего входа этого усилителя также должен быть равен нулю. При работе ОУ в линейном режиме и равенстве сопротивлений резисторов в делителе это может быть только в случае равенства по абсолютной величине разнополярных напряжений на выходе схемы. В простейшем случае, если ток выхода отрицательной полярности не превосходит допустимого выходного тока ОУ, транзистор  $VT_1$  может быть исключен из схемы, а выход ОУ должен быть непосредственно соединен с отрицательным выходом стабилизатора.

## Источник опорного напряжения на стабилитроне



Качество стабилизации оценивается коэффициентом

$$K_{cm} = DU_{ex} / DU_{on} ,$$

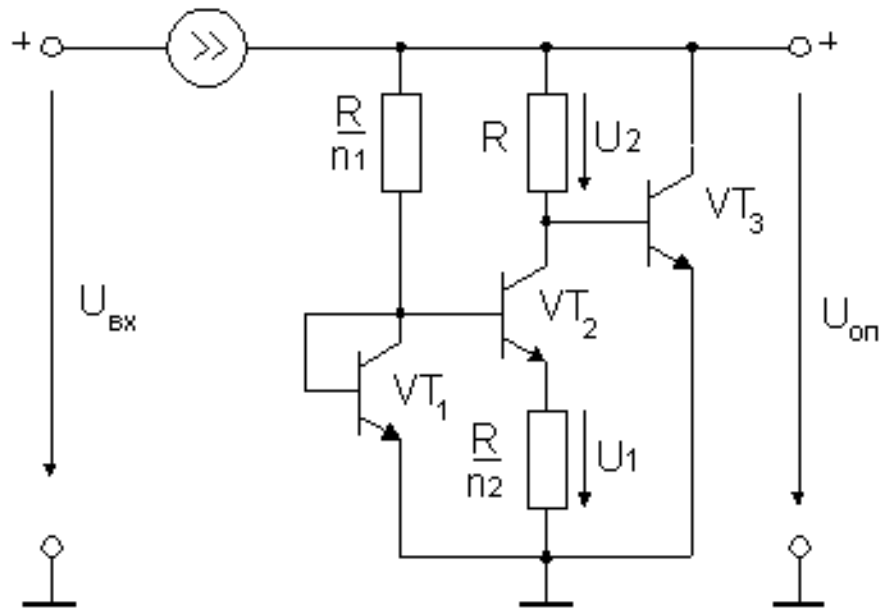
Коэффициент стабилизации в такой схеме определяется главным образом коэффициентом влияния источников питания  $K_{в.ип}$  в используемом ОУ и может достигать величины порядка 10000. Выходное сопротивление этой схемы составляет десятые доли ома. Поскольку напряжения на входах ОУ

практически равны, выходное напряжение источника опорного напряжения

$$U_{вых} = U_{on}(1 + R_2/R_1)$$

и не может быть меньше напряжения стабилизации стабилитрона. Применение ОУ позволяет также путем подгонки соотношения сопротивлений резисторов  $R_2/R_1$  достичь высокой точности опорного напряжения.

## Источник опорного напряжения на биполярных транзисторах



Напряжение база-эмиттер транзистора можно использовать в качестве опорного. Но ТКН его составляет  $-3 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$ , что соответствует примерно  $-2,1 \text{ мВ/К}$ . Он может быть уменьшен, если это напряжение суммировать с другим напряжением, имеющим положительный температурный коэффициент. Практически такое напряжение получают как разность напряжений база-эмиттер двух транзисторов, которые работают при различных токах коллектора. Схема источника опорного напряжения на биполярных транзисторах, разработанная Р. Видларом в 1968 году. Транзистор  $VT_1$  используется в диодном включении. За счет отрицательной обратной связи, осуществляемой каскадом на транзисторе  $VT_3$ , напряжение на его коллекторе (оно же выходное) установится равным величине

$U_{on} = U_{\bar{\sigma}\bar{\sigma}3} + U_2 = U_{\bar{\sigma}\bar{\sigma}3} + n_2(kT/e_0)\ln n_1 = 1,2 \text{ В}$

$$U_{on} = U_{\bar{\sigma}\bar{\sigma}3} + U_2 = U_{\bar{\sigma}\bar{\sigma}3} + n_2(kT/e_0)\ln n_1 = 1,2 \text{ В}$$

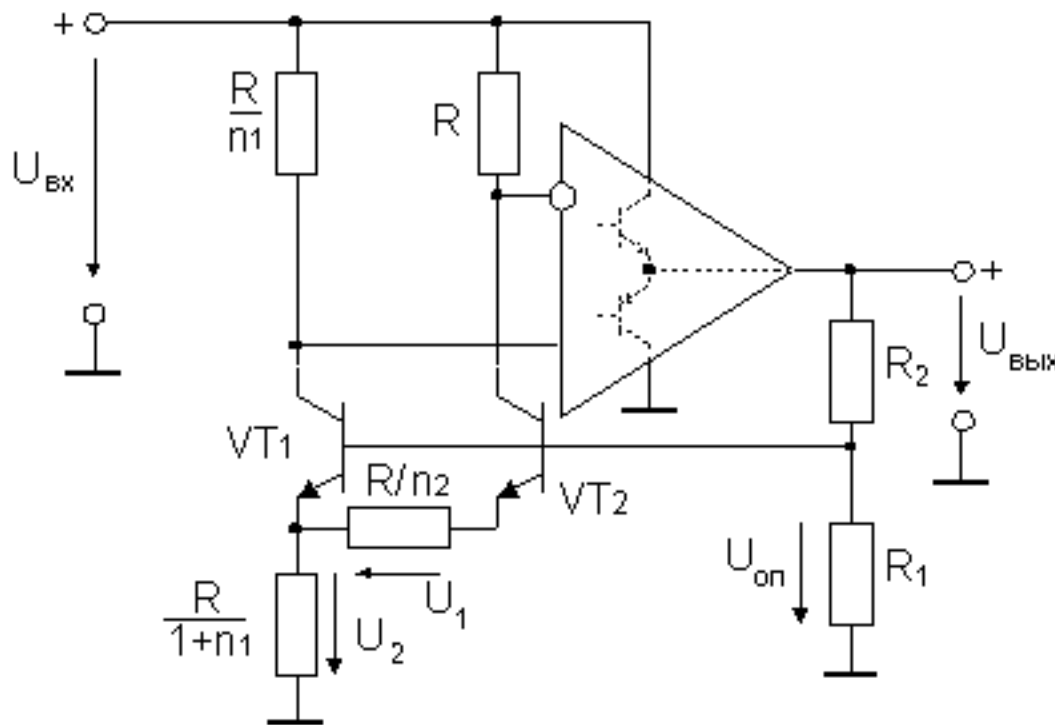
и почти не будет зависеть от температуры.

Можно показать, что в такой схеме ТКН равен нулю, если  $n_1$  и  $n_2$  подобраны так, чтобы выходное напряжение равнялось

$$U_{on} = W_g / e_0 = 1,205 \text{ В},$$

где  $W_g$  - ширина запрещенной зоны для кремния. Поэтому такие источники опорного напряжения часто называют **источниками на запрещенной зоне** (bandgap references).

## ИОН на биполярных транзисторах с ОУ и последовательным регулирующим элементом



Если требуется опорное напряжение выше 1,2 В, то применяется вариант этой схемы с ОУ

При работе ОУ в линейном режиме, его дифференциальное входное напряжение практически равно нулю. Поэтому, как и в предыдущей схеме, выполняется условие (2). Разность напряжений база-эмиттер транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$   $U_1 = n_2 I_{k2} R$  падает на резисторе  $R/n_2$ . Напряжение

$$U_2 = (I_{k1} + I_{k2})[R/(1+n_1)]$$

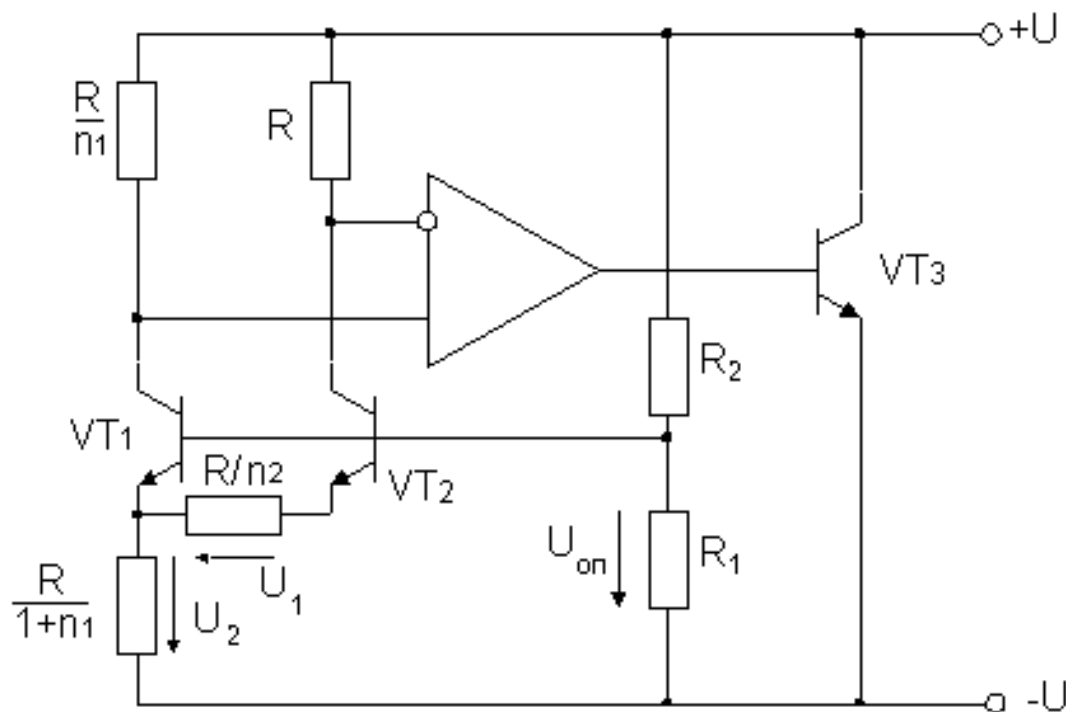
в  $n_2$  раз больше  $U_1$ . Опорное напряжение

в соответствии с вышеизложенным составляет

$$U_{on} = U_{бэ1} + U = U_{бэ1} + n_2(kT/e_0)\ln n_1$$

Если подобрать коэффициент  $n_2 \ln n_1$  таким, что  $U_{on} = 1,205$  В, то ТКН будет равен нулю. Выходное напряжение источника опорного напряжения можно варьировать путем изменения коэффициента деления делителя  $R_1, R_2$ .

## Источник опорного напряжения с регулирующим элементом



Здесь усилитель управляет транзистором  $VT_3$ , который поддерживает разность потенциалов коллектор-эмиттер равной

$$U_{оп} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right).$$

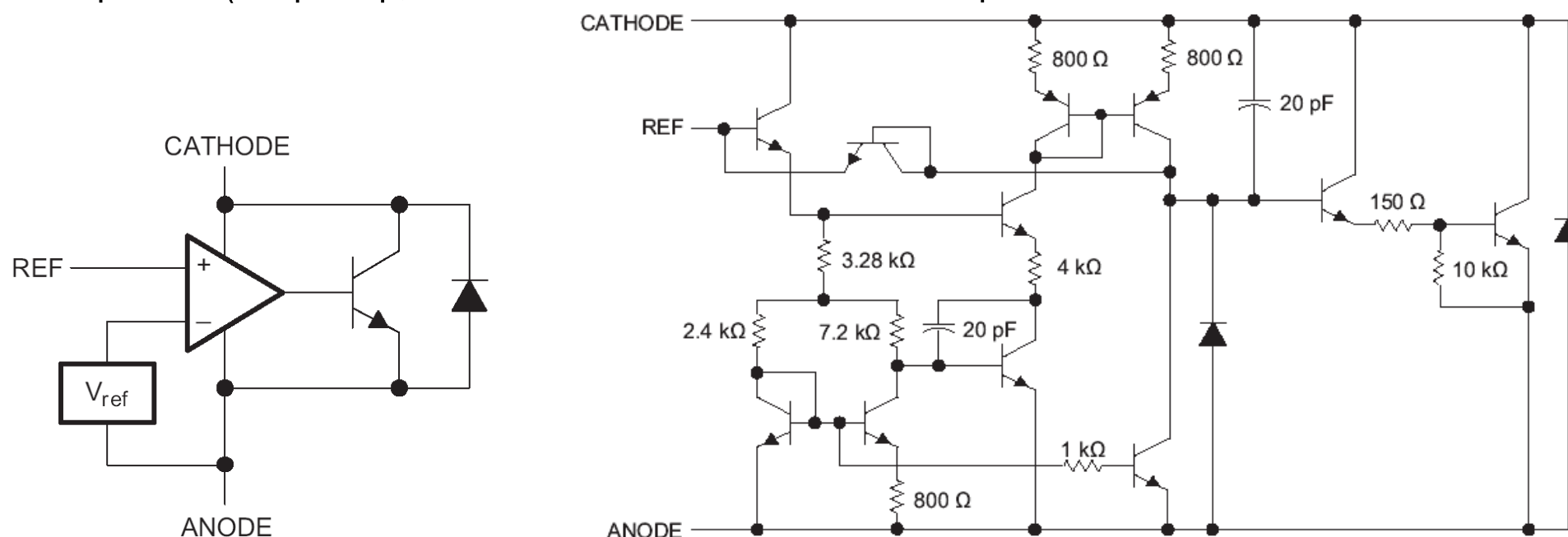
Эта схема так же как и схема на рисунке представляет собой двухвыводной опорный элемент. Ее основное достоинство - схемотехническая простота генерации опорного напряжения как положительной, так и отрицательной полярности.

Недостатком параллельного регулятора является повышенное потребление энергии в случае изменения входного напряжения источника опорного напряжения в широких пределах.



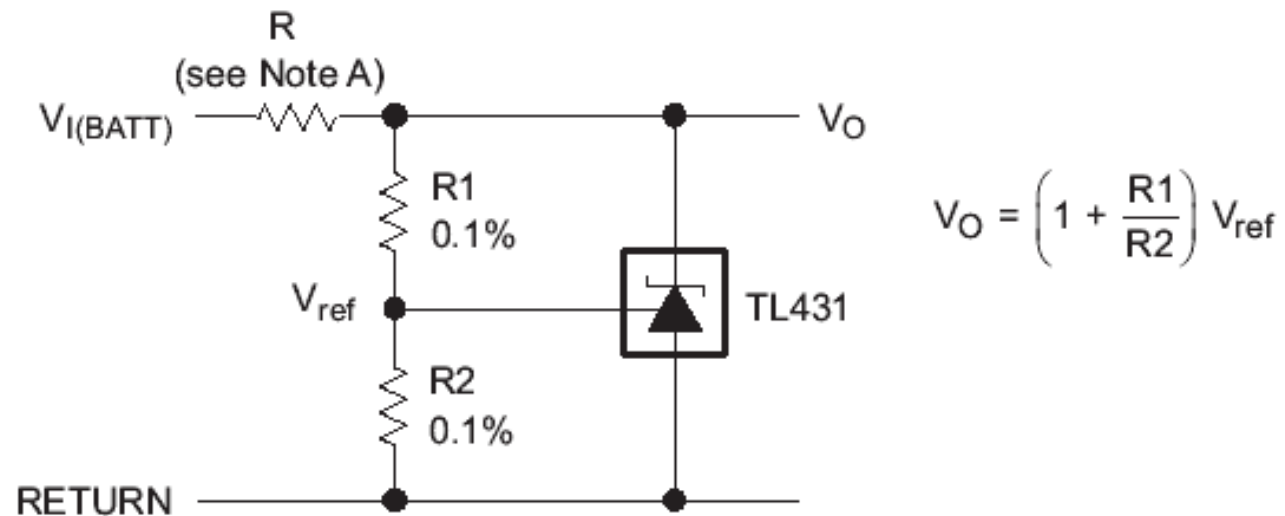
# Параллельный стабилизатор напряжения TL431 (K1156EP5x)

Микросхема TL431 представляет собой трехвыводной регулируемый прецизионный параллельный стабилизатор с высокой температурной стабильностью. Область применения: автомобильная электроника, вторичные источники питания, другая промышленная и бытовая электроника (например, в качестве эквивалента стабилитронов).

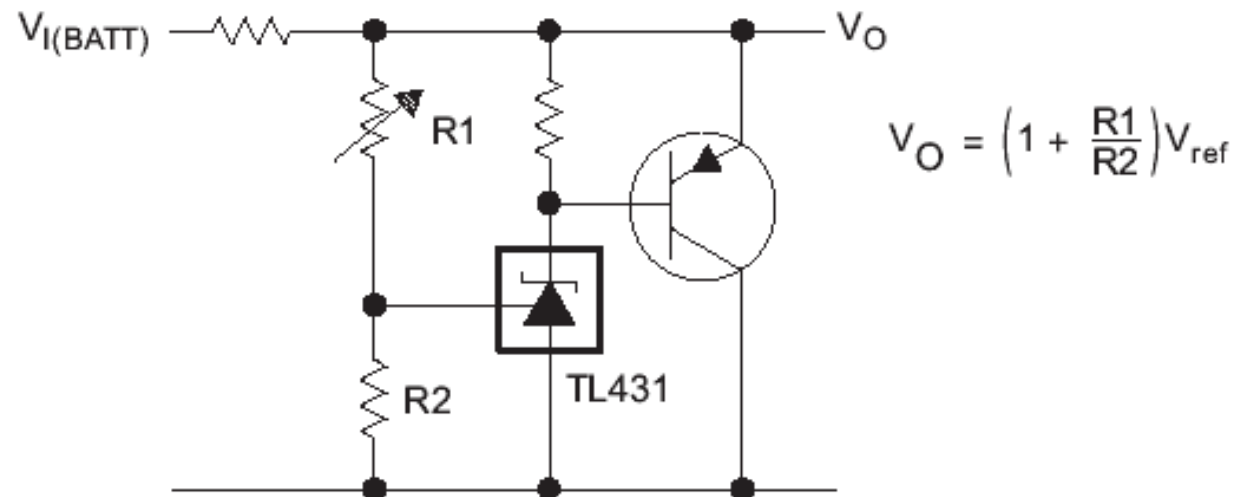


- Опорное напряжение  $2495 \text{ мВ} \pm 1\%$ ;
- Типовое значение изменения опорного напряжения  $5 \text{ мВ}$  в рабочем диапазоне температур;
- Напряжение на катоде до  $36 \text{ В}$ ;
- Рабочий ток до  $100 \text{ мА}$ ;

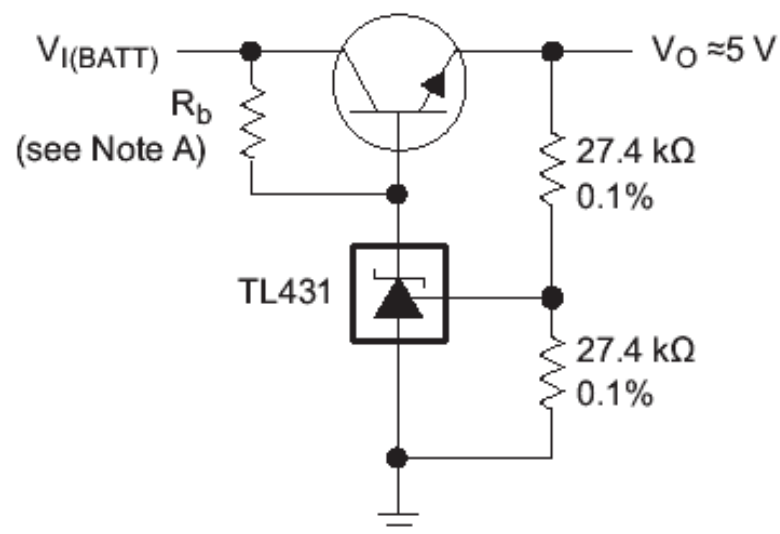
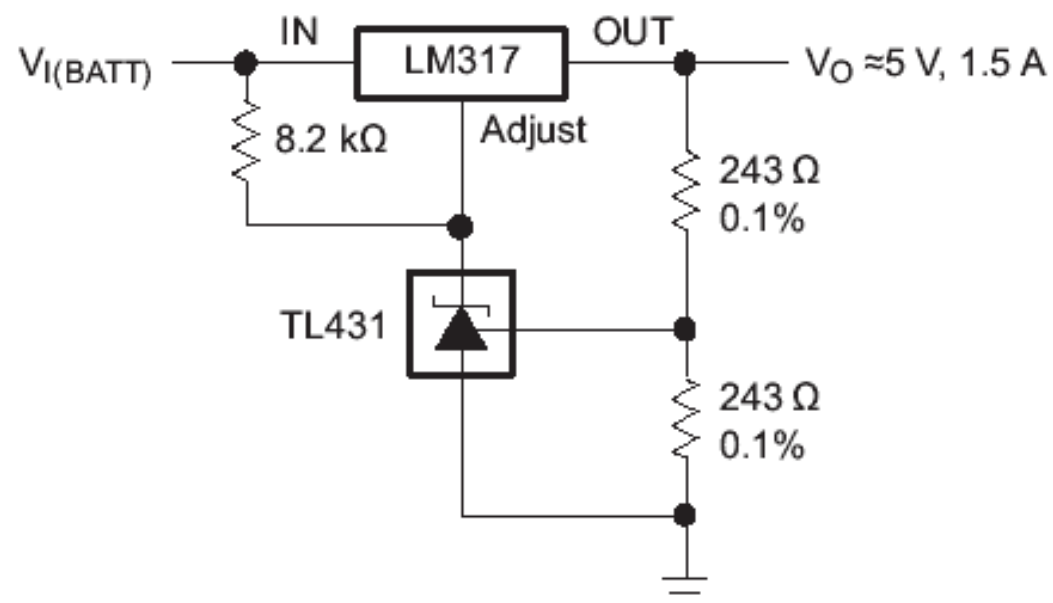
## Использование в качестве программируемого стабилитрона



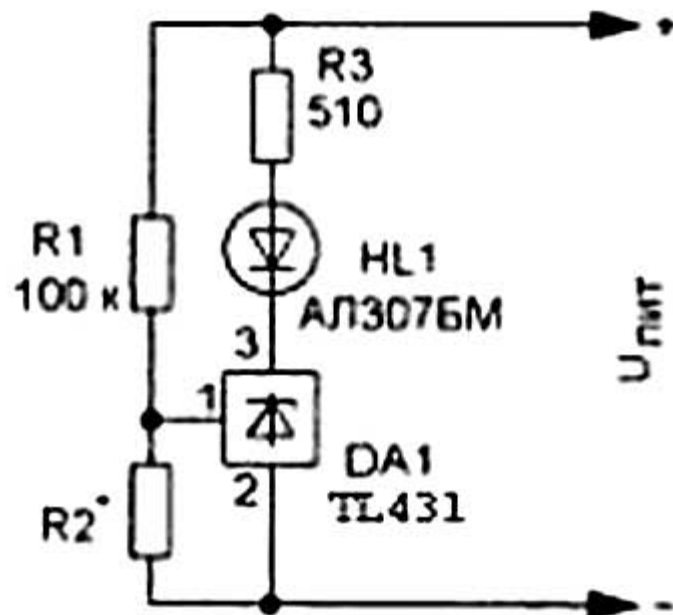
## Повышение рабочего тока



## Стабилизаторы напряжения на TL431



## Сигнализатор превышения напряжения



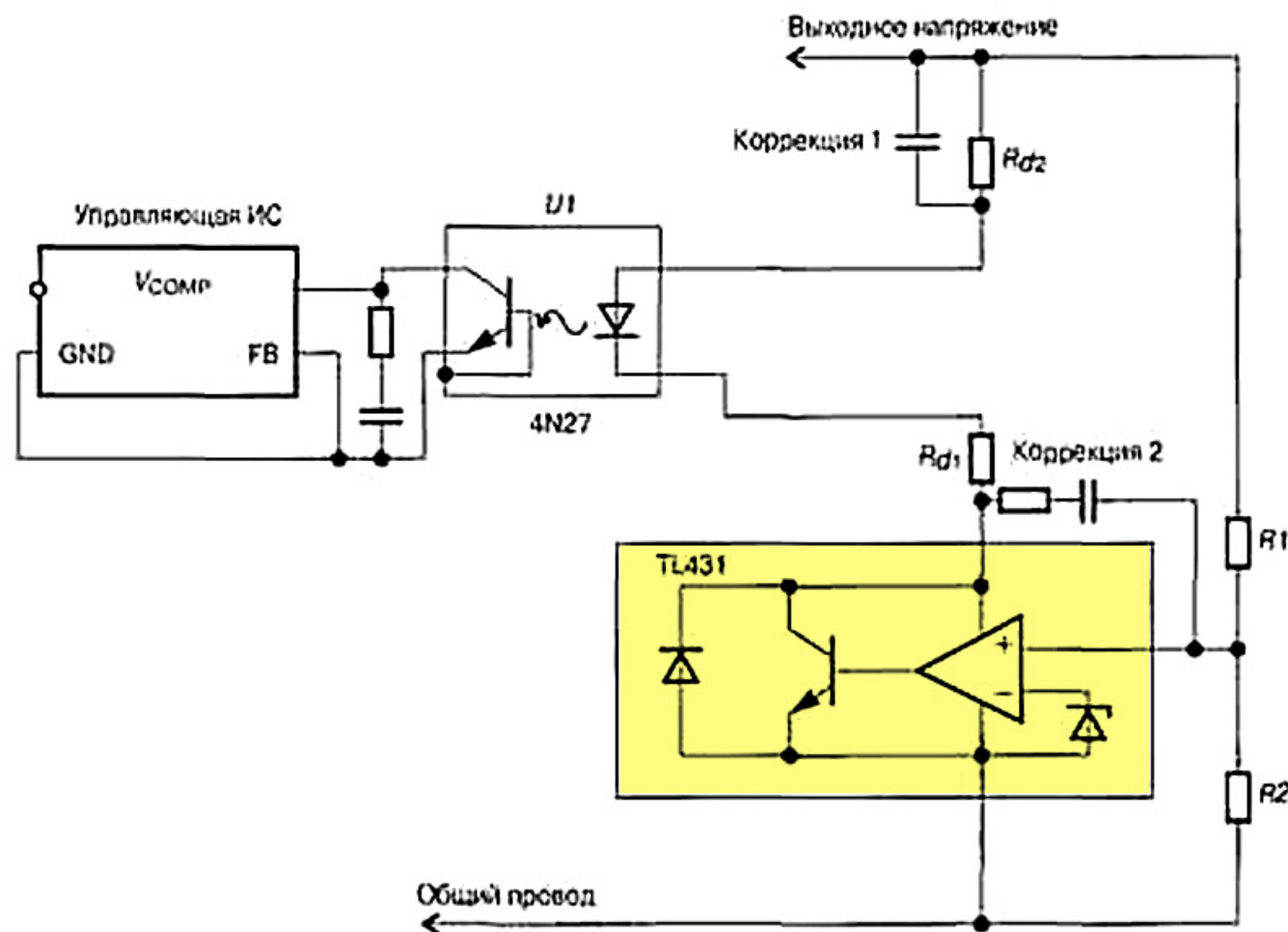
Работа такого сигнализатора основана на том, что при напряжении на управляющем электроде стабилитрона DA1 (вывод 1) менее 2,5 В стабилитрон закрыт, через него протекает лишь небольшой ток, как правило, не более 0,3...0,4 мА. Но этого тока достаточно для очень слабого свечения светодиода HL1. Чтобы этого явления не наблюдалось, достаточно параллельно светодиоду подключить резистор сопротивлением примерно 2...3 КОм.

Если же напряжение на управляющем электроде превысит 2,5 В, стабилитрон откроется и засветится светодиод HL1. необходимое ограничение тока через

стабилитрон DA1 и светодиод HL1 обеспечивает резистор R3. Максимальный ток стабилитрона составляет 100 мА, в то время как тот же параметр у светодиода HL1 всего 20 мА. Именно из этого условия и рассчитывается сопротивление резистора R3. более точно это сопротивление можно рассчитать по формуле:

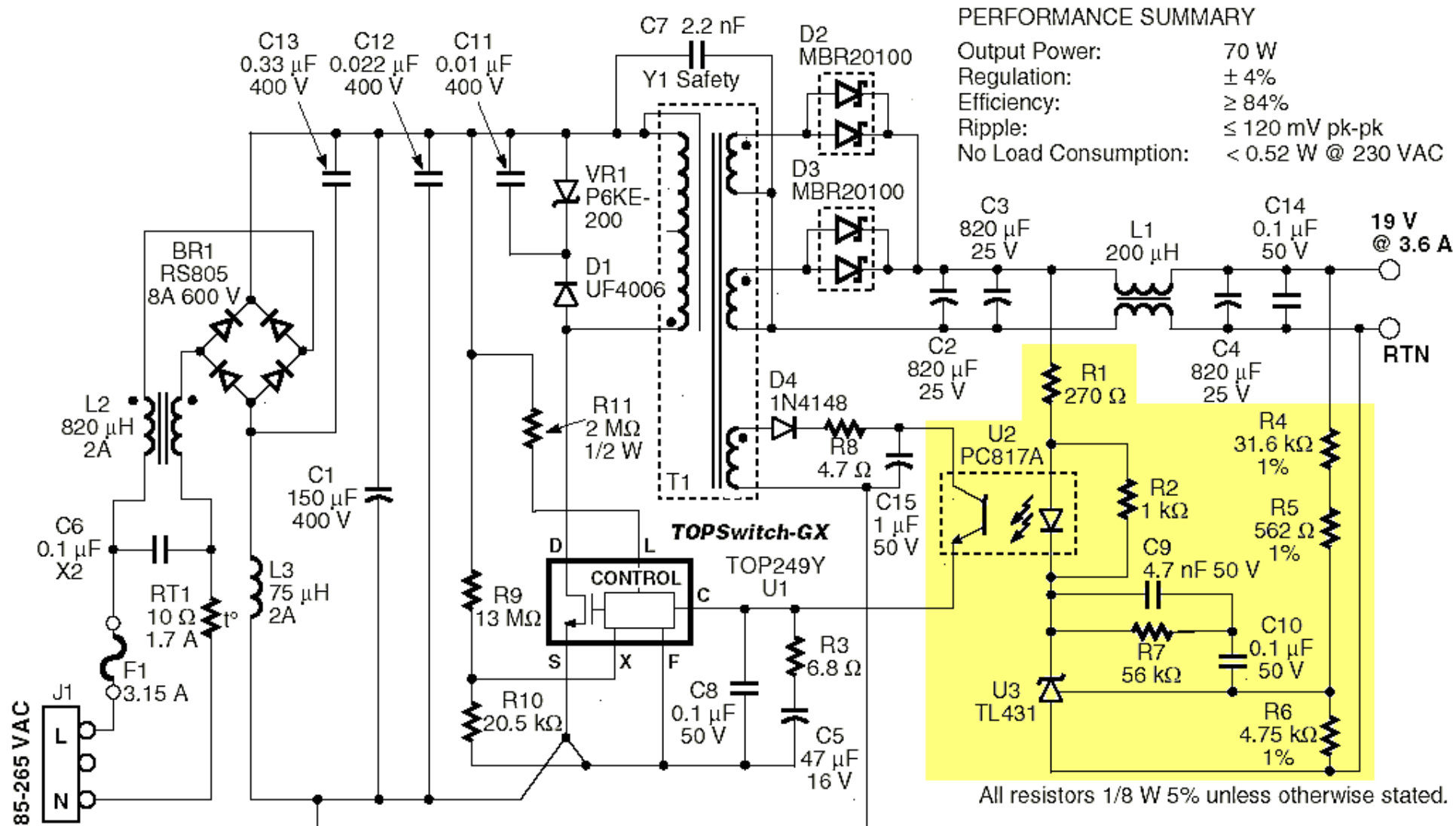
$R3 = (U_{пит} - U_{hl} - U_{da}) / I_{hl}$ . Здесь использованы следующие обозначения:  $U_{пит}$  – напряжение питания,  $U_{hl}$  – прямое падение напряжения на светодиоде,  $U_{da}$  напряжение на открытой микросхеме (обычно 2В),  $I_{hl}$  ток светодиода (задается в пределах 5...15 мА).

## Реализации обратной связи с помощью оптопары и TL431

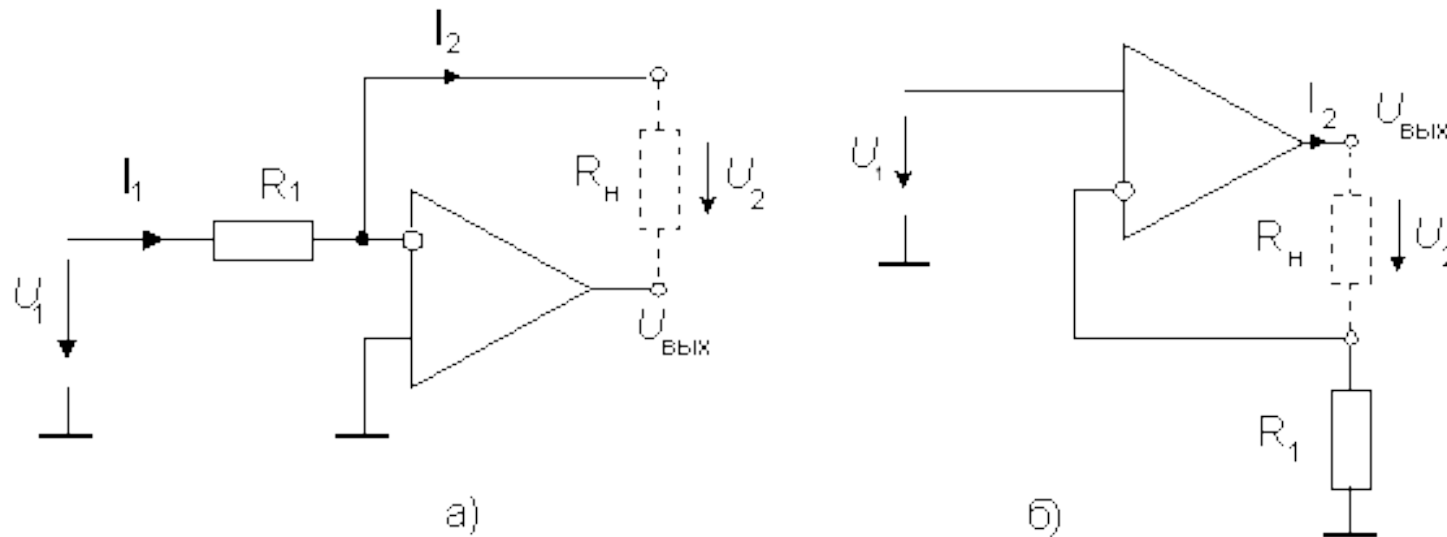


Резисторы  $R_1$  и  $R_2$  образуют делитель выходного напряжения с целью подачи на управляющий вывод микросхемы TL431 напряжения 2.5 В. Данная схема имеет две дополнительные цепи коррекции, обеспечивающие устойчивость системы стабилизации. Если повышается выходное напряжение, то повышается ток через диод оптрона и сигнал рассогласования поступает на систему стабилизации.

# Практическая схема источника питания с обратной связью на TL431



## Источники тока с нагрузкой в цепи обратной связи



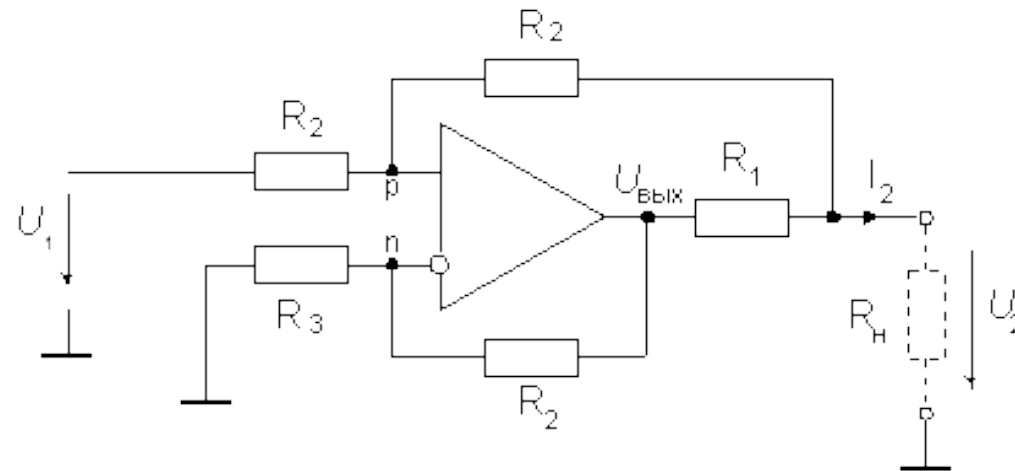
Ток источника тока:

$$I_1 = I_2 = (U_1 - U_{\text{диф}})/R_1, \approx U_1/R_1$$

Выходное сопротивление источника тока:

$$R_{\text{вых}} = -(\partial U_2 / \partial I_2) = K_U R_1$$

## Источник тока с заземленной нагрузкой



Условие независимости выходного тока от напряжения на нагрузке:

$$R_3 = (R_2)^2 / (R_1 + R_2).$$

Выражение для выходного тока источника:

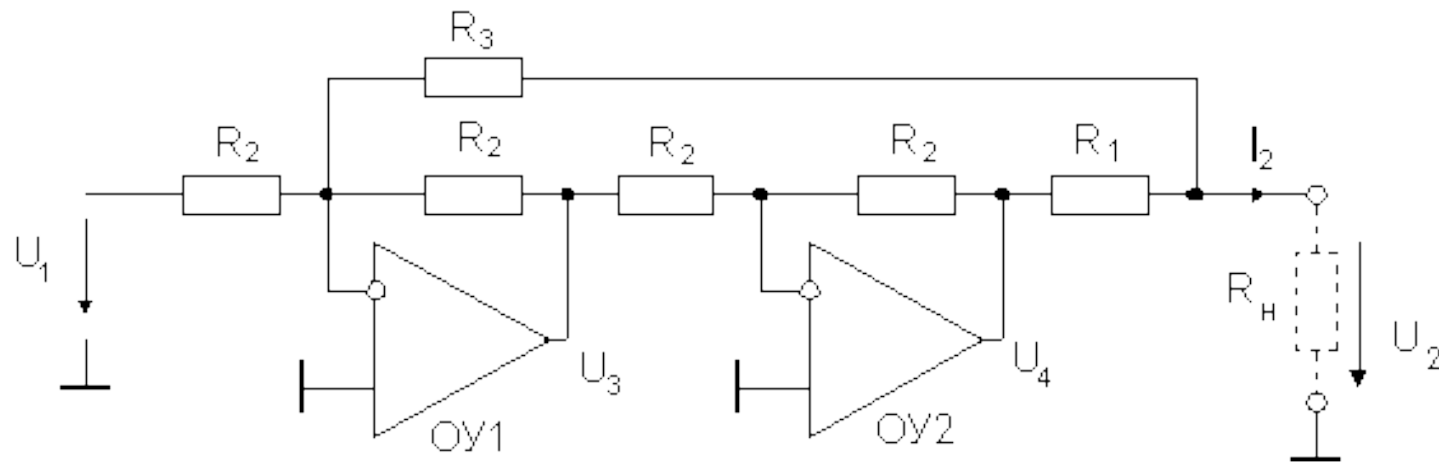
$$I_2 = U_1 / (R_1 // R_2).$$

Выполняя точную подстройку  $R_3$ , можно добиться бесконечного выходного сопротивления источника тока на низких частотах.

Недостаток схемы, однако, состоит в том, что внутреннее сопротивление  $R_{и}$  управляющего источника влияет на балансировку схемы. К тому же, ток управляющего источника напряжения зависит от сопротивления нагрузки. В результате полная балансировка источника невозможна, если  $R_{и}$ , как, например, у стабилитронов, зависит от тока.



## Источник тока на ОУ в инвертирующем включении



Выходной ток схемы:

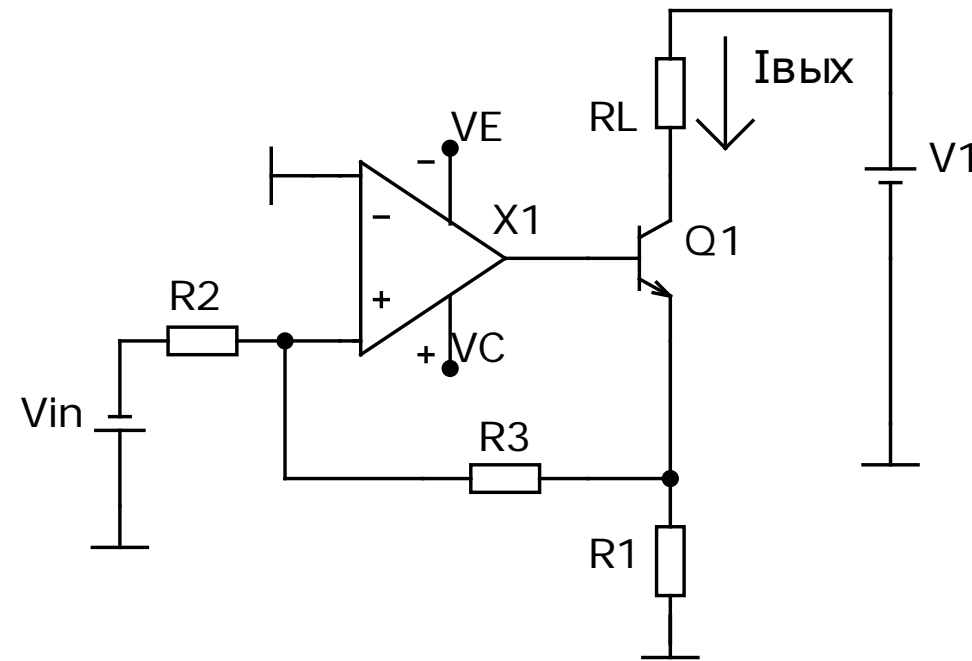
$$I_2 = U_1/R_1 + U_2[(R_2 - R_3 - R_1)/R_1R_3],$$

Выходной ток не будет зависеть от выходного напряжения, если выполняется условие:

$$R_3 = R_2 - R_1.$$



## Источник тока с биполярным транзистором

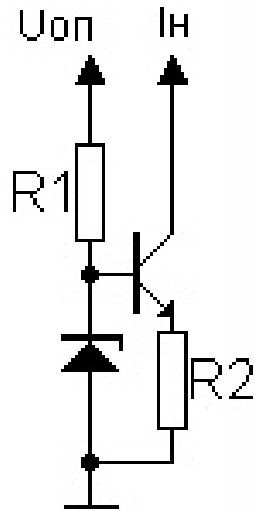


Выходной ток зависит от  $\beta$  транзистора:

$$I = -V_{in} (R1 + R3) / (R1 R2)$$

# Неуправляемые источники тока на транзисторах

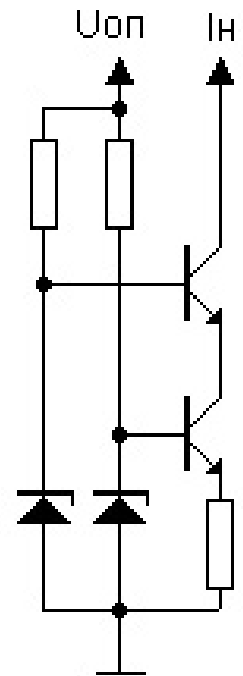
## Простейший генератор тока.



Ток нагрузки равен:  $I_n = (U_{см} - U_{бэ}) / R_2$ . Выходное сопротивление такого источника равно выходному сопротивлению каскада с общим эмиттером. Недостаток - относительно низкое выходное сопротивление и наличие эффекта модуляции  $h_{21э}$  под действием  $U_k$  из-за изменения нагрузки.

## Усовершенствованные генераторы тока.

(с каскодным включением)



## Простые двуполусные генераторы тока на ПТ.

