

# **СХЕМОТЕХНИКА**

1. Классификация, основные параметры и характеристики, общая структурная схема усилителя. Понятие усилительного каскада.
2. Режимы работы активных элементов усилительных каскадов. Схемы задания и стабилизации режима покоя в транзисторных каскадах.
3. Программное обеспечение исследования и проектирования аналоговых электронных устройств.
4. Классификация и способы осуществления обратной связи (ОС).
5. Влияние ОС на параметры и характеристики усилителя. Устойчивость усилителей с ОС.
6. Простейшие усилительные каскады в режиме малого сигнала: анализ методом эквивалентных схем.
7. Каскады на биполярных транзисторах: схемы с общим эмиттером, общей базой, общим коллектором (коэффициент усиления, влияние элементов схемы на АЧХ).
8. Режимы работы усилительных каскадов (A, B, AB, C, D).
9. Работа усилительного каскада в импульсном режиме. Способы коррекции АЧХ.
10. Простейшие каскады на полевых транзисторах.
11. Транзисторные дифференциальные усилительные каскады.
12. Транзисторные источники тока. Токовые зеркала.
13. Выходные трансформаторные усилительные каскады. Однотактные и двухтактные схемы.
14. Бестрансформаторные выходные усилительные каскады. Двухтактные схемы усиления.
15. Многокаскадные усилители. Частотные и переходные искажения.
16. Понятие идеального ОУ. Внутренняя структура ОУ.
17. Основные схемы включения ОУ.
18. Классификация ОУ, их параметры и характеристики. Особенности прецизионных и быстродействующих ОУ.
19. Типовые схемы на ОУ: суммирующий усилитель, дифференциальный усилитель, интегратор и дифференциатор, преобразователи ток-напряжение и напряжение-ток, логарифмический усилитель, компаратор напряжений.
20. Активные выпрямители на ОУ.
21. Преобразователи сопротивления. Гираторы.
22. Обобщенное описание ФНЧ. Фильтры Баттерворта, Чебышева, Бесселя.
23. Реализация активных ФНЧ на ОУ. Полосовые и заградительные фильтры на ОУ.
24. Измерительные (инструментальные) усилители. Усилители с дифференциальным входом и выходом.
25. Интегральные компараторы. Особенности структуры, основные параметры. Простейшая схема включения.

26. Триггеры на транзисторах и ОУ.
27. Триггеры Шмитта.
28. Простейшие ключи на биполярном и полевом транзисторе.
29. Аналоговые коммутаторы сигналов.
30. Избирательные усилители. Каскодные схемы.
31. Генераторы гармонических колебаний. Условия возникновения колебаний и условие стационарного режима.
32. LC-генераторы на транзисторах. Мягкий и жесткий режимы работы автогенератора.
33. Стабильность частоты колебаний автогенератора. Кварцевая стабилизация частоты.
34. RC-генераторы на транзисторах и ОУ
35. Генераторы прямоугольных импульсов. Мультивибраторы на транзисторах и ОУ.
36. Генераторы линейно изменяющегося напряжения. Функциональные генераторы на ОУ.
37. Источники опорного напряжения. Схемы сдвига уровня.
38. Интегральные таймеры. Внутренняя структура. Реализация генераторов импульсов на таймерах.
39. Аналоговые перемножители. Простейший перемножитель на базе дифференциального каскада: принцип работы, основные недостатки.
40. Типовая ИМС аналогового перемножителя: внутренняя структура, варианты применения.

# 1. Классификация, основные параметры и характеристики, общая структурная схема усилителя. Понятие усилительного каскада.

Электронные усилители классифицируют по различным признакам:

- 1) по диапазону усиливаемых частот – усилители постоянного тока (УПТ), усилители низкой частоты (УНЧ), усилители промежуточной частоты (УПЧ), усилители высокой частоты (УВЧ);
- 2) по характеру усиливаемого сигнала – усилители непрерывных и импульсных сигналов;
- 3) по усиливающей электрической величине – усилители напряжения, тока, мощности;
- 4) по ширине полосы усиливаемых частот – узкополосные (избирательные) и широкополосные усилители;
- 5) по типу нагрузки – резистивные (апериодические) и резонансные усилители.

## Основные параметры

*Коэффициент передачи или коэффициент преобразования* – это отношение выходной величины, характеризующей уровень сигнала, к входной величине. В частном случае, когда входная и выходная величины одинаковы (напряжение, ток, мощность), коэффициент передачи называют коэффициентом усиления.

Различают:

$$\text{коэффициент усиления по напряжению } K_U = K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}};$$

$$\text{коэффициент усиления по току } K_I = \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}};$$

$$\text{коэффициент усиления по мощности } K_P = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} = K_U K_I;$$

$$\text{сквозной коэффициент усиления } K_e = \frac{U_{\text{вых}}}{E_c} = K_{\text{вх}} \cdot K_U,$$

где  $K_{\text{вх}} = \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + R_c}$  – коэффициент передачи входной цепи;

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} \text{ – входное сопротивление усилителя.}$$

В связи с тем, что громкость слухового восприятия звукового сигнала пропорциональна логарифму его интенсивности, для сравнения мощностей двух колебаний была введена логарифмическая единица бел (названа по имени изобретателя телефона А. Белла). Коэффициент усиления мощности обычно выражают в более мелких единицах – децибелах:  $K_p$ , дБ =  $10 \lg K_p$ .

Если мощности  $P_h$  и  $P_{bx}$  выделяются на одинаковых сопротивлениях ( $R_h = R_{bx} = R$ ), то их отношение в децибалах можно выразить через отношение напряжений

$$10 \lg \frac{\frac{U_{bx}^2}{R}}{\frac{U_{bx}^2}{R}} = 20 \lg \frac{U_{bx}}{U_{bx}}.$$

Последнюю запись часто используют для выражения в децибалах коэффициента усиления напряжения даже при  $R_h \neq R_{bx}$ , хотя это и некорректно, т.е. полагают  $K$ , дБ =  $20 \lg K$ .

Логарифмические единицы удобны тем, что позволяют перемножение коэффициентов усиления последовательно включенных каскадов заменить сложением коэффициентов усиления отдельных каскадов усиления (выраженных в логарифмических единицах). Например,

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

$$K, \text{дБ} = K_1, \text{дБ} + K_2, \text{дБ} + \dots + K_n, \text{дБ}.$$

При усилении гармонического сигнала степень нелинейности принято оценивать коэффициентом нелинейных искажений (коэффициентом гармоник)

$$K_g = \sqrt{\frac{\sum_{K=2}^{\infty} P_K}{P_1}} \approx \frac{\sqrt{I_{2m}^2 + I_{3m}^2 + I_{4m}^2}}{I_{1m}}, \quad (1.2)$$

где  $P_K$  – мощность  $K$ -й гармоники выходного сигнала;

$I_{Km}$  – амплитудное значение  $K$ -й гармоники выходного тока;

$P_1$  – мощность первой гармоники выходного сигнала;

$I_{1m}$  – амплитудное значение первой гармоники выходного тока.

## Характеристики

**Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики** определяют возможности по усилению гармонических колебаний различных частот. Из-за наличия в усилителе реактивных элементов (в том числе и паразитных), сопротивление кото-

рых зависит от частоты, коэффициент передачи такого усилителя зависит от частоты.

Коэффициент передачи усилителя гармонических сигналов в общем случае является комплексной величиной

$$K(j\omega) = K(\omega)e^{j\phi(\omega)}, \quad (1.1)$$

где  $K(\omega) = |K(j\omega)|$  – модуль коэффициента передачи;

$\phi(\omega) = \arg K(j\omega)$  – аргумент коэффициента передачи.

Зависимость модуля коэффициента передачи усилителя от частоты входного гармонического сигнала называют *амплитудно-частотной характеристикой* усилителя (АЧХ). *Фазочастотной характеристикой* усилителя (ФЧХ) называют зависимость фазового сдвига выходного гармонического колебания относительно входного при изменении частоты.

Примерный вид АЧХ и ФЧХ для усилителя низкой частоты (УНЧ) показан на рис. 1.2. За границами рабочего диапазона частот, характеризуемого коэффициентом усиления  $K_0$  и близким к нулю фазовым сдвигом, появляются частотные и фазовые искажения. Частоты  $f_n$  и  $f_v$ , на которых коэффициент передачи падает до уровня  $0,707K_0 = K_0/\sqrt{2}$ , называются нижней и верхней граничными частотами, а разность между ними  $\Delta f = f_v - f_n$  называют полосой пропускания усилителя. Для неискаженного усиления сигналов звукового диапазона требуются усилители с полосой пропускания от 20 Гц до 20 кГц.

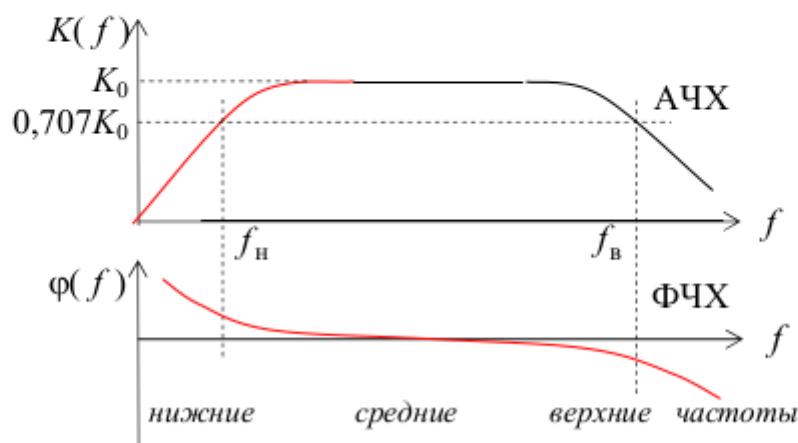


Рис. 1.2 – АЧХ и ФЧХ усилителя низких частот

## 1.5 Переходная характеристика

Об искажениях усиливаемого импульсного сигнала (например, в видеоусилителях) можно судить по переходной характеристике усилителя. Переходной характеристикой  $h(t)$  усилителя называют реакцию усилителя на входное воздействие в виде единичного скачка (ступеньки) тока или напряжения:

$$\begin{aligned} U_{\text{вх}}(t) &= 0 \text{ при } t < 0, \\ U_{\text{вх}}(t) &= 1 \text{ при } t \geq 0. \end{aligned}$$

Аналитически переходную характеристику  $h(t)$  можно определить как оригинал операторного выражения  $\frac{K(p)}{K_0 \cdot p}$ , где

$K(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)}$  – операторный коэффициент передачи (переда-

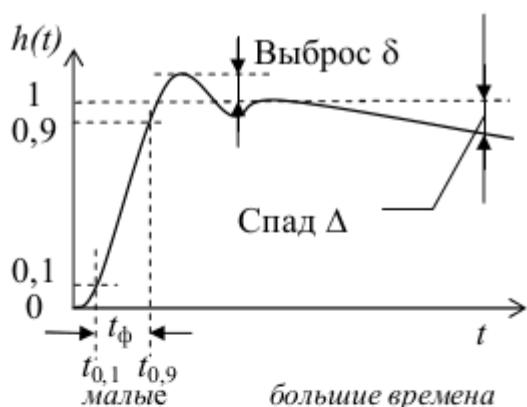


Рис. 1.3 – Переходная характеристика усилителя

уровня 0,9 от установившегося значения  $h(t)$ ;

2) относительный выброс фронта импульса  $\delta = h_{\max} - 1$ , представляющий собой превышение выходного сигнала над его установившимся значением;

3) относительный спад плоской вершины выходного импульса  $\Delta = 1 - h(t_i)$  за время действия входного импульса прямоугольной формы длительностью  $t_i$ .

точная функция усилителя). Возможный вид переходной характеристики усилителя приведен на рис. 1.3.

Представляют интерес следующие параметры переходной характеристики:

1) время нарастания фронта  $t_\phi = t_{0,9} - t_{0,1}$ , определяемое как время, в течение которого выходной импульс нарастает от уровня 0,1 до

### Общая структурная схема усилителя

обходимость в усилении электрических сигналов. Для этой цели служат **электронные усилители** – устройства, позволяющие увеличить мощность электрического сигнала без изменения его формы и частотного спектра. Увеличение мощности сигнала происходит за счет энергии источника питания.

Ко входу усилителя подключается источник сигнала ( $E_c, R_c$ ), к выходу – нагрузка  $R_h$  (рис. 1.1).

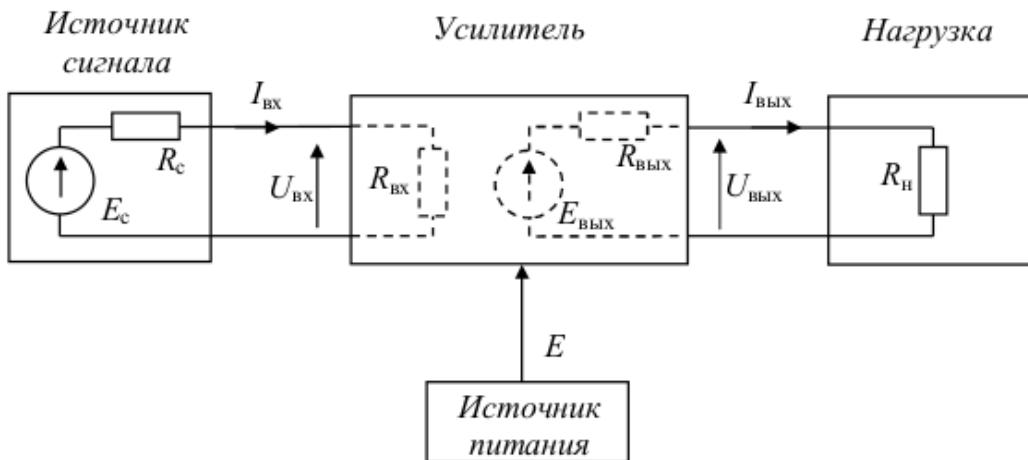


Рис. 1.1 – Структурная схема усилительного устройства

Что такое усилительный каскад Шарапов и Крайний умалчивают (либо я слепой, но я пытался... и в лекциях кста тоже не писали), поэтому вот определение из интернета, которое звучит вполне логично и съедобно:

Усилительным каскадом считается элементарная электронная схема, обеспечивающая усиление полезного сигнала. Сложные усилители обычно содержат несколько усилительных каскадов с разными свойствами. Усиление сигнала в любом каскаде усилителя всегда происходит за счет энергии источника питания и последний является неотъемлемым атрибутом усилителя.

## 2. Режимы работы активных элементов усилительных каскадов. Схемы задания и стабилизации режима покоя в транзисторных каскадах.

**линейного элемента.** Транзистор как нелинейный элемент (НЭ) в составе усилительной цепи всегда устанавливается в необходимый режим работы. Понятие режима работы связано с двумя его основными показателями: расположением рабочей точки на

вольт-амперной характеристике (ВАХ) нелинейного элемента и величиной сигнала, действующего относительно рабочей точки. Введем сначала понятие рабочей точки. Под рабочей точкой (РТ) понимают любую точку, принадлежащую ВАХ данного нелинейного элемента и имеющую всегда не менее двух координат  $U_0$  и  $I_0$  (рис. 1.5).

Положение рабочей точки может быть задано либо приложением напряжения смещения  $U_0$ , либо фиксацией постоянной величины тока  $I_0$ . В любом случае задание одной из координат  $U_0$  или  $I_0$  однозначно определяет положение рабочей точки на ВАХ НЭ. Режим, в котором НЭ работает при неизменном положении рабочей точки, носит название **статического или режима постоянного тока**. Положение рабочей точки на ВАХ можно изменять, управляя одной из ее координат  $U_0$  или  $I_0$ . Изменение положения рабочей точки возможно с помощью некоторого управляющего устройства или по воле оператора. В любом случае при включении источника питания нелинейный элемент устанавливается в **статический режим**, когда все электрические величины во времени не меняются.

Однако нелинейные элементы предназначены для преобразования сигналов, поэтому в реальном устройстве относительно рабочей точки действует некоторый сигнал, представленный изменениями напряжения или тока. На рис. 1.5 показано, как приложение некоторого гармонического напряжения  $u(t)$  относительно рабочей точки  $U_0$  перемещает последнюю по ВАХ в пределах между положениями 1 и 2, вызывая при этом негармонический ток  $i(t)$  в силу нелинейности ВАХ. Данный режим носит название **динамического или режима переменного тока**.

Приложенный к нелинейному элементу сигнал может иметь разную величину. Если размах сигнала мал в сравнении с протяженностью ВАХ (рис. 1.6, а), то такой динамический режим

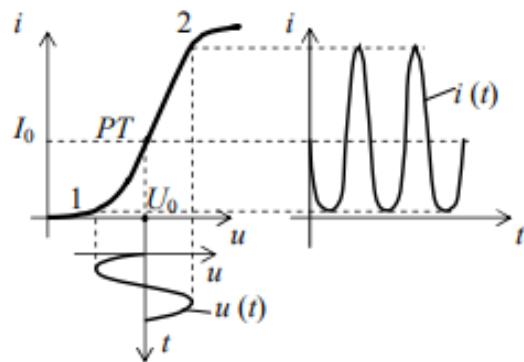


Рис. 1.5 – К пояснению статического и динамического режимов работы НЭ

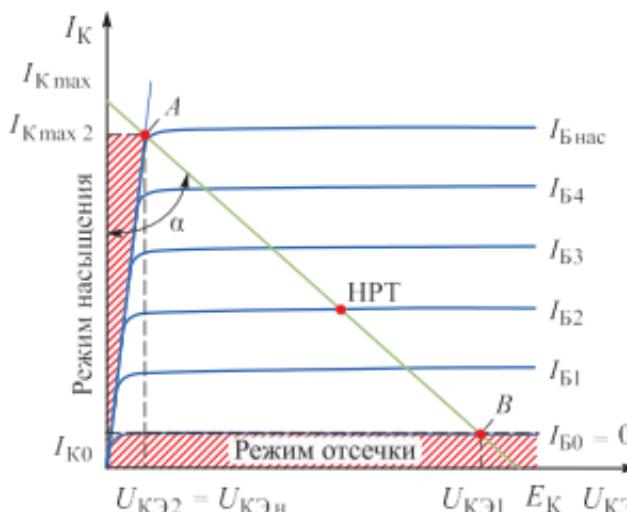
носит название **режима малого сигнала**. Когда размах сигнала соизмерим с протяженностью ВАХ или превышает ее, говорят, что нелинейный элемент работает в **режиме большого сигнала** (рис. 1.6, б). Кроме того, в практике радиотехнических устройств широко пользуются понятием **класса режима работы**. Различают несколько таких классов. Приведенные ниже иллюстрации позволяют получить нужные представления.

Про классы режимов работы, по идеи, здесь говорить не нужно, потому что есть отдельный вопрос на них ([8. Режимы работы усилительных каскадов \(A, B, AB, C, D.\)](#)), но в целом фиг его знает.

Рабочая точка по постоянному току = точка покоя.

### 2.3.1. Начальный режим работы транзистора в усилителе

Перед тем как подавать на вход усилителя сигнал, подлежащий усилению, необходимо перевести транзистор в активный режим работы, который также называют начальным режимом или режимом по постоянному току. Началь-



**Рис. 2.13.** Выходные характеристики транзистора для схемы с ОЭ:

НРТ — начальная рабочая точка транзистора;  $I_K$  — ток коллектора;  $E_K$  — напряжение в выходной цепи;  $U_{KЭ}$  — напряжение на коллекторе транзистора;  $U_{KЭн}$  — начальное напряжение между коллектором и эмиттером;  $I_{K\max}$  — максимальный ток источника коллекторного питания;  $I_{K\max2}$  — максимальное значение тока коллектора;  $A$  — режим насыщения;  $B$  — режим отсечки;  $I_{K0}$  — обратный ток коллекторного перехода;  $I_{Bнас}$  — ток базы в режиме насыщения;  $I_{B0}—I_{B4}$  — значения тока базы;  $U_{KЭ1}, U_{KЭ2}$  — значения напряжения на коллекторе транзистора

ный режим работы характеризуется постоянными токами, протекающими через выводы транзистора, и напряжениями между этими выводами. Рассмотрим схему с ОЭ и выходными характеристиками транзистора. Начальный режим работы определяется положением так называемой начальной рабочей точки с координатами  $(U_{KЭн}, I_{Eн})$ , где  $U_{KЭн}$  — начальное напряжение между коллектором и эмиттером;  $I_{Eн}$  — начальный ток коллектора. Для стабильной работы усилителя стремятся не допускать изменения положения начальной рабочей точки (рис. 2.13).

Для обеспечения начального режима традиционно рассматривают следующие три схемы:

- 1) с фиксированным током базы;
- 2) с коллекторной стабилизацией;
- 3) с эмиттерной стабилизацией.

На практике первую из этих схем почти никогда не используют. Из остальных двух схем предпочтение часто отдают схеме с эмиттерной стабилизацией. Рассмотрим эти схемы.

### Схема с фиксированным током базы

На схемах с фиксированным током базы источник напряжения  $E_E$  обычно не изображают (рис. 2.14).

В соответствии со вторым законом Кирхгофа для выходной цепи

$$I_E R_E + U_{E3} - E_E = 0.$$

Отсюда находим ток коллектора

$$I_E = -\frac{1}{R_E} U_{E3} + \frac{1}{R_E} E_E, \quad (2.4)$$

что соответствует линейной зависимости вида

$$y = kx + b.$$

Уравнение (2.4) описывает так называемую линию нагрузки. Выходные характеристики транзистора и линия нагрузки показаны на рис. 2.13.

Однако в соответствии со вторым законом Кирхгофа для входной оценки

$$I_B R_B + U_{B3} - E_E = 0.$$

Отсюда ток базы

$$I_B = -\frac{1}{R_B} U_{B3} + \frac{1}{R_B} E_E.$$

Будем пренебречь напряжением  $U_{B3}$ , так как обычно  $U_{B3} \ll E_E$ . Тогда  $I_B \approx \frac{E_E}{R_B}$ .

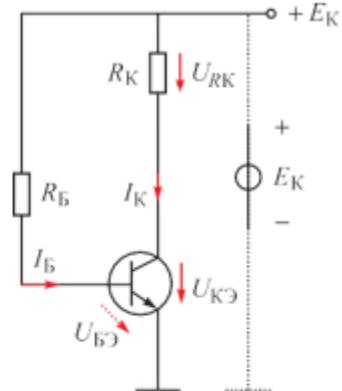
Таким образом, в рассматриваемой схеме ток базы  $I_B$  задается величинами  $E_E$  и  $R_B$  (ток фиксирован). При этом

$$I_E = \beta_{ct} I_B + I_{E0}' = 0.$$

Пусть  $I_B = I_{B2}$ . Тогда начальная рабочая точка займет положение, которое указано на рис. 2.13. На рисунке видно, что самое нижнее возможное положение начальной рабочей точки соответствует точке  $B$  (режим отсечки,  $I_B = 0$ ), а самое верхнее положение — точке  $A$  (режим насыщения,  $I_B \geq I_{B4}$ ).

Схему с фиксированным током базы используют редко по следующим причинам:

- при воздействии дестабилизирующих факторов (например, температуры) изменяются значения  $\beta_{ct}$  и  $I_{E0}'$ , что изменяет ток  $I_E$  и, следовательно, положение начальной рабочей точки;
- для каждого значения  $\beta_{ct}$  необходимо подбирать соответствующее значение  $R_B$ , что нежелательно при использовании как дискретных приборов (т. е. приборов, изготовленных не по интегральной технологии), так и интегральных схем.

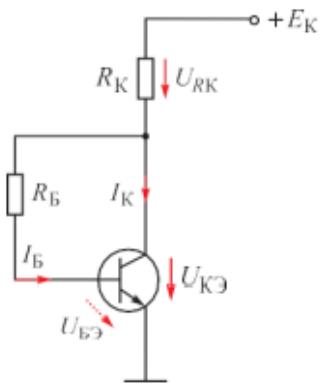


**Рис. 2.14.** Схема усилителя с ОЭ и с фиксированным током базы:

$I_K$  — ток коллектора;  $I_B$  — ток базы;  $R_B$  — балластное сопротивление на входе базы транзистора;  $R_K$  — сопротивление коллектора;  $E_E$  — источник напряжения в выходной цепи;  $U_{RK}$  — напряжение на сопротивлении коллектора;  $U_{B3}$  — входное напряжение на базе транзистора;  $U_{CE}$  — напряжение на коллекторе транзистора

### Схема с коллекторной стабилизацией

Схема с коллекторной стабилизацией (рис. 2.15) обеспечивает лучшую стабильность начального режима. В схеме имеет место ООС по напряжению. Выход схемы (коллектор транзистора) соединен со входом схемы (базой



**Рис. 2.15.** Схема усилителя с коллекторной стабилизацией:

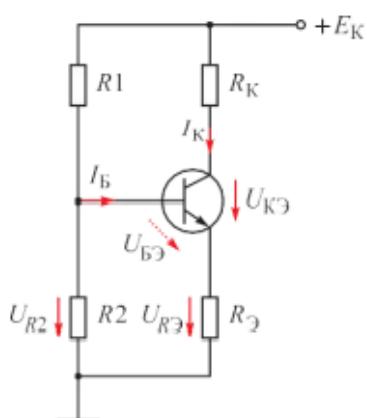
$I_K$  — ток коллектора;  $I_B$  — ток базы;  $R_B$  — балластное сопротивление на входе базы транзистора;  $R_K$  — сопротивление коллектора;  $E_K$  — источник напряжения в выходной цепи;  $U_{R\dot{E}}$  — напряжение на сопротивлении коллектора;  $U_{B\dot{E}}$  — входное напряжение на базе транзистора;  $U_{CE}$  — напряжение на коллекторе транзистора

транзистора) с помощью сопротивления  $R_B$ . Рассмотрим пример. Пусть по каким-либо причинам (например, вследствие повышения температуры) ток  $I_E$  начал увеличиваться. Это приведет к повышению напряжения  $U_{R\dot{E}}$ , снижению напряжения  $U_{B\dot{E}}$  и уменьшению тока  $I_B \approx \frac{U_{B\dot{E}}}{R_B}$ , что будет препятствовать значительному увеличению тока  $I_E$ , т. е. будет осуществляться стабилизация тока коллектора.

#### Схема с эмиттерной стабилизацией

Основная идея, реализованная в схеме с эмиттерной стабилизацией, состоит в том, чтобы зафиксировать ток эмиттера  $I_E$  и, следовательно, ток коллектора  $I_K \approx I_E$  (рис. 2.16). С указанной целью в цепь эмиттера включают резистор  $R_E$  и создают на нем практически постоянное напряжение  $U_{R\dot{E}}$ . При этом

$$I_E = \frac{U_{R\dot{E}}}{R_E} = \text{const.}$$



**Рис. 2.16.** Усилитель с эмиттерной стабилизацией:

$I_K$  — ток коллектора;  $I_B$  — ток базы;  $R_1, R_2$  — сопротивления делителя напряжения для обеспечения смещения рабочей точки;  $R_K$  — сопротивление коллектора;  $R_E$  — сопротивление эмиттера;  $E_K$  — источник напряжения в выходной цепи;  $U_{R2}$  — напряжение на сопротивлении;  $U_{B\dot{E}}$  — напряжение между базой и эмиттером;  $U_{CE}$  — напряжение на коллекторе транзистора;  $U_{R\dot{E}}$  — напряжение на сопротивлении эмиттера транзистора, обеспечивающем ООС по напряжению

Для создания требуемого напряжения  $U_{R\dot{E}}$  используют делитель напряжения на резисторах  $R_1$  и  $R_2$ . Сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  выбирают настолько малыми, что ток  $I_B$  практически не влияет на напряжение  $U_{R\dot{E}}$ . При этом

$$U_{R2} = \frac{E_K - U_{B\dot{E}}}{R_1 + R_2} \cdot R_2.$$

В соответствии со вторым законом Кирхгофа

$$U_{R\dot{E}} = U_{R2} - U_{B\dot{E}}.$$

При воздействии дестабилизирующих факторов напряжение  $U_{B\dot{E}}$  изменяется мало, поэтому мало изменяется и  $U_{R\dot{E}}$ . На практике обычно напряжение  $U_{R\dot{E}}$  составляет небольшую долю напряжения  $E_K$ .

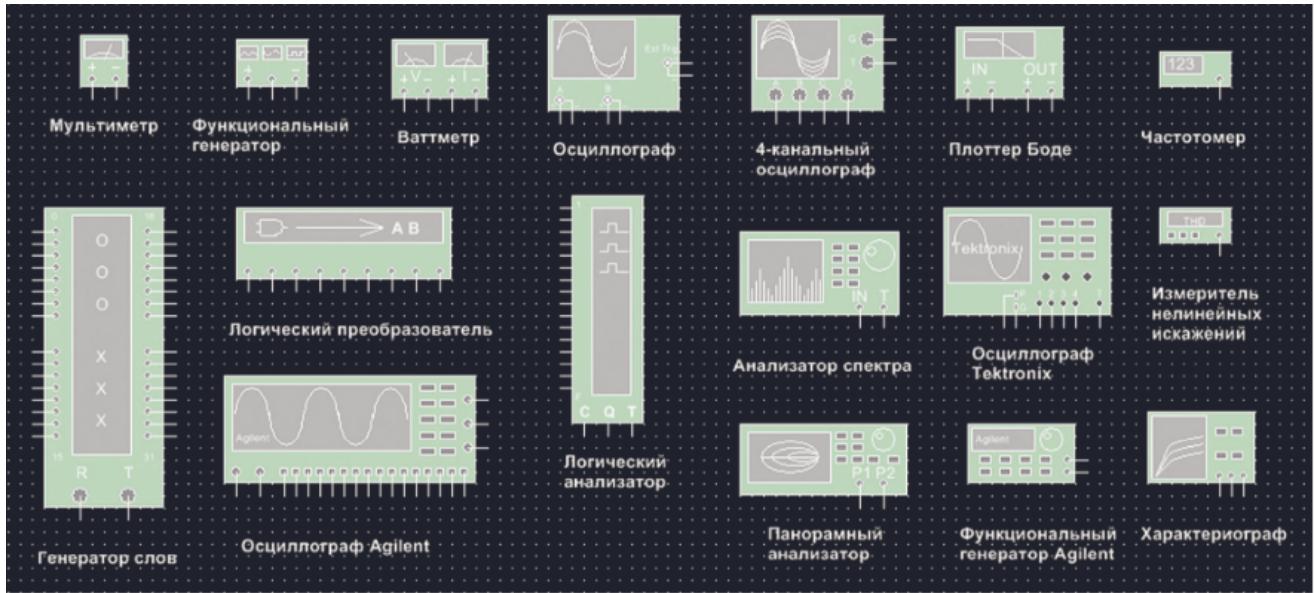
### **3. Программное обеспечение исследования и проектирования аналоговых электронных устройств.**

MultiSim – средство разработки и моделирования электронных устройств – позволяет создать схему, используя обширную библиотеку компонентов, и эмулировать поведение интегральной схемы с помощью стандартного промышленного симулятора Spice.

Библиотеки программы содержат следующие компоненты:

- источники напряжения и тока, заземление (источники постоянного и переменного напряжения, источники прямоугольных импульсов и сигнала через определенные промежутки времени, постоянные и переменные источники тока);
- базовые компоненты (резистор, переменный резистор, конденсатор, переменный конденсатор, катушка индуктивности, катушка с переменной индуктивностью, трансформатор, ключи, реле, переключатели);
- диоды (диод, стабилитрон, светодиод, диодный мостик, диод Шоттки, симистор);
- транзисторы (биполярные, полевые, МОП-транзисторы);
- аналоговые компоненты (операционный, дифференциальный, инвертирующий усилитель, компаратор);
- цифровые микросхемы ТТЛ;
- цифровые микросхемы КМОП;
- микроконтроллеры (8051, 8052, PIC16F84, PIC16F84A – с возможностью программирования) и микросхемы памяти RAM, ROM;
- подключаемые внешние устройства (дисплеи, терминалы, клавиатура);
- цифровые устройства (логические элементы, микроконтроллеры, микропроцессоры, микросхемы памяти, триггеры, регистры, счетчики, мультиплексоры, микросхемы цифровой обработки сигналов, программируемые логические интегральные схемы);
- гибридные элементы (таймер, мультивибратор, аналого-цифровой преобразователь);
- звуковые и световые индикаторы (семисегментный индикатор, цветные пробники логического уровня, зуммер, лампа накаливания);
- разъемы.

Широкий набор приборов позволяет производить измерения различных величин, задавать входные воздействия, строить графики. Все приборы изображаются в виде, максимально приближенном к реальному, поэтому работать с ними просто и удобно. В программе используется большой набор виртуальных инструментов (рис. 4) для проведения измерений: мультиметр, функциональный генератор, ваттметр, двух- и четырехканальный осциллограф, харктерограф-IV, плоттер Боде, частотомер, генератор слов, логический анализатор, логический преобразователь, измеритель нелинейных искажений, анализатор спектра, панорамный анализатор, токовый пробник, функциональный генератор Agilent, мультиметр Agilent, осциллограф Agilent, осциллограф Tektronix, измерительный пробник.



Multisim позволяет строить схемы различной степени сложности при помощи следующих операций:

- выбор компонентов из библиотек;
- выделение компонентов в рабочем поле программы;
- перемещение компонентов схемы/фрагментов схемы в пределах рабочего поля;
- поворот компонентов на углы, кратные  $90^\circ$ ;
- копирование, вставка, удаление компонентов, групп компонентов, фрагментов схем, всей схемы;
- соединение компонентов схемы проводниками;
- управление цветом проводников;
- управление цветом рабочего поля;
- одновременное подключение нескольких измерительных приборов и наблюдение их показаний на экране монитора;
- присваивание элементу условного обозначения;
- изменение параметров компонентов в широком диапазоне.

Все операции производятся при помощи мыши и клавиатуры.

Путем настройки приборов можно:

- изменять шкалы приборов в зависимости от диапазона измерений;
- задавать режим работы прибора;
- задавать вид входных воздействий на схему (постоянные и гармонические токи и напряжения, треугольные и прямоугольные импульсы).

Графические возможности программы позволяют:

- одновременно наблюдать несколько кривых на графике;
- отображать кривые на графиках различными цветами;
- передавать данные в графический редактор, что позволяет произвести необходимые преобразования рисунка и вывод его на принтер.

В Multisim входит множество средств анализа данных моделирования. Для начала анализа необходимо выбрать нужную функцию из меню **Simulate -> Analyses and simulation**, настроить параметры анализа и выполнить анализ нажатием кнопки **Simulate**. Рассмотрим некоторые из них:

1) интерактивная симуляция, то есть запуск схемы именно так, как мы ее и построили. Так, выставив источник переменного напряжения, можем провести анализ по переменному току. Вы можете менять значение интерактивного компонента в процессе симуляции и видеть результат немедленно.

## 2) DC operation point

Анализ рабочей точки на постоянном токе определяет DC рабочую точку схемы. Результат анализа обычно дает промежуточные значения для дальнейшего анализа. Например, результат, полученный из DC analysis определяет приближенно линеаризованные, малосигнальные модели для любых нелинейных компонентов, таких как диоды и транзисторы, которые будут использоваться в AC frequency анализе.

Предполагается:

- Источники переменного тока обнулены
- Конденсаторы открыты (разрывают цепь)
- Индуктивности замкнуты (закорочены)
- Цифровые компоненты представлены большим сопротивлением к земле.

## 3) AC sweep – расчет частотных характеристик (ФЧХ и АЧХ)

Для выполнения анализа необходимо задать параметры анализа в диалоговом окне AC Analysis, такие, как FSTART и FSTOP (границы частотного диапазона), Output (узлы, для которых рассчитываются характеристики схемы) и др. Выполнить анализ нажатием кнопки Simulate.

Также программа может производить моделирование других характеристик. Например, Transient – переходная характеристика, parameter sweep – многовариантный анализ (задание диапазона изменения характеристик, в результате чего будет множество выходных характеристик транзистора, как пример)

#### 4. Классификация и способы осуществления обратной связи (ОС).

Обратной связью (ОС) называют подачу части (или всего) выходного сигнала усилителя на его вход. Обычно ее специально вводят для целенаправленного изменения характеристик усилительного устройства. Однако иногда она возникает самопроизвольно. Такую обратную связь называют паразитной.

В зависимости от способа получения сигнала ОС различают обратную связь **по напряжению** (сигнал ОС пропорционален напряжению нагрузки) и **по току** (сигнал ОС пропорционален току нагрузки).

По способу введения сигнала ОС во входную цепь усилителя различают обратную связь **последовательную** (когда суммируются напряжения  $U_{\text{вх}}$  и  $U_{\text{ОС}}$ ) и **параллельную** (когда суммируются токи  $I_{\text{вх}}$  и  $I_{\text{ОС}}$ ).

Рассмотрим усилитель с последовательной обратной связью по напряжению (рис. 2.1). Сигнал ОС связан с выходным напряжением соотношением  $U_{\text{ОС}}(p) = \gamma(p) \cdot U_{\text{вых}}(p)$ , где  $\gamma(p)$  – операторный коэффициент передачи по напряжению цепи обратной связи. Напряжение на входе усилителя с ОС можно представить в виде

$$U(p) = U_{\text{вх}}(p) - U_{\text{ОС}}(p) = U_{\text{вх}}(p) - \gamma(p) \cdot U_{\text{вых}}(p). \quad (2.1)$$



Рис. 2.1 – Структурная схема усилителя с последовательной ОС по напряжению

Коэффициент усиления по напряжению усилителя с обратной связью определяется соотношением

$$K_{\text{ОС}}(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U(p)} = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p) - \gamma(p) \cdot U_{\text{вых}}(p)}. \quad (2.2)$$

Разделив в выражении (2.2) числитель и знаменатель на  $U_{\text{вх}}(p)$ , получим

$$K_{\text{ОС}}(p) = \frac{K(p)}{1 - \gamma(p) \cdot K(p)} = \frac{K(p)}{1 - T(p)} = \frac{K(p)}{A(p)}. \quad (2.3)$$

Величину  $T(p) = K(p) \cdot \gamma(p)$  называют **петлевым усилением**, а  $A(p) = 1 - T(p)$  – **глубиной обратной связи**.

Обратную связь называют **положительной**, если сигнал ОС суммируется с усиливающим сигналом. В усилителе с положительной обратной связью (ПОС) суммарный фазовый сдвиг в петле равен нулю и  $T(p) = T$ , а  $K_{\text{ОС}} = \frac{K}{1-T}$ . При  $T < 1$  коэффициент усиления увеличивается по сравнению с усилителем без ОС, а при  $T = 1$  стремится к бесконечности (физически это означает, что усилитель самовозбуждается и превращается в автогенератор).

Обратную связь называют **отрицательной**, если сигнал ОС вычитается из усиливающего сигнала. В усилителе с отрицательной обратной связью (ООС) суммарный фазовый сдвиг в петле равен 180 эл. град.,  $T(p) = -T$ , а  $K_{\text{ОС}} = \frac{K}{1+T} = \frac{K}{1+K\gamma}$ , т.е. коэффициент усиления уменьшается. Несмотря на это, последовательная ООС по напряжению очень широко применяется, так как существенно улучшаются свойства усилителя:

- а) повышается стабильность коэффициента усиления по напряжению при изменениях параметров транзисторов;
- б) снижается уровень вносимых данным усилителем нелинейных искажений;
- в) расширяется полоса пропускания;
- г) увеличивается входное и уменьшается выходное сопротивление усилителя.

ственным образом влияет на выходную величину. В усилителях, как правило, используется так называемая отрицательная обратная связь (ООС), которая и будет рассматриваться ниже. При наличии ООС выходной сигнал таким образом влияет на входной, что входной сигнал уменьшается и это приводит к уменьшению выходного сигнала.

Отрицательная обратная связь, хотя и уменьшает коэффициент усиления, но исключительно благоприятно влияет на многие параметры и характеристики усилителя. В частности, уменьшаются искажения сигнала, в значительно большем диапазоне частот коэффициент усиления оказывается не зависящим от частоты и т. д.

### 2.2.1. Классификация обратных связей в усилителях

Различают четыре вида ОС в усилителе (рис. 2.9).

Для определения вида ОС следует «закоротить» нагрузку. Если при этом сигнал ОС обращается в нуль, то это ОС по напряжению, если сигнал ОС не обращается в нуль, то это ОС по току.

При ОС по напряжению сигнал ОС, поступающий с выхода усилителя на вход, пропорционален выходному напряжению.

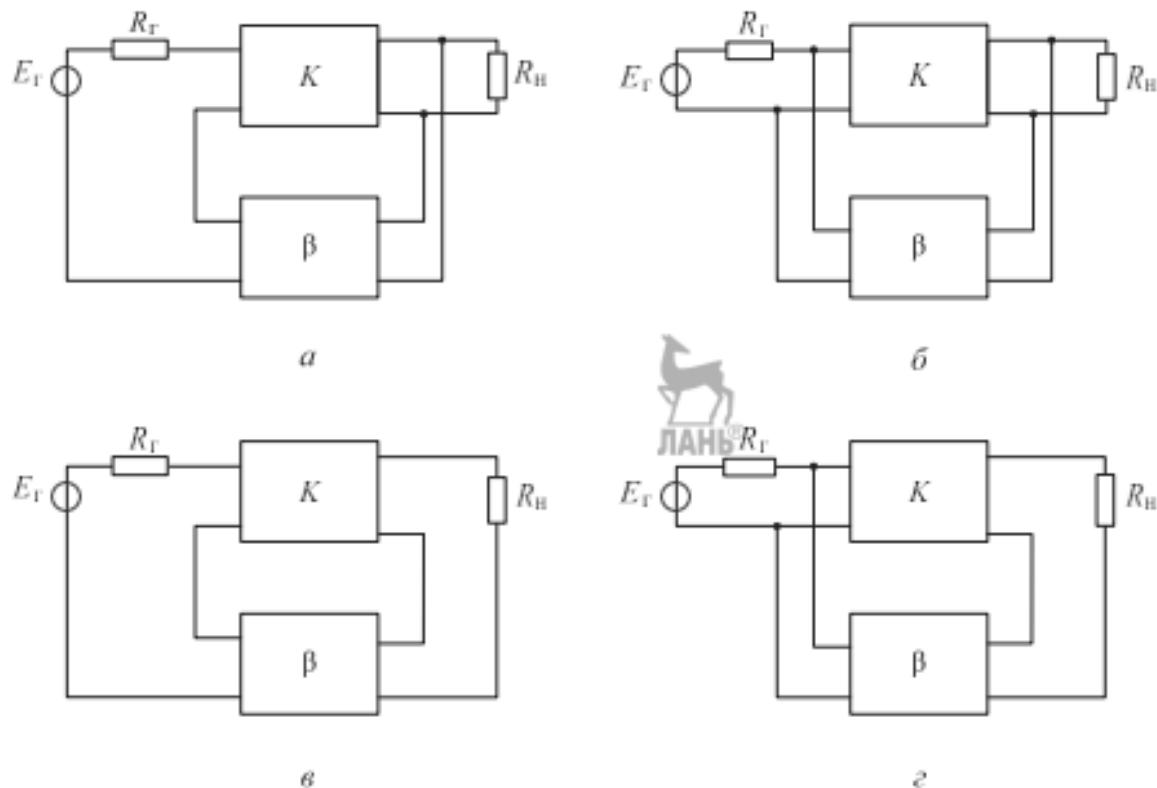


Рис. 2.9. Четыре вида ОС в усилителях:

*а* — последовательная по напряжению; *б* — параллельная по напряжению; *в* — последовательная по току; *г* — параллельная по току;  $K$  — коэффициент усиления прямой цепи;  $\beta$  — коэффициент усиления цепи ОС;  $R_T$  — внутреннее сопротивление генератора;  $R_H$  — сопротивление нагрузки;  $E_T$  — эквивалентный генератор входного сигнала

При ОС по току сигнал ОС пропорционален выходному току.

При последовательной ОС (со сложением напряжений) в качестве сигнала ОС используется напряжение, которое вычитается (для ООС) из напряжения внешнего входного сигнала.

При параллельной ОС (со сложением токов) в качестве сигнала ОС используется ток, который вычитается из тока внешнего входного сигнала.

## 5. Влияние ОС на параметры и характеристики усилителя. Устойчивость усилителей с ОС.

Ужасный вопрос, так как Русов на лекциях давал информацию как из Шарапова, так и из Крайнего вперемешку, поэтому здесь так много скринов.

### 2.2.2.

### Анализ влияния отрицательной обратной связи

Рассмотрим влияние ООС на примере усилителя, охваченного последовательной ОС по напряжению (рис. 2.10). В структурную схему входят цепь прямой передачи и цепь ОС (цепь обратной передачи). Предполагается, что указанные цепи линейные. На усилитель с ОС подается внешний синусоидальный входной сигнал  $U_{\text{вх}1}$ , а на цепь прямой передачи — сигнал  $U_{\text{вх}2}$ . Цепь прямой передачи характеризуется комплексным коэффициентом усиления по напряжению  $K_U$  (коэффициентом прямой передачи):

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}2}},$$

где  $U_{\text{вх}2}$ ,  $U_{\text{вых}}$  — соответственно комплексные напряжения входа и выхода.

Цепь ОС характеризуется комплексным коэффициентом ОС  $\beta$ :

$$\beta = \frac{U_{\text{ОС}}}{U_{\text{вых}}},$$

где  $U_{\text{ОС}}$  — комплексное напряжение ОС.

Коэффициент усиления усилителя  $K_{U\text{ОС}}$ , охваченного ОС, определяется по формуле

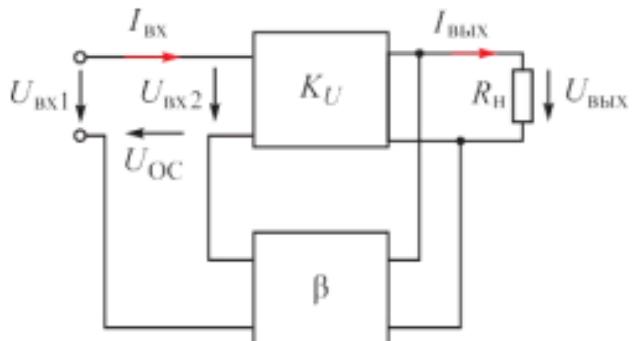
$$K_{U\text{ОС}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}1}},$$

где  $U_{\text{вх}1}$ ,  $U_{\text{вых}}$  — комплексные напряжения входа и выхода.

Связь напряжений на входе и выходе цепи прямой передачи можно найти по следующим соотношениям:

$$U_{\text{вх}2} = U_{\text{вх}1} - U_{\text{ОС}};$$

$$U_{\text{вх}1} = U_{\text{вх}2} + U_{\text{ОС}}.$$



**Рис. 2.10. Структурная схема усилителя:**  
 $K_U$  — коэффициент усиления прямой цепи;  $I_{\text{вх}}$ ,  $I_{\text{вых}}$  — входной и выходной токи усилителя;  $U_{\text{вых}}$  — выходное напряжение на нагрузке  $R_H$ ;  $U_{\text{ОС}}$  — выходное напряжение в цепи ОС;  $U_{\text{вх}2}$  — входное напряжение в прямой цепи усилителя;  $U_{\text{вх}1}$  — входное напряжение усилителя

Поэтому

$$\begin{aligned} K_{U \text{ OC}} &= \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{bx1}}} = \frac{K_U U_{\text{bx2}}}{U_{\text{bx2}} + U_{\text{OC}}} = \frac{K_U U_{\text{bx2}}}{U_{\text{bx2}} + \beta U_{\text{вых}}} = \\ &= \frac{K_U U_{\text{bx2}}}{U_{\text{bx2}} + \beta K_U U_{\text{bx2}}} = \frac{K_U}{1 + \beta K_U}. \end{aligned}$$

Таким образом,

$$K_{U \text{ OC}} = \frac{K_U}{1 + \beta K_U}.$$

Величину  $1 + \beta K_U$  называют *глубиной ОС* (коэффициентом грубости схемы), а величину  $\beta K_U$  — *петлевым усилением*. Если глубина ОС достаточно велика, то  $|\beta K_U| \gg 1$  и коэффициент связи  $K_{U \text{ OC}}$  будет иметь следующий вид:

$$K_{U \text{ OC}} \approx \frac{1}{\beta}.$$

Отсюда можно сделать важный вывод: если глубина ОС достаточно велика, то коэффициент усиления  $K_{U \text{ OC}}$  усилителя, охваченного ОС, зависит только от свойств цепи ОС и не зависит от свойств цепи прямой передачи.

В цепи прямой передачи применяются активные приборы (транзисторы, операционные усилители), которые обычно не отличаются высокой стабильностью параметров. Из-за этого и коэффициент  $K_U$  является нестабильным. Но если используется глубокая ОС и в цепи ОС применяются высокостабильные пассивные элементы (резисторы, конденсаторы), то общий коэффициент усиления  $K_{U \text{ OC}}$  оказывается стабильным.

Если глубина ОС не настолько велика, что можно пренебречь единицей в выражении  $1 + \beta K_U$ , то введение ОС уменьшает нестабильность коэффициента  $K_{U \text{ OC}}$ . Это справедливо независимо от того, какие дестабилизирующие факторы влияют на изменение величины  $K_U$  (температура, уровень радиации и т. д.).

### 2.2.3. Частотные характеристики усилителя, охваченного обратной связью

Если рассуждать формально, то при наличии частотных характеристик для  $K_U$  и  $\beta$  частотные характеристики для  $K_{U \text{ OC}}$  оказываются однозначно определенными выражением

$$K_{U \text{ OC}} = \frac{K_U}{1 + \beta K_U}. \quad (2.1)$$

Рассмотрим вопрос влияния ООС на частотные свойства усилителя. Пусть коэффициенты  $K_U$  и  $\beta$  являются вещественными. Тогда и коэффициент  $K_U$  ос — вещественный. Будем для этого случая использовать обозначения  $K_U$ ,  $\beta$  и  $K_{U \text{ ос}}$ . Примем, что в некотором частотном диапазоне коэффициент  $K_U$  изменяется в пределах от 10 000 до 1000 (на 90 % по отношению к значению 10 000), а коэффициент  $\beta$  является постоянным:  $\beta = 0,1$ . Тогда в соответствии с формулой (2.1) для  $K_{U \text{ ос}}$  окажется, что  $K_{U \text{ ос}}$  будет изменяться в пределах от 9,99 до 9,9 (примерно на 1 %). Таким образом, изменение коэффициента усиления после введения ООС станет значительно меньшим.

Если необходимо повысить коэффициент усиления до 10 000, то и в этом случае применение ООС существенно улучшит стабильность коэффициента сопротивления.

Пусть для получения большого коэффициента усиления использованы четыре включенных последовательно описанных усилителя, охваченных ООС. Тогда в рассматриваемом диапазоне частот общий коэффициент усиления будет изменяться в пределах от 9960 ( $9,9 \cdot 9,99 \cdot 9,99 \cdot 9,99$ ) до 9606 ( $9,9 \cdot 9,9 \cdot 9,9 \cdot 9,9$ ), а его изменение составит 3,6 % ( $(9960 - 9606)/9960 \cdot 100\%$ ), что значительно меньше 90 %.

В диапазоне частот, в котором выполняется условие

$$|\beta K_U| \gg 1, \quad (2.2)$$

коэффициент  $K_{U \text{ ос}}$  можно определить из выражения

$$|K_{U \text{ ос}}| = \frac{1}{|\beta|}.$$

В первом приближении можно считать, что единицей можно пренебречь при условии, что  $|\beta K_U| \geq 1$ .

Отсюда получаем

$$|K_U| = \frac{1}{|\beta|}. \quad \text{ЛАНЬ®}$$

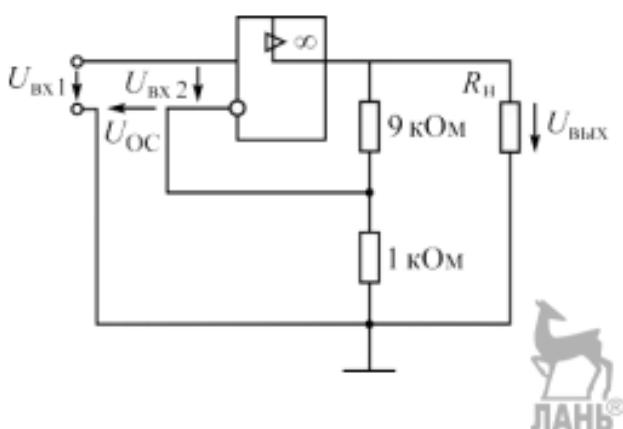
Пусть в качестве цепи прямой передачи используется операционный усилитель К140УД8, а в качестве цепи ОС — делитель напряжения, причем  $\beta = 0,1$  (рис. 2.11).

Напряжение на выходе усилителя, охваченного ОС, вычислим по формуле

$$\frac{U_{\text{ОС}}}{U_{\text{вых}}} = \frac{1}{9+1} = 0,1 \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}}.$$

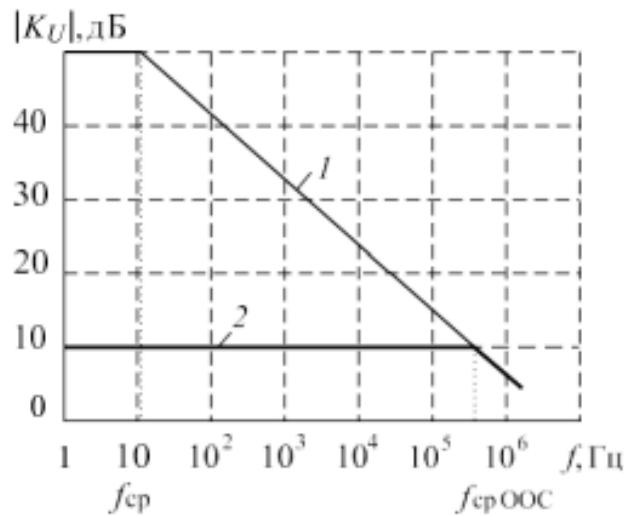
Таким образом, для этой схемы действительно

$$\beta = \frac{U_{\text{ОС}}}{U_{\text{вых}}} = 0,1.$$



**Рис. 2.11.** Схема операционного усилителя, охваченного ОС:

$U_{\text{вых}}$  — выходное напряжение на нагрузке  $R_{\text{в}}$ ;  $U_{\text{ОС}}$  — выходное напряжение в цепи обратной связи;  $U_{\text{bx2}}$  — входное напряжение в прямой цепи усилителя;  $U_{\text{bx1}}$  — напряжение на входе усилителя



**Рис. 2.12.** Логарифмическая АЧХ усилителя, охваченного ООС:

$f_{\text{ср}}$  — частота среза усилителя;  $f_{\text{ср}\text{ОС}}$  — частота среза усилителя, охваченного ООС;  $|K_U|$  — модуль коэффициента усиления; 1 — АЧХ операционного усилителя К140УД8; 2 — АЧХ охваченного ООС усилителя, построенного по схеме на рис. 2.11

В соответствии с полученным неравенством (2.2) можно считать, что  $|K_{U\text{ОС}}| = 1/\beta = 10$  в диапазоне частот, в котором  $|K_U| \geq 10$ .

Для определения частоты среза  $f_{\text{ср}\text{ОС}}$  усилителя, охваченного ООС, на графике АЧХ достаточно провести горизонтальную линию на уровне  $|K_U| = 10$  до пересечения с АЧХ используемого операционного усилителя К140УД8. На рис. 2.12 видно, что  $f_{\text{ср}\text{ОС}} \approx 5 \cdot 10^5$  Гц. Это значительно больше частоты среза  $f_{\text{ср}}$  операционного усилителя ( $f_{\text{ср}} \approx 10$  Гц), не охваченного ОС.

Линия 2 соответствует АЧХ усилителя с ООС, которая оказывает благоприятное воздействие на ФЧХ.

#### 2.2.4. Входное сопротивление усилителя, охваченного обратной связью

Рассмотрим структурную схему усилителя с последовательной ООС (см. рис. 2.10).

Выразим через  $Z_{\text{вх}}$  входное комплексное сопротивление цепи прямой передачи:

$$Z_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{bx2}}}{I_{\text{вх}}},$$

где  $I_{\text{вх}}$  — комплексное значение тока  $i_{\text{вх}}$ .

Найдем входное комплексное сопротивление  $Z_{\text{вх}} \text{ОС}$  усилителя, охваченного ОС:

$$\begin{aligned} |Z_{\text{вхОС}}| &= \frac{|U_{\text{вх1}}|}{I_{\text{вх}}} ; \\ |Z_{\text{вхОС}}| &= \frac{|U_{\text{вх1}}|}{I_{\text{вх}}} = \frac{|U_{\text{вх2}} + U_{\text{ОС}}|}{I_{\text{вх}}} = \\ &= \frac{|U_{\text{вх2}} + U_{\text{вых}}\beta|}{I_{\text{вх}}} = \frac{|U_{\text{вх2}} + U_{\text{вх2}}K_U\beta|}{I_{\text{вх}}} = \\ &= \frac{|U_{\text{вх2}}(1 + K_U\beta)|}{I_{\text{вх}}} = Z_{\text{вх}}(1 + K_U\beta). \end{aligned}$$

Следовательно,

$$Z_{\text{вхОС}} = Z_{\text{вх}}(1 + K_U\beta).$$


Пусть коэффициенты  $K_U$  и  $\beta$  являются вещественными, тогда

$$Z_{\text{вхОС}} = Z_{\text{вх}}(1 + K_U\beta).$$

Таким образом, последовательная ООС увеличивает входное сопротивление по модулю. Практически всегда это является положительным фактором.

## 2.2.5. Выходное сопротивление усилителя, охваченного обратной связью

Обозначим  $Z_{\text{вых}}$  и  $Z_{\text{выхОС}}$  соответственно выходное комплексное сопротивление цепи прямой передачи и выходное комплексное сопротивление усилителя, охваченного ОС.

По определению,

$$Z_{\text{вых}} = -\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{вых}}}.$$


где  $\Delta U_{\text{вых}}$ ,  $\Delta I_{\text{вых}}$  — приращения комплексных действующих значений соответственно напряжения  $U_{\text{вых}}$  и тока  $I_{\text{вых}}$ .

При этом предполагается, что ОС отключена (например, выход цепи ОС закорочен). Также предполагается, что  $U_{\text{вх1}} = \text{const}$ , а изменение величин  $U_{\text{вых}}$  и  $I_{\text{вых}}$  вызвано изменением сопротивления нагрузки.

По определению,

$$Z_{\text{вых ОС}} = - \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{вых}}},$$

но при этом предполагается, что ОС действует и  $U_{\text{вх1}} = \text{const}$ .

В этом случае причиной возникновения приращения  $\Delta U_{\text{вых}}$  является не только падение напряжения на выходном сопротивлении  $Z_{\text{вых}}$ , но и возникновение приращения  $\Delta U_{\text{ОС}}$  комплексного действующего значения напряжения  $U_{\text{ОС}}$ .

Следовательно,

$$\Delta U_{\text{вых}} = -\Delta I_{\text{вых}} Z_{\text{вых}} - \Delta U_{\text{ОС}} K_U,$$

где знак «—» использован потому, что и увеличение тока  $i_{\text{вых}}$ , и увеличение напряжения  $U_{\text{ОС}}$  вызывают уменьшение напряжения  $U_{\text{вых}}$ .

Отсюда с учетом, что  $\Delta U_{\text{ОС}} = \Delta U_{\text{вых}} \beta$ , получим

$$\Delta U_{\text{вых}} = -\Delta I_{\text{вых}} Z_{\text{вых}} - \Delta U_{\text{вых}} \beta K_U;$$

$$\Delta U_{\text{вых}} = -\Delta I_{\text{вых}} \frac{Z_{\text{вых}}}{1 + \beta K_U}.$$

В соответствии с этим

$$Z_{\text{вых ОС}} = - \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{вых}}} = \frac{Z_{\text{вых}}}{1 + \beta K_U}. \quad (2.3)$$

Пусть коэффициенты  $K_U$  и  $\beta$  являются вещественными. Тогда ООС по напряжению уменьшает выходное сопротивление усилителя. Очень часто это является положительным фактором.

### 2.2.6. Разновидности отрицательных обратных связей и анализ их влияния на свойства усилителя

Для упрощения изложения примем условие, что цепь прямой передачи и цепь ОС характеризуются вещественными коэффициентами и все токи и напряжения описываются вещественными действующими значениями.

Обратимся к ОС по напряжению. Она препятствует изменению выходного напряжения при изменении сопротивления нагрузки. Это означает, что введение ООС по напряжению уменьшает выходное сопротивление усилителя. Этот же вывод был сделан в 2.2.4. и 2.2.5 на основе математического выражения (2.3) для выходного сопротивления. Можно показать, что характер изменения выходного сопротивления не зависит от того, является ли связь параллельной или последовательной.

Обратимся к ОС по току. Она препятствует изменению выходного тока при изменении сопротивления нагрузки. Это означает, что введение ООС по току увеличивает выходное сопротивление. При этом характер изменения выходного сопротивления также не зависит от того, является ли связь параллельной или последовательной.

Подобные рассуждения (и соответствующие математические выражения) показывают, что параллельная ОС уменьшает входное сопротивление усилителя, охваченного ею, а последовательная увеличивает (что подтверждает полученное ранее выражение (2.3)). Характер изменения входного сопротивления не зависит от того, является ли ОС связью по току или по напряжению.

Обратимся к структурной схеме усилителя с последовательной ООС по напряжению (см. рис. 2.10) и к выражению

$$K_{U\text{ OC}} = \frac{K_U}{1 + K_U \beta}.$$

Если предположить, что на некоторой частоте аргумент ф комплексной величины  $K_U \beta$  окажется равен  $\pi$ , то это будет означать, что напряжение ОС  $U_{\text{OC}}$  по фазе совпадает с напряжением  $U_{\text{вх1}}$  и напряжением  $U_{\text{вх2}}$ . В этом случае ОС станет положительной. Если при этом на рассматриваемой частоте выполняется условие  $|K_U \beta| \geq 1$ , то это будет означать, что сигнал, проходящий последовательно через цепь прямой передачи и цепь ОС, усиливается. Тогда при нулевом напряжении  $U_{\text{вх1}}$  напряжения  $U_{\text{вх2}}$ ,  $U_{\text{вых}}$ ,  $U_{\text{OC}}$  окажутся ненулевыми, т. е. усилитель, по существу, превратится в генератор. Это явление называют самовозбуждением усилителя.

Для предотвращения самовозбуждения необходимо предпринимать меры (например, осуществлять частотную коррекцию операционного усилителя, играющего роль цепи прямой передачи), которые обеспечивают выполнение одного из следующих, по сути, равноценных условий:

$$\begin{aligned}|K_U \beta| &< 1; \quad \phi = \pi; \\ |K_U \beta| &= 1; \quad \phi < \pi.\end{aligned}$$

На практике обычно пользуются вторым условием. Запасом устойчивости по фазе называют угол  $\alpha$ , определяемый выражением  $\alpha = \pi - \phi$ . Запас устойчивости по фазе должен быть не менее  $30^\circ$ .

## 2.3 Влияние ООС на нелинейные искажения

В усилителе без обратной связи при большом входном сигнале искажается форма выходного сигнала и в выходном напряжении, помимо основной гармоники, появляются высшие гармонические составляющие. При введении ООС высшие гармоники через звено обратной связи подаются на вход усилителя и усиленными вычитаются из выходного напряжения усилителя. Таким образом, содержание гармоник при том же значении выходного напряжения (для этого придется поднять усиление сигнала в  $A$  раз) уменьшится, т.е. нелинейные искажения в усилителе с ООС будут меньше.

## 2.4 Влияние ООС на величину входного и выходного сопротивлений усилителя

Определим входное сопротивление усилителя с последовательной ООС ( $U_{\text{OC}} = -U_{\text{вх}}K\gamma$ ):

$$R_{\text{вхOC}} = \frac{U}{I_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{OC}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вх}} + U_{\text{вх}}K\gamma}{I_{\text{вх}}} = R_{\text{вх}}(1 + K\gamma) = R_{\text{вх}}A. \quad (2.7)$$

Таким образом, входное сопротивление усилителя при введении последовательной ООС возрастает пропорционально глубине обратной связи.

Выходное сопротивление усилителя с ООС определим как отношение напряжения холостого хода к току короткого замыкания в выходной цепи:

$$R_{\text{выхOC}} = \frac{U_{\text{xx}}}{I_{\text{кз}}}.$$

На холостом ходе (при размыкании  $R_h$ ) обратная связь сохраняется. Поэтому  $U_{\text{xx}} = K_{\text{xx}}U_{\text{вх}}/A$ . При коротком замыкании (закорачивании  $R_h$ ) обратная связь исчезает. Поэтому  $I_{\text{кз}} = K_{\text{xx}} \cdot U_{\text{вх}}/R_{\text{вых}}$ .

Таким образом,

$$R_{\text{выхOC}} = \frac{K_{\text{xx}}U_{\text{вх}}/A}{K_{\text{xx}}U_{\text{вх}}/R_{\text{вых}}} = \frac{R_{\text{вых}}}{A}, \quad (2.8)$$

т.е. выходное сопротивление усилителя при введении ООС по напряжению уменьшается пропорционально глубине обратной связи по сравнению с выходным сопротивлением усилителя до введения обратной связи  $R_{\text{вых}}$  (см. рис. 1.1).

Можно показать, что при введении параллельной по входу ООС входное сопротивление усилителя уменьшается, а при введении ООС по току возрастает выходное сопротивление усилителя. Следовательно, выбирая один из типовых способов введения ООС, можно в нужную сторону изменять величины входного и выходного сопротивлений усилителя.

## 2.5 Амплитудно-частотная характеристика усилителя с ОС

Выражение для амплитудно-частотной характеристики усилителя с обратной связью можем получить, воспользовавшись операторным соотношением (2.3) и подстановкой  $p = j\omega$ :

$$K_{\text{ОС}}(\omega) = |K_{\text{ОС}}(j\omega)| = \frac{K(\omega)}{|1 - T(j\omega)|},$$

где  $K(\omega)$  – амплитудно-частотная характеристика усилителя без обратной связи.

Подставляя в него выражение для петлевого усиления в показательной форме (в показательной форме можно представить любую комплексную величину)

$$T(j\omega) = T(\omega)e^{j\varphi(\omega)} = T(\omega)\cos\varphi(\omega) + jT(\omega)\sin\varphi(\omega),$$

получаем

$$K_{\text{ОС}}(\omega) = \frac{K(\omega)}{\sqrt{[1 - T(\omega)\cos\varphi(\omega)]^2 + [T(\omega)\sin\varphi(\omega)]^2}}. \quad (2.9)$$

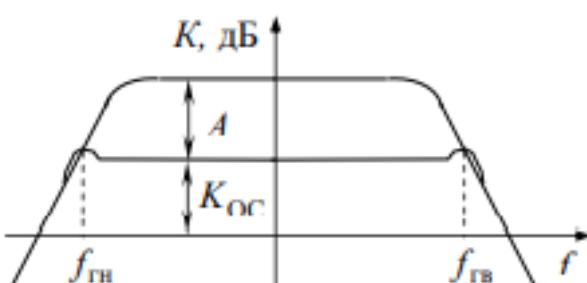


Рис. 2.2 – Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика усилителя с ООС

Характер частотной зависимости коэффициента усиления многоакадного усилителя с ООС отражает рис. 2.2. Полоса пропускания при введении ООС расширя-

ется, но появляются подъемы  $K_{\text{ОС}}$  на некоторых частотах  $f_{\text{гн}}$  и  $f_{\text{тв}}$ . На этих частотах за счет дополнительных фазовых сдвигов в петле отрицательная обратная связь превращается в положительную, и усилитель может потерять устойчивость при дальнейшем росте глубины обратной связи  $A$ .

## 2.6 Частотный критерий устойчивости усилителя с обратной связью. Запасы устойчивости по амплитуде и по фазе

Об устойчивости усилителя можно судить по частотным и фазовым характеристикам петлевого усиления (рис. 2.3). Усилитель устойчив, если на частотах среза петлевого усиления  $f_{\text{ср в}}$  и  $f_{\text{ср н}}$  (где  $T = 1$  или  $T = 0 \text{ дБ}$ ) дополнительный фазовый сдвиг в петле  $\Phi_{\text{доп}}$  не превышает 180 электрических градусов. Напомним, что на средних частотах фазовый сдвиг в петле при ООС равен 180 эл. град. (при этом  $\Phi_{\text{доп}} = 0$ ).

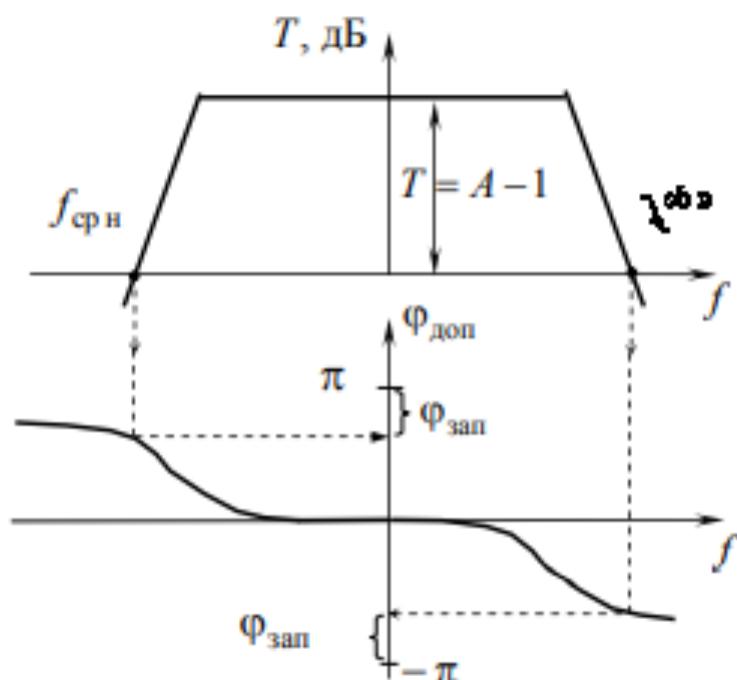


Рис. 2.3 – Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики петлевого усиления

В практических схемах необходимо обеспечить запас устойчивости по фазе  $\varphi_{зап}$  не ниже 45 эл. град. При этом подъем  $K_{ОС}$  на частотах возможной генерации  $f_{гн}$  и  $f_{гв}$  (см. рис. 2.2) не превышает 3 дБ.

На тех частотах, где дополнительный фазовый сдвиг в петле равен  $\pi$  радиан (180 эл. град.) и ООС превращается в ПОС, петлевое усиление должно упасть до величины, меньшей единицы ( $T < 0$  дБ). Тогда самовозбуждения усилителя не произойдет.

Дополнительные фазовые сдвиги на верхних частотах возникают за счет постоянных времени транзисторов, на нижних частотах – за счет разделительных и блокировочных конденсаторов.

Для повышения устойчивости усилителя необходимо стремиться к тому, чтобы область частот, в которой проявляются искажения, вносимые какой-либо одной цепью, по возможности была удалена от тех областей частот, в которых проявляются искажения, вносимые другими цепями. Иначе говоря, необходимо разносить по величине постоянные времени, характеризующие искажения за счет каждой цепи. Если в усилителе одна из цепей приводит к искажениям, т.е. к уменьшению усиления, значительно раньше, чем остальные цепи, внося дополнительный фазовый сдвиг в петле 90 эл. град., то такой же дополнительный фазовый сдвиг за счет других цепей вносится на частоте, где петлевое усиление уже упало ниже единицы и усилитель не самовозбуждается.

## 6. Простейшие усилительные каскады в режиме малого сигнала: анализ методом эквивалентных схем.

В этом вопросе вообще не уверен. Не понятно, что считать простейшим усилительным каскадом: сам биполярный транзистор (тогда нужно привести его схему замещения), либо усилительный каскад с ОЭ (тогда там будет три схемы для разных частот...)

### 4.1 Принцип работы и назначение элементов простейшего каскада УНЧ по схеме с общим эмиттером

Простейшая схема УНЧ на биполярном транзисторе приведена на рис. 4.1. С помощью резистора в цепи базы эмиттерный

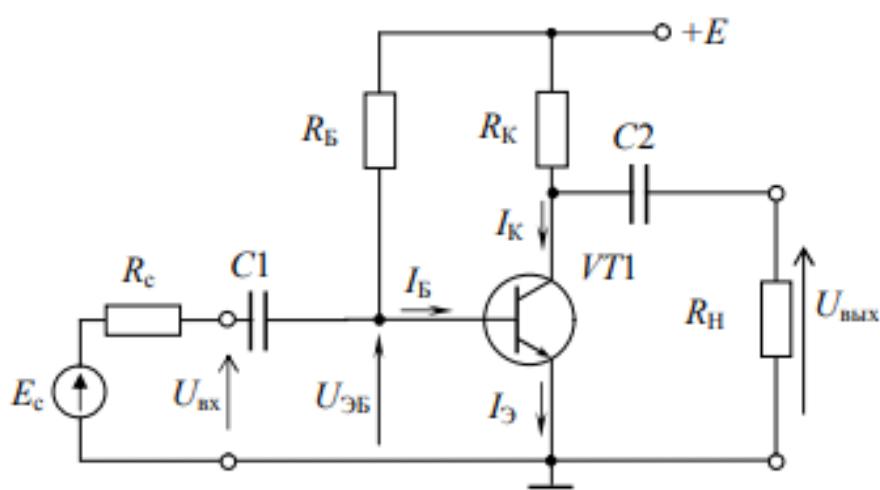


Рис. 4.1 – Схема каскада с общим эмиттером

переход смещается в прямом направлении, и на нем устанавливается напряжение  $U_{\text{ЭБ}}$ , примерно равное 0,3 В для германиевого и 0,7 В для кремниевого транзистора. В

цепи базы протекает ток  $I_B = \frac{E - U_{\text{ЭБ}}}{R_B}$ . Коллекторный переход смещен в обратном направлении. В цепи коллектора протекает значительно больший ток  $I_K = \beta I_B$ . В цепи эмиттера протекает ток  $I_E = I_K + I_B$ , примерно равный току  $I_K$ . Эмиттер является общим электродом для входной и выходной цепей. Поэтому рассматриваемый каскад выполнен по схеме с **общим эмиттером** (ОЭ).

Резисторы  $R_B$  и  $R_K$  задают рабочую точку  $A$  транзистора по постоянному току (точку покоя). Ее положение не изменяется при подключении источника входного сигнала и нагрузки, так как они подключаются через разделительные конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$ . Эти конденсаторы не пропускают постоянную составляющую, но имеют очень малое сопротивление на частоте полезного сигнала.

Переменная составляющая входного напряжения  $u_{\text{вх}}(t)$  подается через разделительный конденсатор  $C_1$  и вызывает изменения

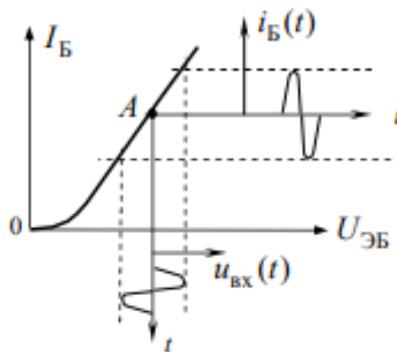


Рис. 4.2 – Рабочая точка на входной характеристике транзистора

тока базы транзистора  $VT1$   $i_B(t)$ , которые можно определить по входной характеристике транзистора (рис. 4.2).

Изменение тока базы приводит к пропорциональному изменению тока в коллекторной цепи. Для его преобразования в соответствующие изменения выходного напряжения поставлен резистор  $R_K$ .

### 4.3 Анализ каскада в области средних частот

Для режима малого сигнала расчет проводят аналитическим путем с использованием эквивалентных схем. С целью упрощения анализа выделяют на АЧХ области нижних, средних и верхних частот и проводят анализ отдельно для каждой частотной области.

При построении эквивалентной схемы усилительного каскада в **области средних частот** рабочего диапазона закорачиваются источник постоянного напряжения  $E$ , конденсаторы  $C1$  и  $C2$ , транзистор заменяется его эквивалентной схемой для средних частот (не учитываются емкости переходов и зависимость  $\beta$  от частоты). В схеме рис. 4.4 транзистор заменен приближенной схемой замещения с использованием  $h$ -параметров для схемы включения с ОЭ, выделенной пунктирной линией.

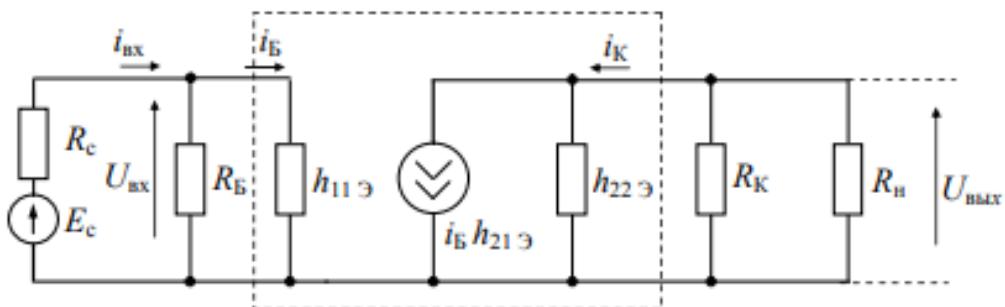


Рис. 4.4 – Эквивалентная схема каскада с ОЭ  
для области средних частот

Входное сопротивление каскада (смотрим на входную цепь каскада со стороны источника сигнала)

$$R_{\text{вх}} = R_B \parallel h_{11\text{Э}} \approx h_{11\text{Э}}. \quad (4.7)$$

Выходное сопротивление каскада (смотрим на выходную цепь каскада со стороны нагрузки)

$$R_{\text{вых}} = R_K \left| \frac{1}{h_{223}} \right| \approx R_K. \quad (4.8)$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{-h_{213} i_B R_{\text{экв}}}{h_{113} i_B} \approx \frac{-h_{213} R_{\sim}}{h_{113}}, \quad (4.9)$$

где  $R_{\text{экв}} = R_h \| R_K \| \frac{1}{h_{223}} \approx R_h \| R_K = R_{\sim}$ .

Знак минус говорит о том, что каскад с ОЭ инвертирует fazу входного сигнала.

Коэффициент усиления каскада по току

$$K_I = \frac{i_{\text{вых}}}{i_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вых}}/R_h}{U_{\text{вх}}/R_{\text{вх}}} = \frac{K_U R_{\text{вх}}}{R_h}. \quad (4.10)$$

Сквозной коэффициент усиления

$$K_e = \frac{U_{\text{вых}}}{E_c} = \frac{R_{\text{вх}}}{R_c + R_{\text{вх}}} \cdot K_U. \quad (4.11)$$

Каскад с ОЭ дает усиление и по напряжению, и по току, обеспечивая значительное усиление сигнала по мощности  $K_P = K_U \cdot K_I$ .

#### 4.4 Анализ каскада в области низких частот

На **нижних частотах** возрастает сопротивление разделительных конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  (их уже нельзя считать закороченными, как на средних частотах), вследствие чего образуются делители напряжения во входной и выходной цепях усилительного каскада. Уменьшается коэффициент передачи входной цепи, не все сформированное на коллекторе напряжение сигнала доходит до нагрузки. Чем больше емкости разделительных конденсаторов, тем меньше коэффициент частотных искажений на низких частотах, но растут стоимость и габариты конденсаторов. При усилении прямоугольных импульсов от величины емкости разделительных конденсаторов зависит величина спада вершины импульса. Анализ каскада в области низких частот преследует цель получить расчетные соотношения для выбора емкостей разделительных конденсаторов по допустимой величине коэффициента

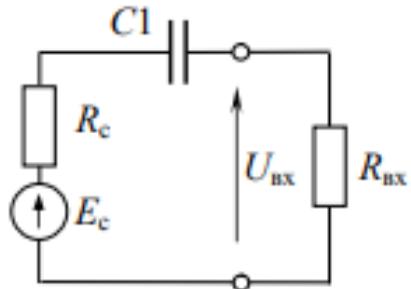


Рис. 4.5 – Эквивалентная схема входной цепи каскада

частотных искажений  $M_h$  на нижней граничной частоте  $f_n$  для усилителей гармонических сигналов или по допустимой величине относительного спада вершины  $\Delta$  импульса длительностью  $t_n$  для усилителей импульсных сигналов.

Оценим влияние разделительно-го конденсатора  $C1$ , воспользовавшись эквивалентной схемой входной цепи усилительного каскада для области низких частот (рис. 4.5).

Полное сопротивление контура

$$Z(p) = R_c + R_{bx} + \frac{1}{pC1} = (R_c + R_{bx}) \left( 1 + \frac{1}{p\tau_1} \right),$$

где  $\tau_1 = C1(R_c + R_{bx})$  – постоянная времени входной цепи на низких частотах.

Коэффициент передачи входной цепи каскада

$$K_{bx}(p) = \frac{U_{bx}(p)}{E_c} = \frac{R_{bx}}{Z(p)} = \frac{K_{bx}}{1 + \frac{1}{p\tau_1}}. \quad (4.12)$$

По операторному выражению (4.12) можно записать соотношения для оценки вносимых конденсатором  $C1$  частотных и фазовых искажений:

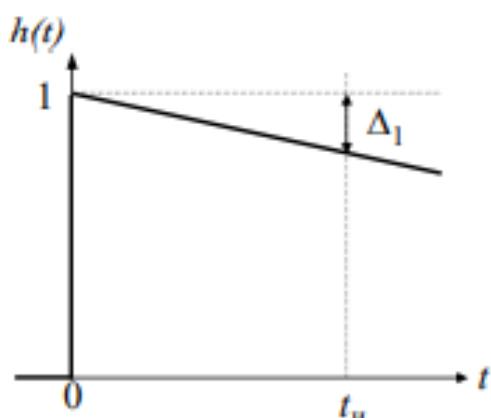


Рис. 4.6 – Переходная характеристика входной цепи каскада

$$M_{C1}(\omega) = \frac{K_{bx}}{K_{bx}(\omega)} = \sqrt{1 + \left( \frac{1}{\omega\tau_1} \right)^2}; \quad (4.13)$$

$$\varphi_1(\omega) = \arg K_{bx}(j\omega) = \arctg \frac{1}{\omega\tau_1}, \quad (4.14)$$

а также построить переходную характеристику входной цепи каскада для больших времен (рис. 4.6):

$$h(t) \div \frac{K_{bx}(p)}{pK_{bx}} \text{ или } h(t) = e^{-t/\tau_1}. \quad (4.15)$$

Относительный спад вершины импульса длительностью  $t_u$  за счет заряда разделительного конденсатора  $C1$  определяется соотношением

$$\Delta_1 = 1 - h(t_u) = 1 - e^{-\frac{t_u}{\tau_1}}. \quad (4.16)$$

Разложив экспоненту в ряд Маклорена и заменяя при  $t_u \ll \tau_1$  начальный участок экспоненты прямой линией, получим

$$\Delta_1 = 1 - \left( 1 - \frac{t_u}{\tau_1} + \frac{t_u^2}{2\tau_1^2} - \dots \right) \approx \frac{t_u}{\tau_1}. \quad (4.17)$$

По допустимой величине частотных искажений  $M_{C1}$  на нижней рабочей частоте  $f_n$  емкость конденсатора  $C1$  может быть выбрана из соотношения (4.13):

$$C1 \geq \frac{1}{2\pi f_n (R_c + R_{bx}) \sqrt{M_{C1}^2 - 1}}. \quad (4.18)$$

Значение  $M_{C1}$  в выражение (4.18) надо подставлять в относительных единицах (не в децибелах). После расчета емкость конденсатора округляется до ближайшего стандартного номинала в большую сторону.

При расчете линейных импульсных усилителей емкость разделительного конденсатора  $C1$  выбирают по допустимой величине относительного спада вершины импульса из соотношения (4.17):

$$C1 \geq \frac{t_u}{\Delta_1 (R_c + R_{bx})}. \quad (4.19)$$

Заметим, что наличие конденсатора  $C1$  добавило в знаменатель передаточной функции сомножитель  $\left(1 + \frac{1}{p\tau_1}\right)$ .

По аналогии с этим анализ эквивалентной схемы выходной цепи каскада для области низких частот (рис. 4.7) позволяет получить передаточную функцию коэффициента усиления по напряжению в виде

$$K_n(p) = \frac{K_0}{1 + \frac{1}{p\tau_2}}, \quad (4.20)$$

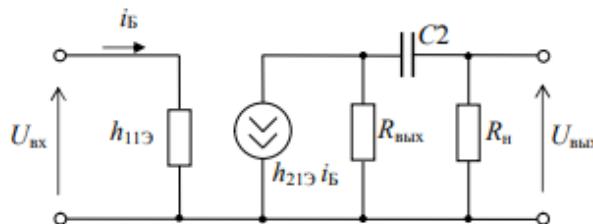


Рис. 4.7 – Эквивалентная схема выходной цепи каскада для диапазона низких частот

где  
 $\tau_2 = C2(R_h + R_{вых})$  –  
постоянная времени  
выходной цепи кас-  
када на низких час-  
тотах.

Подобно соот-  
ношениям (4.18) и  
(4.19), можно запи-  
сать выражения для расчета емкости разделительного конденса-  
тора  $C2$  по допустимой величине частотных искажений  $M_{C2}$  на  
нижней частоте  $f_h$  или по допустимому спаду импульса длитель-  
ностью  $t_u$ :

$$C2 \geq \frac{1}{2\pi f_h (R_{вых} + R_h) \sqrt{M_{C2}^2 - 1}} = \frac{t_u}{\Delta_2 (R_{вых} + R_h)}. \quad (4.21)$$

#### 4.5 Анализ каскада в области верхних частот

**В области верхних частот** учитывают влияние емкости коллекторного перехода  $C_K$  и инерционность процесса рекомбинации неосновных носителей, отражаемую комплексным коэффициентом передачи тока базы:

$$\hat{h}_{21\beta} = \frac{\beta}{1 + j\omega \tau_\beta}.$$

Анализ эквивалентной схемы каскада для области верхних частот (рис. 4.8) приводит в первом приближении к передаточной функции коэффициента усиления по напряжению в виде

$$K_v(p) = \frac{K_0}{1 + pt_v}, \quad (4.22)$$

где  $\tau_v = \tau_\beta + [C_h + C_K(1 + \hat{h}_{21\beta})]R_v$  – постоянная времени каскада в области верхних частот (первое слагаемое учитывает инерционность переноса носителей заряда в транзисторе, второе – влияние емкостей коллекторного перехода и нагрузки).

Рассчитав постоянную времени  $\tau_v$ , можно оценить частотные и фазовые искажения на верхних частотах (в том числе и на верхней граничной частоте  $\omega_v = 2\pi f_v$ ), а также время нарастания фронта импульса на выходе каскада по формулам:

$$M_v(\omega) = \sqrt{1 + (\omega \tau_v)^2}, \quad \varphi_v(\omega) = -\arctan \omega \tau_v, \quad t_\phi = 2,2 \tau_v. \quad (4.23)$$

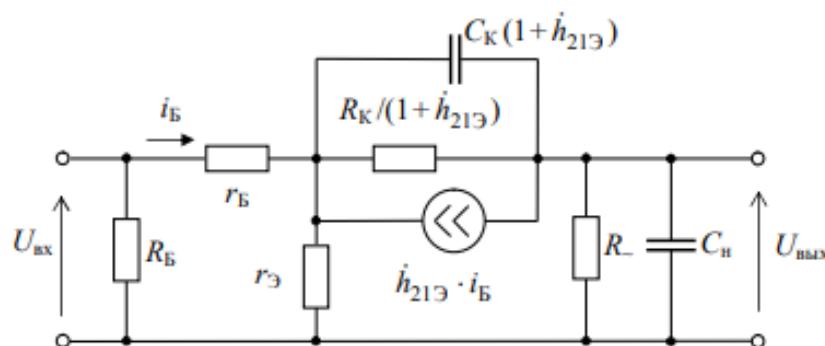


Рис. 4.8 – Эквивалентная схема каскада с ОЭ для  
области верхних частот

## 8.1 Каскад с общей базой

С использованием эмиттерной цепи стабилизации рабочей точки построим транзисторный усилительный каскад по схеме с общей базой (рис. 8.1). Входной сигнал подается через разделятельный конденсатор  $C_1$  в цепь эмиттера транзистора. База по переменной составляющей заземлена с помощью блокировочного конденсатора  $C_B$ . Выходной сигнал снимается с коллектора. Положительное приращение входного напряжения вызывает

уменьшение тока эмиттера транзистора и уменьшение падения напряжения на коллекторном сопротивлении, то есть рост напряжения на выходе. Следовательно, каскад с ОБ не инвертирует fazu сигнала при усилении.

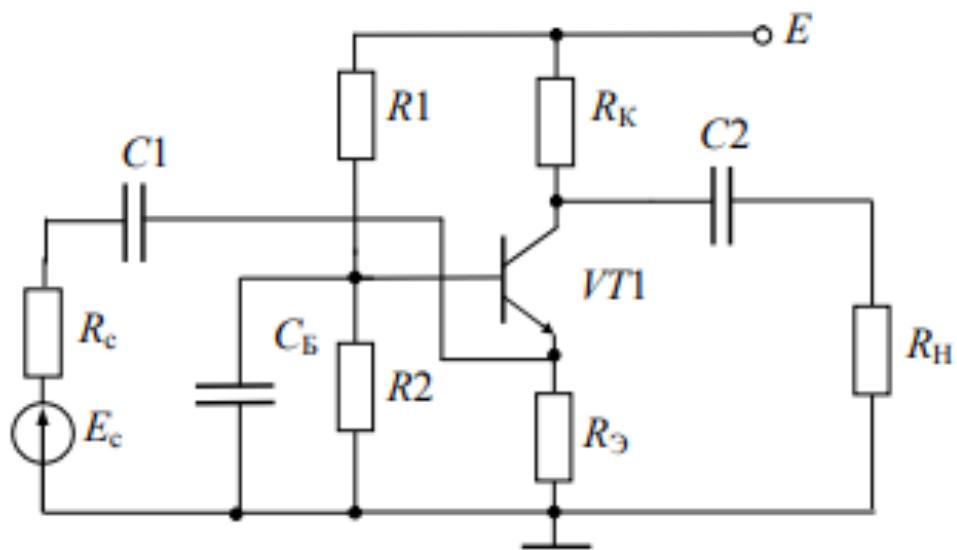


Рис. 8.1 – Схема каскада с ОБ

Выбор рабочей точки и расчет резисторов можно выполнить по методике, изложенной для схемы рис. 6.1.

Приближенная эквивалентная схема для анализа каскада в области средних частот приведена на рис. 8.2 (закорачиваем все конденсаторы и источник питания  $E$ , так как их сопротивление в рабочем диапазоне частот близко к нулю). Для физической эквивалентной схемы предполагается, что  $r_K = \infty$ . Это допустимо при условии:  $r_K \gg R_{\sim} = R_K \parallel R_H$ .

Входное сопротивление транзистора определяется соотношением

$$r_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{i_{\text{Э}}} = \frac{r_{\text{Э}} i_{\text{Э}} + r_{\text{Б}} i_{\text{Б}}}{i_{\text{Б}}(1 + \beta)} = r_{\text{Э}} + \frac{r_{\text{Б}}}{1 + \beta} = h_{11\text{Б}}.$$

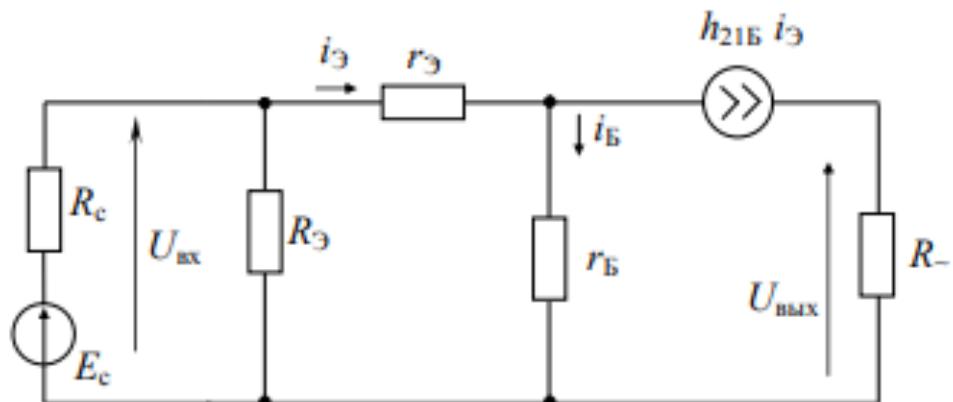


Рис. 8.2 – Эквивалентная схема  
каскада с ОБ для области средних частот

Входное сопротивление каскада  $R_{\text{вх}} = R_3 \parallel r_{\text{вх}}$ . Оно значительно меньше (десятки ом), чем в схеме с ОЭ.

Каскад не усиливает сигнал по току

$$K_I = \frac{I_h}{I_{\text{вх}}} = \frac{1}{1 + r_{\text{вх}}/R_3} \cdot h_{21B} \cdot \frac{1}{1 + R_h/R_k}.$$

Коэффициент усиления по напряжению  $K_0 = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{h_{21B} R_{\sim}}{h_{11B}}$ .

Он такого же порядка как в схеме с ОЭ (десятки  $\div$  сотни).

Выходное сопротивление каскада  $R_{\text{вых}} = R_k$ , т.к. выходное сопротивление транзистора по схеме с ОБ равно  $r_k \approx \infty$ .

Эквивалентная постоянная времени каскада в области верхних частот может быть определена по выражению  $\tau_B = \tau_a + (C_K + C_h)R_{\sim}$ . Она значительно меньше, чем в схеме с ОЭ. Поэтому каскад с ОБ относится к широкополосным усилильным каскадам.

## 8.2 Каскад с общим коллектором

На рис. 8.3 приведен вариант построения усилителя по схеме с **общим коллектором** (эмиттерный повторитель). При работе в режиме малого сигнала можно выбрать в точке покоя  $I_3 = I_0 = (0,5 \div 1)$  мА,  $U_{K3} = U_0 = E/2$ , ток делителя  $I_d = 10I_B = 10I_0/\beta$  и рассчитать сопротивления резисторов по формулам:

$$R_{\exists} = \frac{E - U_0}{I_0}; \quad R1 = \frac{U_0 - U_{\exists\beta}}{I_d}; \quad R2 = \frac{E}{I_d} - R1.$$

В данном каскаде сопротивления выходной цепи по постоянному и переменному току определяются соотношениями:

$$R_{\perp} = R_{\exists}, \quad R_{\sim} = R_{\exists} \parallel R_H.$$

Коллектор транзистора по переменному току заземлен (внутреннее сопротивление источника питания  $E$  близко к нулю).

Входной сигнал через разделительный конденсатор  $C1$  подается в цепь базы транзистора  $VT1$ , а выходной – снимается с эмиттера. В каскаде действует стопроцентная последовательная ООС по напряжению, в результате которой к участку база-эмиттер транзистора прикладывается разность входного и выходного напряжений.

Эквивалентная схема каскада для средних частот приведена на рис. 8.4. Транзистор заменен приближенной  $T$ -образной схемой замещения. Введено обозначение  $R_B = R1 \parallel R2$ .

Входное сопротивление со стороны базы  $VT1$

$$r_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{i_B} = \frac{i_B r_B + i_{\exists}(r_{\exists} + R_{\sim})}{i_B} = r_B + (r_{\exists} + R_{\sim})(1 + h_{21\exists}) = h_{11\exists} + R_{\sim}(1 + h_{21\exists}).$$

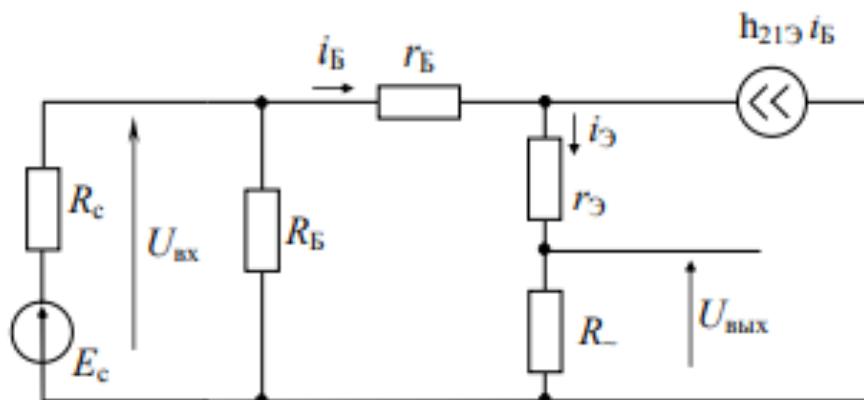


Рис. 8.4 – Приближенная эквивалентная схема каскада с ОК для средних частот

Входное сопротивление каскада  $R_{\text{вх}} = R_B \parallel r_{\text{вх}}$ . Оно обычно значительно больше (в десятки  $\div$  сотни раз), чем в схеме с ОЭ.

Коэффициент усиления по напряжению

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{i_{\text{Э}} R_{\text{~}}}{i_B r_{\text{вх}}} = \frac{(1 + h_{21\text{Э}}) R_{\text{~}}}{h_{11\text{Э}} + (1 + h_{21\text{Э}}) R_{\text{~}}} < 1.$$

Выходное напряжение практически повторяет входное и по величине ( $K = 0,8 \div 0,95$ ) и по фазе, вследствие чего каскад с ОК называют **эмиттерным повторителем**.

Каскад обеспечивает значительное усиление по току

$$K_I = \frac{I_{\text{н}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{1}{1 + \frac{r_{\text{вх}}}{R_B}} \cdot (1 + h_{21\text{Э}}) \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{Э}}}}.$$

Выходное сопротивление каскада мало (десятки ом):

$$R_{\text{вых}} = R_{\text{Э}} \left| \left( r_{\text{Э}} + \frac{r_B + R_B \parallel R_c}{1 + h_{21\text{Э}}} \right) \right| \approx \frac{R_c \parallel R_B + h_{11\text{Э}}}{1 + h_{21\text{Э}}}.$$

Эквивалентная постоянная времени каскада в области верхних частот

$$\tau_{\text{в}} = \frac{\tau_{\alpha}}{1 - \alpha \gamma_{\text{Э}}}, \text{ где } \gamma_{\text{Э}} = \frac{r_B + R_c \parallel R_B}{R_{\text{~}} + r_B + r_{\text{Э}} + R_c \parallel R_B}.$$

Обычно  $\tau_{\text{в}} = (2 - 3)\tau_{\alpha}$ .

Каскад с ОК не дает усиления по напряжению, усиливает сигнал по току, отличается большим входным и малым выходным сопротивлением. За счет глубокой ООС по сравнению с каскадом по схеме с ОЭ имеет более широкую полосу пропускания. Чаще всего применяется как согласующий каскад при работе с высокоомным источником сигнала или с низкоомной нагрузкой.

Для повышения входного сопротивления в схеме эмиттерного повторителя, приведенной на рис. 8.5, транзисторы  $VT1$  и  $VT2$  включены по **схеме Дарлингтона**, а также используется положительная обратная связь с помощью конденсатора  $C_3$ .

Коэффициент усиления по току эквивалентного составного транзистора (составленного из транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ ) равен произведению коэффициентов усиления тока базы каждым транзистором

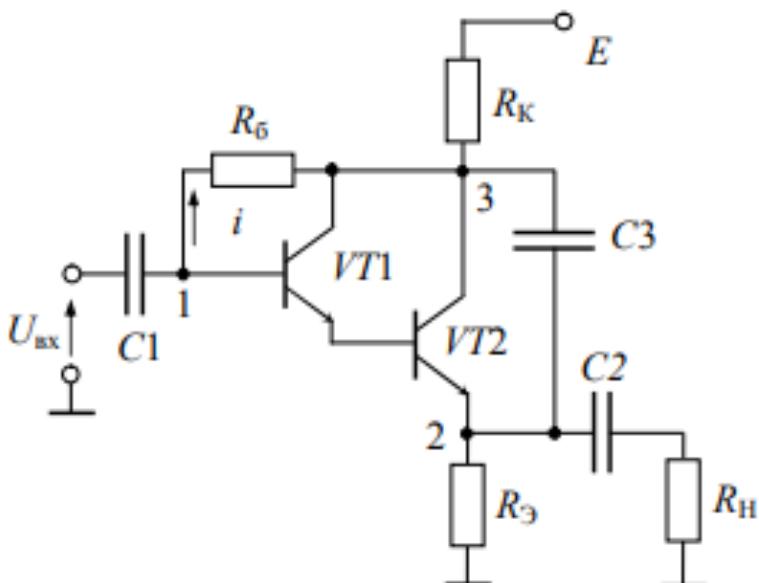


Рис. 8.5 – Схема повторителя с большим входным сопротивлением

$$h_{21\Theta} \approx h_{21\Theta(1)} h_{21\Theta(2)}$$

Емкость конденсатора выбирается достаточно большой, так что в рабочем диапазоне частот потенциал точки 3 равен потенциалу точки 2, который повторяет потенциал точки 1 (схема является повторителем напряжения). Таким образом, ток  $i$ , ответвляющийся в резистор  $R_6$ , неизначен:

$$i = \frac{U_1 - U_3}{R_6} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}}{R_6} = \frac{U_{\text{вх}}(1-K)}{R_6} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_6^*},$$

где  $R_6^* = \frac{R_6}{1-K}$ ,  $K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} < 1$ .

Например, при  $K=0,9$  вход будет шунтироваться сопротивлением не  $R_6$ , а  $10R_6$ . В 10 раз уменьшится и шунтирующее влияние сопротивления коллекторного перехода транзистора  $VT1$ , включенного параллельно  $R_6$ .

Входное сопротивление каскада определяется выражением

$$R_{\text{вх}} \approx R_6^* \| r_{K1}^* \| R_{\text{экв}} h_{21\Theta(1)} h_{21\Theta(2)}, \text{ где } r_{K1}^* = \frac{r_{K1}}{1-K}; R_{\text{экв}} = R_3 \| R_{\text{н}} \| R_{\text{к}}$$

и может достигать единиц мегаом.

## 7. Каскады на биполярных транзисторах: схемы с общим эмиттером, общей базой, общим коллектором (коэффициент усиления, влияние элементов схемы на АЧХ).

Поскольку транзистор имеет три вывода (эмиттер, база, коллектор), а два источника питания имеют четыре вывода, то обязательно один из выводов транзистора будет общим для обоих источников, т. е. одновременно будет принадлежать и входной цепи, и выходной. По этому признаку различают три возможные схемы включения: с общей базой, с общим эмиттером и с общим коллектором.

### *Схема с общей базой (ОБ)*

Рассмотренный в 1.4.1 пример построения усилителя электрических сигналов с помощью транзистора является схемой включения с ОБ. На рис. 1.29 приведена электрическая принципиальная схема включения транзистора с ОБ.

Определим основные параметры, характеризующие эту схему включения.

Коэффициент усиления по току

$$K_{I\text{OB}} = \alpha = \frac{I_E}{I_\varnothing} \approx 0,95 \dots 0,99. \quad (1.23)$$

Входное сопротивление

$$R_{\text{вх OB}} = \frac{E_1}{I_\varnothing}. \quad (1.24)$$

Из (1.24) следует, что входное сопротивление транзистора, включенного в схему с ОБ, очень невелико и определяется в основном сопротивлением эмиттерного  $p-n$ -перехода в прямом направлении. На практике его значение составляет от единицы до десятков ом. Это следует отнести к недостаткам усилительного каскада, поскольку приводит к нагружению источника входного сигнала.

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_{U\text{OB}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{I_E R_h}{E_1} = \frac{I_E R_h}{I_\varnothing R_{\text{вх OB}}} = \alpha \frac{R_h}{R_{\text{вх OB}}}.$$

Коэффициент усиления по напряжению может быть достаточно большим (десятки — сотни единиц), так как определяется главным образом соотношением между сопротивлением нагрузки  $R_h$  и входным сопротивлением.

Коэффициент усиления по мощности

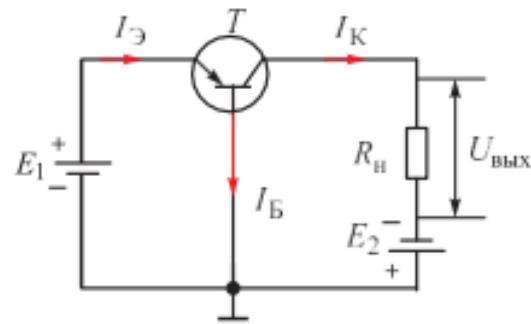
$$K_{P\text{OB}} = K_{I\text{OB}} K_{U\text{OB}} = \alpha^2 \frac{R_h}{R_{\text{вх OB}}}.$$

Для реальных схем коэффициент усиления по мощности равняется десяткам — сотням единиц.

### Схема с общим эмиттером (ОЭ)

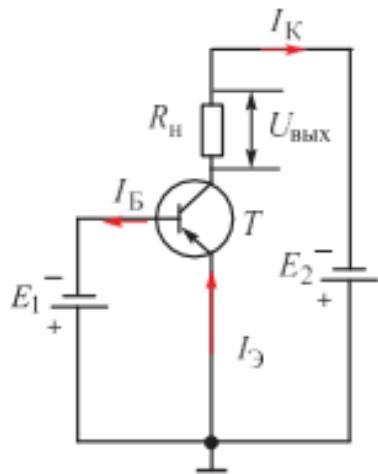
В рассматриваемой схеме (рис. 1.30) источник входного сигнала  $E_1$  по прежнему включен в прямом направлении по отношению к эмиттерному переходу, а источник питания  $E_2$  — в обратном направлении по отношению к коллекторному переходу и в прямом по отношению к эмиттерному.

Под действием источника входного сигнала  $E_1$  в базовой цепи протекает ток  $I_B$ , происходит инжекция носителей из эмиттерной области в базовую, часть из них под действием поля коллекторного перехода перебрасывается



**Рис. 1.29.** Включение транзистора  $T$  по схеме с ОБ:

$I_\varnothing$  — ток эмиттера;  $I_K$  — ток коллектора;  
 $I_B$  — ток базы;  $E_1$  и  $E_2$  — источники напряжений во входной и выходной цепях соответственно;  $U_{\text{вых}}$  — выходное напряжение на нагрузке;  $R_h$  — сопротивление нагрузки



**Рис. 1.30.** Включение транзистора  $T$  по схеме с ОЭ:

$I_\Theta$  — ток эмиттера;  $I_K$  — ток коллектора;  $I_B$  — ток базы;  $E_1$  и  $E_2$  — источники напряжений во входной и выходной цепях соответственно;  $U_{\text{вых}}$  — выходное напряжение на нагрузке;  $R_n$  — сопротивление нагрузки

В коллекторную область, образуя таким образом ток в цепи коллектора  $I_K$ , который протекает под действием источника питания  $E_2$  через эмиттер и базу. Поэтому

$$I_\Theta = I_B + I_K. \quad (1.25)$$

Входным током является ток базы  $I_B$ , а выходным — ток коллектора  $I_K$ . Выходным напряжением является падение напряжения на сопротивлении нагрузки  $R_n$ .

Определим основные параметры, характеризующие эту схему включения.

Коэффициент усиления по току

$$K_{\text{т.о.э.}} = \beta = \frac{I_E}{I_B} = \frac{I_E}{I_\Theta - I_E}.$$

Разделим в этом выражении числитель и знаменатель дроби на ток эмиттера  $I_\Theta$  и получим

$$\beta = \frac{\frac{I_E}{I_\Theta}}{\frac{I_\Theta - I_E}{I_\Theta}} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \quad (1.26)$$

Из формулы (1.26) следует, что в схеме с ОЭ коэффициент усиления по току достаточно большой, так как значение  $\alpha$  около единицы, а значение  $\beta$  составляет десятки — сотни единиц.

Входное сопротивление транзистора в схеме с ОЭ

$$R_{\text{вх.о.э.}} = \frac{E_1}{I_B} = \frac{E_1}{I_\Theta - I_E}.$$

Разделим в этом выражении числитель и знаменатель на ток эмиттера  $I_\Theta$  и получим

$$R_{\text{вх.о.э.}} = \frac{\frac{E_1}{I_\Theta}}{\frac{I_\Theta - I_E}{I_\Theta}} = \frac{R_{\text{вх.об.}}}{1 - \alpha}.$$

Отсюда следует, что  $R_{\text{вх.о.э.}} \gg R_{\text{вх.об.}}$ , т. е. по этому параметру схема с ОЭ значительно превосходит схему с ОБ. Для схемы с ОЭ входное сопротивление находится в диапазоне от сотен ом до единиц килоом.

## Коэффициент усиления по напряжению

$$K_{U\text{OЭ}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{I_E R_H}{E_1} = \frac{I_E R_H}{I_B R_{\text{вх ОЭ}}} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \frac{R_H}{R_{\text{вх ОЭ}}}.$$

Подставив в это выражение  $R_{\text{вх ОЭ}}$  из (1.26), получим

$$K_{U\text{OЭ}} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \frac{R_H}{R_{\text{вх ОЭ}}} = \alpha \frac{R_H}{R_{\text{вх ОБ}}},$$

т. е. коэффициент усиления по напряжению в этой схеме точно такой же, как и в схеме с ОБ:  $K_{U\text{OЭ}} = K_{U\text{OB}}$ , и составляет десятки—сотни единиц.

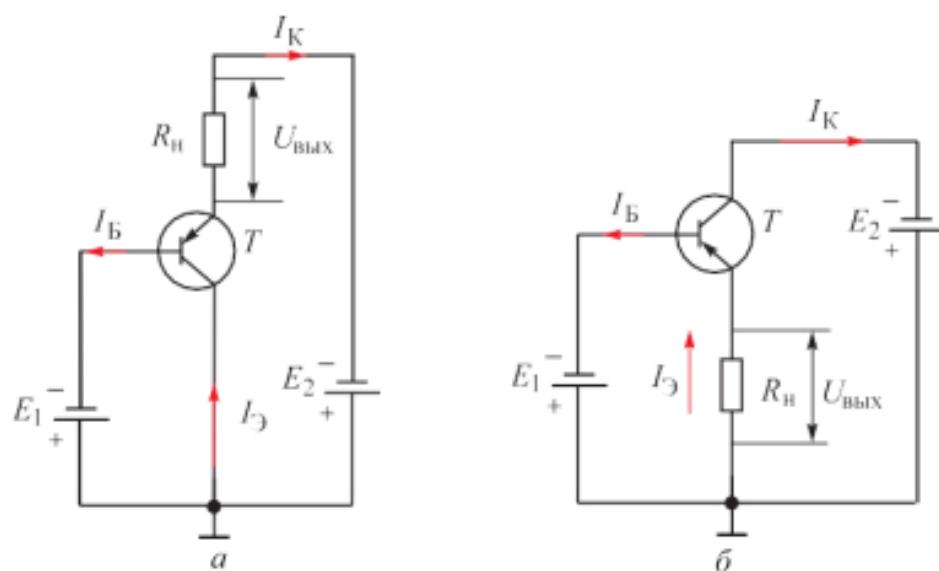
## Коэффициент усиления по мощности

$$K_{P\text{OЭ}} = K_{U\text{OЭ}} K_{U\text{OЭ}} = \frac{\alpha^2}{1-\alpha} \frac{R_H}{R_{\text{вх ОБ}}}.$$

Он значительно больше, чем в схеме с ОБ (сотни—десятки тысяч единиц).

## Схема с общим коллектором (ОК)

На рис. 1.31, *a* приведена схема включения транзистора с ОК. В этом случае транзистор оказывается в инверсном включении, что нежелательно из-за ряда особенностей, отмеченных в 1.4. Поэтому в схеме меняют местами выводы эмиттера и коллектора и получают нормальное включение транзистора.



**Рис. 1.31.** Включение транзистора  $T$  по схеме с ОК:

$I_3$  — ток эмиттера;  $I_K$  — ток коллектора;  $I_B$  — ток базы;  $E_1$  и  $E_2$  — источники напряжений во входной и выходной цепях соответственно;  $U_{\text{вых}}$  — выходное напряжение на нагрузке;  $R_H$  — сопротивление нагрузки

зистора (рис. 1.31, б). В этой схеме сопротивление нагрузки  $R_n$  включено во входную цепь, входным током является ток базы  $I_B$ , выходным током является ток эмиттера  $I_E = I_B + I_K$ .

Определим основные параметры, характеризующие эту схему включения. Коэффициент усиления по току

$$K_{UO\hat{E}} = \gamma = \frac{I_E}{I_B} = \frac{I_E}{I_E - I_E}.$$


Разделим числитель и знаменатель этой дроби на ток эмиттера  $I_E$  и получим

$$\gamma = \frac{\frac{I_E}{I_E}}{\frac{I_E - I_E}{I_E}} = \frac{1}{1-\alpha}, \quad (1.27)$$

т. е. коэффициент усиления по току в схеме с ОК почти такой же, как в схеме с ОЭ:  $\gamma \approx \beta$ .

Входное сопротивление

$$R_{вх\,О\hat{E}} = \frac{E_1 - I_E R_n}{I_B}.$$

Преобразовав это выражение, получим

$$R_{вх\,О\hat{E}} = \frac{I_E \left( \frac{E_1}{I_E} + I_n R_n \right)}{I_B} = \frac{R_{вх\,ОБ} + R_n}{1-\alpha}. \quad (1.28)$$

Из (1.28) следует, что входное сопротивление в этой схеме включения оказывается наибольшим из всех рассмотренных схем (десятки—сотни килоом).

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_{UO\hat{E}} = \frac{I_E R_n}{I_B R_{вх\,О\hat{E}}}.$$


Преобразуем это выражение с учетом выражений (1.27) и (1.28) и получим

$$K_{UO\hat{E}} = \frac{R_n}{(1-\alpha) R_{вх\,О\hat{E}}} = \frac{R_n}{R_{вх\,ОБ} + R_n}.$$

Поскольку  $R_{вх\,ОБ}$  представляет собой очень малую величину, то можно считать, что  $K_{UOK} \approx 1$ , т. е. усиления по напряжению в этой схеме нет.

## Коэффициент усиления по мощности

$$K_{POE} = K_{UE} K_{UOE} \frac{1}{1 - \alpha} \frac{R_h}{R_{вх\ ОБ}} + R_h$$

на практике он составляет десятки—сотни единиц.

Схему с ОК часто называют эмиттерным повторителем, потому что, во-первых, нагрузка включена здесь в цепь эмиттера, а во-вторых, выходное напряжение в точности повторяет входное и по величине ( $K_{UOK} \approx 1$ ), и по фазе.

В табл. 1.1 приведены диапазоны значений параметров схем включения биполярного транзистора.

*Таблица 1.1*

**Параметры схем включения биполярного транзистора**

Параметр	Схема с ОБ	Схема с ОЭ	Схема с ОК
Коэффициент усиления по току $K_I$	~1	10—1000	10—1000
Коэффициент усиления по напряжению $K_U$	~10—1000	10—1000	~1
Коэффициент усиления по мощности $K_p$	~10—1000	100—100 000	10—1000
Входное сопротивление $R_{вх}$	1—100 Ом	100 Ом—10 кОм	10—1000 кОм
Выходное сопротивление $R_{вых}$	100 кОм—10 МОм	1—100 Ом	100 Ом—10 кОм
Фазовый сдвиг между $U_{вых}$ и $U_{вх}$	0°	180°	0°

В отличие от схемы с ОБ схема с ОЭ наряду с усилением по напряжению дает также усиление по току. Транзистор, включенный по схеме с ОЭ, усиливает ток базы в десятки—сотни раз. Усиление по напряжению в данной схеме остается таким же, как в схеме с ОБ. Поэтому усиление по мощности в схеме с ОЭ значительно больше, чем в схеме с ОБ.

Схема с ОЭ имеет более приемлемые, чем в схеме с ОБ, значения входного и выходного сопротивлений: входное сопротивление больше, а выходное меньше.

Благодаря указанным преимуществам схема с ОЭ находит наибольшее применение.

Однако несмотря на то, что у схемы с ОБ меньшее усиление по мощности и меньшее входное сопротивление, ее иногда применяют на практике, так как она имеет лучшие температурные свойства.

Схема с ОК дает усиление по току и по мощности, но не дает усиления по напряжению.

Схему с ОК очень часто применяют в качестве входного каскада усиления из-за его высокого входного сопротивления и способности не нагружать источник входного сигнала. Кроме того, данная схема имеет наименьшее выходное сопротивление.

## 8. Режимы работы усилительных каскадов (A, B, AB, C, D).

### 2.3.2. Режимы работы усилителей

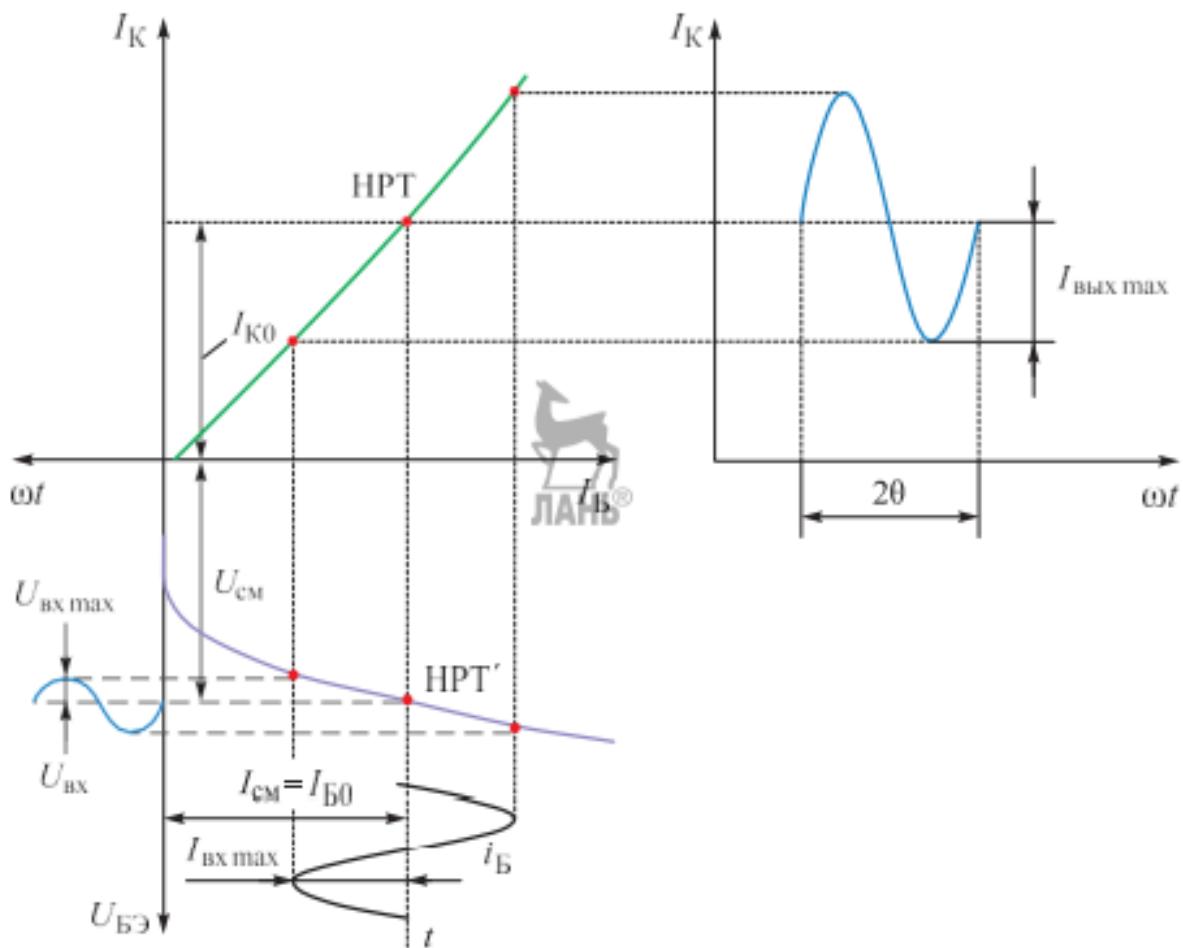
В зависимости от того, в каком положении находится начальная рабочая точка, различают пять режимов работы усилителей: A, AB, B, C и D.

В режиме A ток коллектора всегда больше нуля ( $I_E > 0$ ). При этом он увеличивается или уменьшается в зависимости от входного сигнала. В режиме B  $I_E = 0$ , поэтому ток коллектора может только увеличиваться. При синусоидальном входном сигнале в цепи коллектора протекают положительные полуволны тока. Режим AB является промежуточным между режимами A и B. В режиме C на вход транзистора подается начальное запирающее напряжение, поэтому в цепи коллектора в каждый период входного сигнала ток протекает в течение времени, меньшего, чем половина периода. Режимом D называют ключевой режим работы (транзистор находится или в режиме насыщения, или в режиме отсечки).

Количественно режим работы усилителя характеризуется углом отсечки  $\theta$  — половиной той части периода входного сигнала, в течение которого в выходной цепи транзистора протекает ток нагрузки. Угол отсечки выражают в градусах или радианах.

#### *Режим A*

Режим A характеризуется тем, что начальная рабочая точка, определяемая смещением, находится в середине линейного участка входной характеристики (рис. 2.17), а следовательно, и характеристики передачи по току  $I_E = f(I_B)$ . Амплитуда входного сигнала здесь такова, что суммарное значение  $U_{\text{см}} + U_{\text{вх}}$  не имеет отрицательных значений, а поэтому ток базы  $I_B$ , а следовательно, и ток коллектора  $I_E$  нигде не снижаются до нуля. Ток в выходной цепи протекает в течение всего периода, а угол отсечки  $\theta$  равен  $180^\circ$ . Транзистор



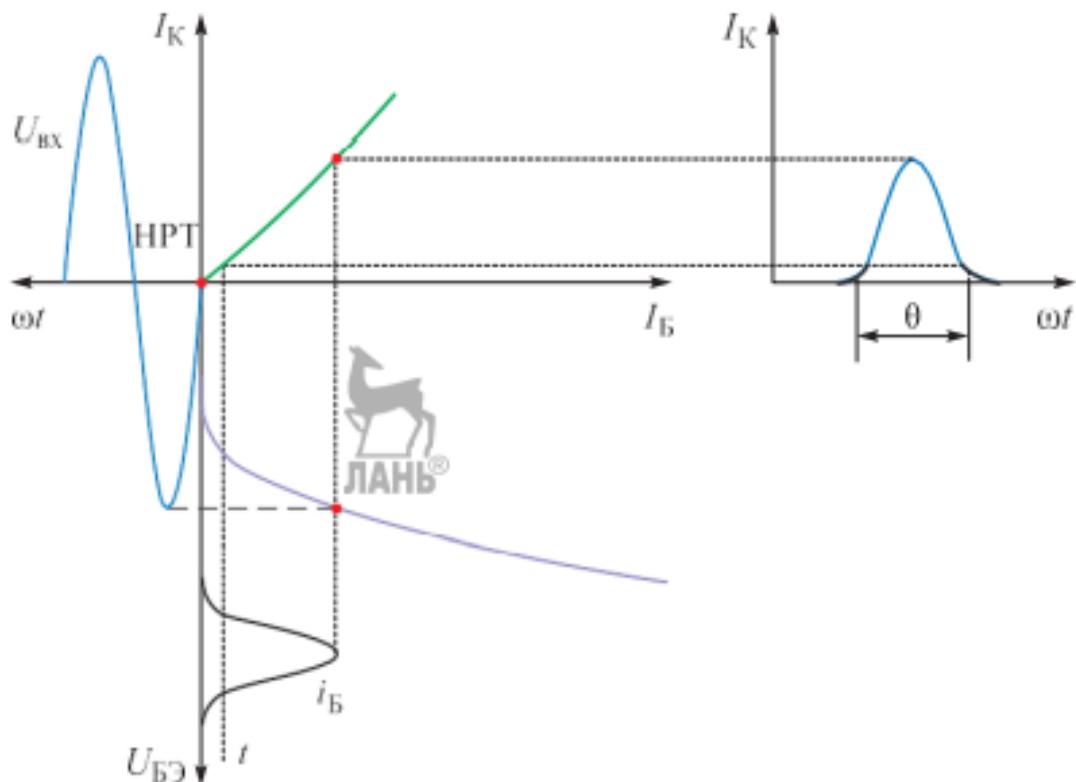
**Рис. 2.17.** Временные диаграммы входных и выходных токов и характеристика передачи по току в режиме А:

$\theta$  — угол отсечки;  $I_K$  — ток коллектора;  $I_B$  — ток базы;  $I_{cm}$  — ток смещения;  $U_{cm}$  — напряжение смещения рабочей точки;  $U_{B3}$  — входное напряжение на базе транзистора;  $U_{in}$  — напряжение на входе усилителя; НРТ — начальная рабочая точка;  $I_{B0}$ ,  $I_{K0}$  — начальные значения токов базы и коллектора соответственно;  $I_{in\ max}$ ,  $I_{out\ max}$  — максимальные значения входного и выходного токов соответственно;  $i_B$  — переменное значение тока базы

работает в активном режиме на близких к линейным участках характеристики, поэтому искажения усиливаемого сигнала здесь минимальны. Однако из-за большого значения начального тока коллектора  $I_{K0}$  КПД такого усилителя низкий (теоретически не более 25 %, а реальные значения еще ниже), поэтому такой режим применяют в маломощных каскадах предварительного усиления.

### Режим В

Режим В характеризуется тем, что начальная рабочая точка находится в начале характеристики передачи по току  $I_E = f(I_B)$  (рис. 2.18). Ток нагрузки протекает по коллекторной цепи транзистора только в течение одного полупериода входного сигнала, а в течение второго полупериода транзистор закрыт, так как его начальная рабочая точка будет находиться в области от-



**Рис. 2.18.** Временные диаграммы входных и выходных токов и характеристика передачи по току в режиме *B*:

$\theta$  — угол отсечки;  $I_K$  — ток коллектора;  $I_B$  — ток базы;  $U_{B\beta}$  — входное напряжение на базе транзистора;  $U_{BX}$  — напряжение на входе усилителя; НРТ — начальная рабочая точка;  $i_B$  — переменное значение тока базы

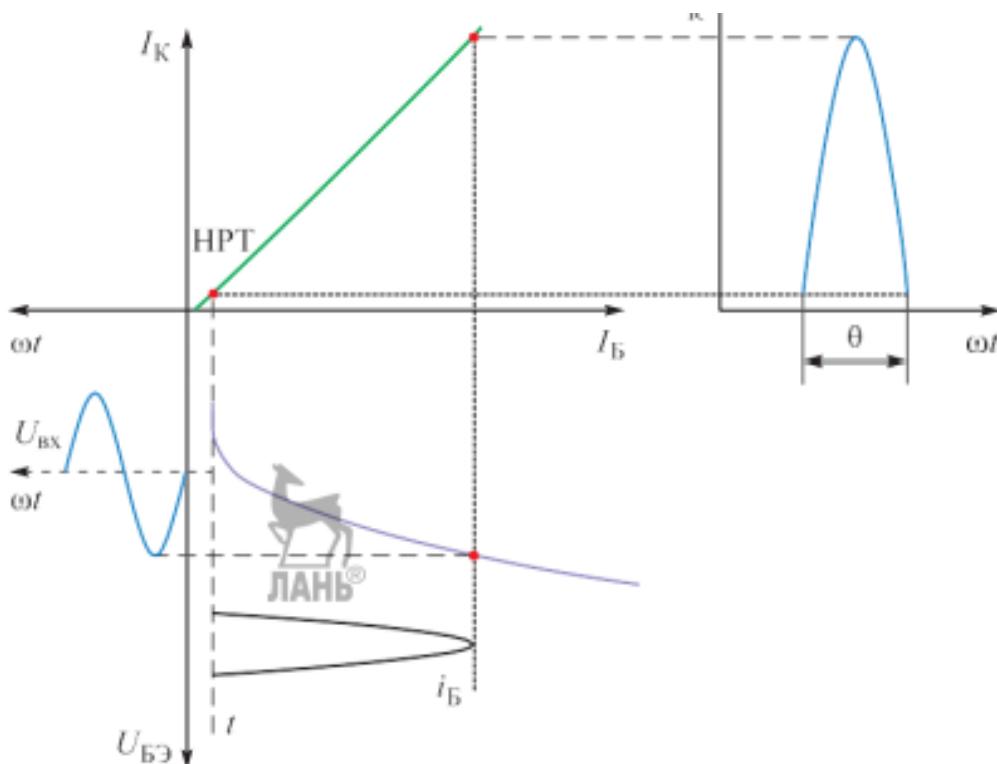
сечки. Коэффициент полезного действия усилителя, работающего в режиме *B*, значительно выше (составляет 60...70 %), чем в режиме *A*, так как начальный ток коллектора  $I_{K0}$  в этом случае равен нулю. Угол отсечки  $\theta = 90^\circ$ . Однако у усилителей, работающих в режиме *B*, есть и существенный недостаток: большой уровень нелинейных искажений (колоколообразные искажения), вызванных повышенной нелинейностью усиления транзистора, когда он находится вблизи режима отсечки.

Для того чтобы усилить входной сигнал в течение обоих полупериодов, используют двухтактные схемы усилителей, когда в течение одного полупериода работает один транзистор, а в течение другого полупериода — второй транзистор в этом же режиме.

Режим *B* обычно используют преимущественно в мощных двухтактных усилителях, однако в чистом виде его применяют редко. Чаще в качестве рабочего используют промежуточный режим *AB*.

### Режим *AB*

Режиму усиления *AB* соответствует режим работы усилительного каскада, при котором ток в выходной цепи протекает больше половины периода изменения напряжения входного сигнала (рис. 2.19).



**Рис. 2.19.** Временные диаграммы входных и выходных токов и характеристика передачи по току в режиме *AB*:

θ — угол отсечки;  $I_K$  — ток коллектора;  $I_B$  — ток базы;  $U_{B\bar{E}}$  — входное напряжение на базе транзистора;  $U_{BX}$  — напряжение на входе усилителя; НРТ — начальная рабочая точка

Этот режим используется для уменьшения нелинейных искажений усиливаемого сигнала, которые возникают вследствие нелинейности начальных участков входных ВАХ транзисторов.

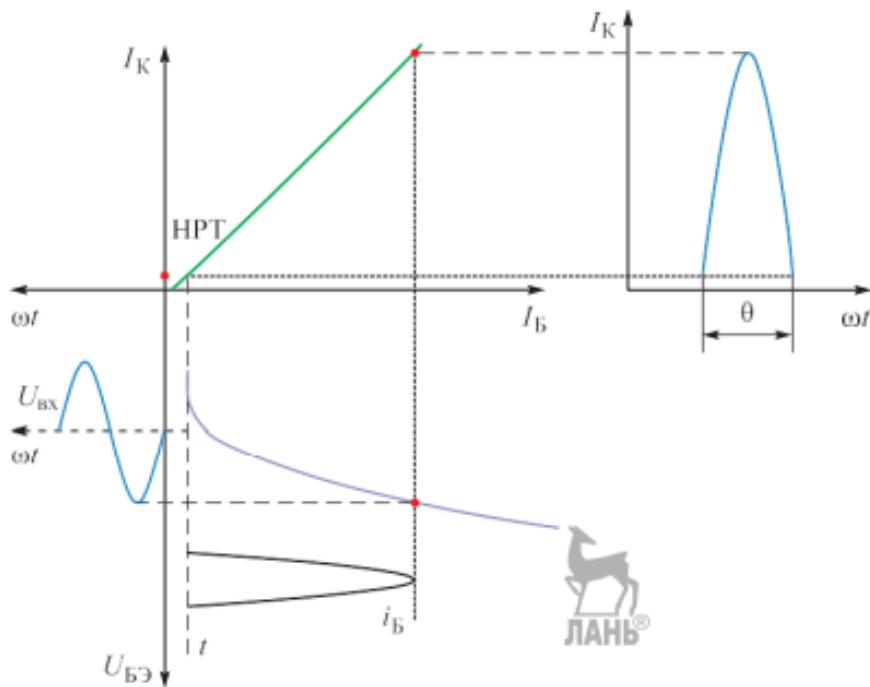
При отсутствии входного сигнала в режиме покоя резистор немножко приоткрыт и через него протекает ток, составляющий 10...15 % от максимально-го тока при заданном входном сигнале. Угол отсечки в этом случае  $\theta = 120\ldots130^\circ$ .

При работе двухтактных усилительных каскадов в режиме *AB* происходит перекрытие положительной и отрицательной полуволн тока плеч двухтактного каскада, что приводит к компенсации нелинейных искажений, существующих за счет нелинейности начальных участков ВАХ транзистора.

Коэффициент полезного действия каскадов при этом режиме усиления выше, чем для режима *A*, но меньше, чем в режиме *B*, за счет наличия малого тока коллектора  $I_{e0}$ .

### Режим С

В режиме *C* начальная рабочая точка располагается выше начальной точки характеристики передачи по току (рис. 2.20). Ток коллекторной цепи протекает в течение времени, которое меньше половины периода входного



**Рис. 2.20.** Временные диаграммы входных и выходных токов и характеристика передачи по току в режиме С:

$\theta$  — угол отсечки;  $I_K$  — ток коллектора;  $I_B$  — ток базы;  $U_{BE}$  — входное напряжение на базе транзистора;  $U_{ax}$  — напряжение на входе усилителя; НРТ — начальная рабочая точка

сигнала, поэтому угол отсечки  $\theta < 90^\circ$ . Поскольку больше половины рабочего времени транзистор закрыт (ток коллектора равен нулю), мощность, потребляемая от источника питания, снижается, так что КПД каскада приближается к 100 %. Ввиду больших нелинейных искажений режим С не используется в усилителях звуковой частоты, этот режим нашел применение в мощных резонансных усилителях (например, радиопередатчиках).

#### Режим D

Режим *D* называется *ключевым*. В этом режиме начальная рабочая точка может находиться только в двух возможных положениях: либо в области отсечки (транзистор заперт, и его можно рассматривать как разомкнутый ключ), либо в зоне насыщения (транзистор полностью открыт, и его можно рассматривать как замкнутый ключ). В активной области начальная рабочая точка находится только в течение короткого промежутка времени, необходимого для перехода ее из одной области в другую. Поэтому при работе в ключевом режиме линия нагрузки может на среднем своем участке выходить за пределы гиперболы допустимых мощностей при условии, что переход транзистора из закрытого состояния в открытое и наоборот осуществляется достаточно быстро.

В ключевом режиме КПД оказывается очень высоким, близким к 100 %. Этот режим преимущественно используется в силовых транзисторах, работающих в схемах бесконтактных прерывателей постоянного и переменного тока.

## 9. Работа усилительного каскада в импульсном режиме. Способы коррекции АЧХ.

Качество импульсного усилителя оценивается на его выходе по искажениям формы входного прямоугольного импульса. Допустимые искажения формы импульса характеризуются максимально возможными длительностями переднего фронта  $\tau_\phi$  и среза  $\tau_c$ , изме-

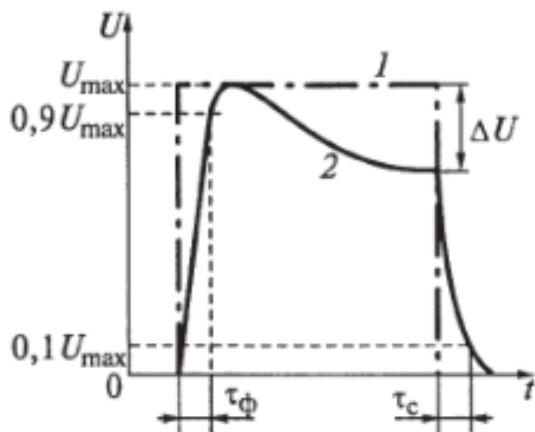


Рис. 3.25. Искажения импульса в усилителе:  
1 — идеальный импульс;  
2 — импульс после усилителя

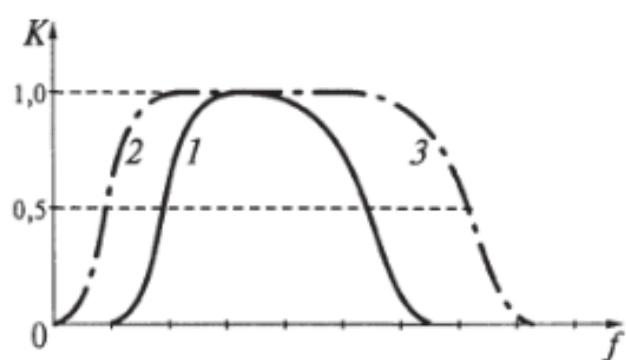


Рис. 3.26. АЧХ усилителей:  
1 — без коррекции; 2 — с коррекцией по низкой частоте; 3 — с коррекцией по высокой частоте

ренными на уровнях 0,1 и 0,9 амплитуды сигнала, а также допустимым спадом плоской вершины выходного импульса  $\Delta U$  (рис. 3.25).

Из теоретических основ электротехники известно, что длительности фронта и среза импульса (быстрое изменение напряжения) связаны с высокочастотной частью спектра импульса, а спад вершины импульса (медленное изменение напряжения) определяется его низкочастотной частью. Следовательно, для наименьшего искажения при усилении импульсов прямоугольной формы необходимо увеличивать верхнюю границную частоту полосы пропускания усилителя и одновременно уменьшать нижнюю границную частоту, т. е. расширять спектральную полосу пропускания. В обычных многокаскадных усилителях с емкостной или трансформаторной связью между каскадами сделать это невозможно. Как правило, они имеют ограниченную полосу пропускания (рис. 3.26). Поэтому для ее расширения применяют дополнительные электрические цепи высокочастотной и низкочастотной коррекции амплитудно-частотной характеристики, состоящие из  $RC$ - и  $LC$ -цепей.

## 7.2 Схемы высокочастотной коррекции

Коррекцию с помощью частотно-зависимых нагрузок применяют при схемах включения транзистора, когда по отношению к нагрузке он является генератором тока, т.е. в схемах с ОЭ и ОБ. Например, в схеме простой высокочастотной коррекции последовательно с сопротивлением коллекторной нагрузки включается индуктивность. Эквивалентное сопротивление нагрузки имеет повышенное значение на высоких частотах, благодаря чему в этой области частот уменьшается общий спад АЧХ. Для оценки эффективности применения цепи высокочастотной коррекции вводят понятие площади усиления  $\Pi = Kf_{\text{в}}$ , под которой понимают произведение коэффициента усиления каскада по напряжению на верхнюю граничную частоту. При оптимальном выборе индуктивности простая высокочастотная коррекция обеспечивает выигрыш в площади усиления в 1,7 раза.

Широкополосные усилительные каскады требуются, в частности, для неискаженного усиления импульсных сигналов. Для их построения используют высокочастотные транзисторы. Если транзистор уже выбран, уменьшить искажения фронта и вершины импульса можно введением корректирующих цепей.

Пример усилительного каскада с цепью эмиттерной высокочастотной коррекции (используется частотно-зависимая обратная связь) и цепью низкочастотной коррекции (используется  $RC$ -фильтр в цепи коллектора) приведен на рис. 7.1.

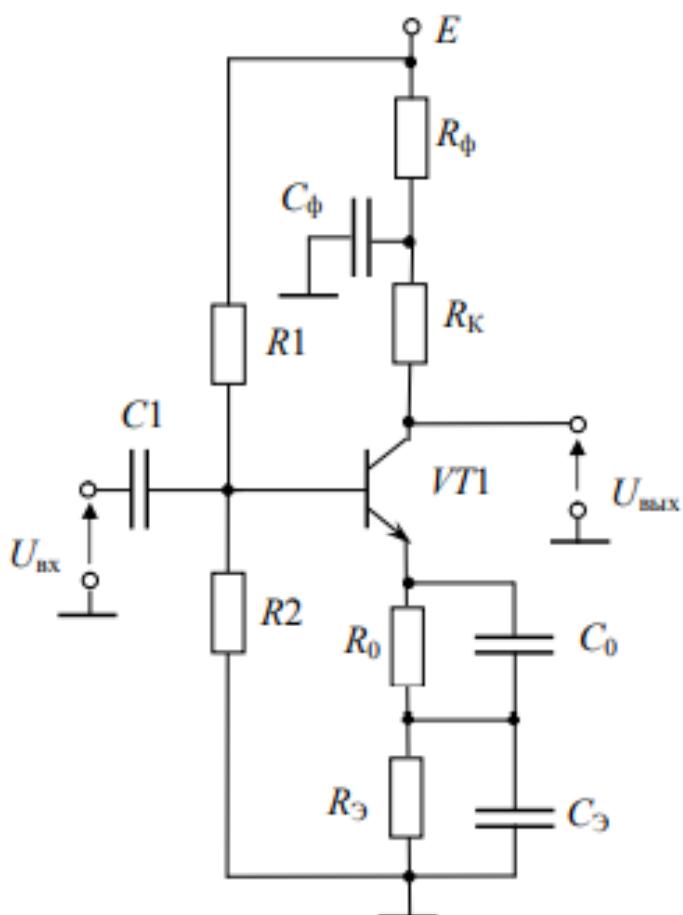


Рис. 7.1 – Схема каскада с цепями высокочастотной ( $R_0$ ,  $C_0$ ) и низкочастотной ( $R_\Phi$ ,  $C_\Phi$ ) коррекции

Без корректирующей цепи  $R_0$ ,  $C_0$  имеем каскад с ОЭ с коэффициентом усиления и верхней частотой

$$K \approx -\frac{h_{213}R_K}{h_{113}},$$

$$f_B \approx \frac{1}{2\pi(\tau_B + C_K R_K h_{213})}.$$

Резистор  $R_3$  обеспечивает температурную стабилизацию режима. Он зашунтирован конденсатором большой емкости и при анализе в области высоких частот и малых времен не учитывается.

Наличие  $R_0$  снижает в рабочем диапазоне частот коэффициент усиления за счет ООС до значения

$$K_{OC} \approx -\frac{h_{213}R_K}{h_{113} + R_0(1 + h_{213})},$$

расширяя полосу пропускания и стабилизируя коэффициент усиления каскада по напряжению пропорционально глубине отрицательной обратной связи.

Наличие  $C_0$  устраняет ООС за счет  $R_0$  на верхних частотах, частично компенсируя спад коэффициента усиления за счет  $\tau_B$  и  $C_K$ . При оптимальном выборе емкости корректирующего конденсатора

$C_0 \approx \frac{\tau_B + C_K R_K h_{213}}{1,5 \cdot R_0}$  получаем выигрыш в площади усиления  $\Pi = K f_B$  по сравнению с каскадом без коррекции примерно в полтора раза.

### 7.3 Схема низкочастотной коррекции

Роль элемента низкочастотной коррекции выполняет цепочка  $R_\phi$ ,  $C_\phi$ . В рабочем диапазоне частот резистор  $R_\phi$  зашунтирован конденсатором  $C_\phi$  и сопротивление коллекторной нагрузки по переменному току определяется только резистором  $R_K$ . С понижением частоты конденсатор  $C_\phi$  уменьшает свое шунтирующее действие и сопротивление коллекторной нагрузки возрастает до величины  $R_K + R_\phi$ , увеличивая коэффициент усиления каскада по напряжению.

Наличие разделительного ( $C_1$ ) и блокировочного ( $C_3$ ) конденсаторов приводит к спаду вершины при усилении импульсных сигналов. Влияние же цепочки  $R_\phi$ ,  $C_\phi$  проявляется в нарастании плоской части импульса.

Для импульсов заданной длительности  $t_u$  условие компенсации искажений вершины импульса может быть записано в виде следующего выражения (должно выполняться условие  $\tau_\phi \gg t_u$ ):

$$\frac{t_u}{\tau_\phi} = \frac{t_u}{\tau_1} + \frac{t_u}{\tau_3},$$

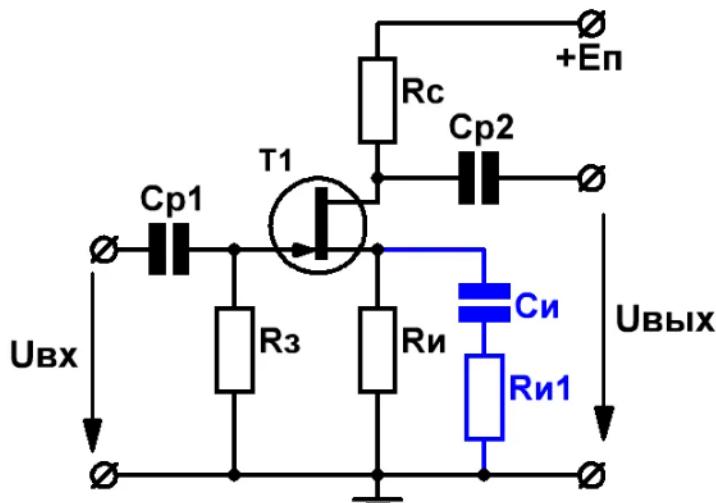
где

$$\begin{aligned}\tau_\phi &= C_\phi R_\phi; \\ \tau_1 &= C1(R_c + R_{bx}); \\ \tau_3 &= C_3(r_3 + R_0).\end{aligned}$$

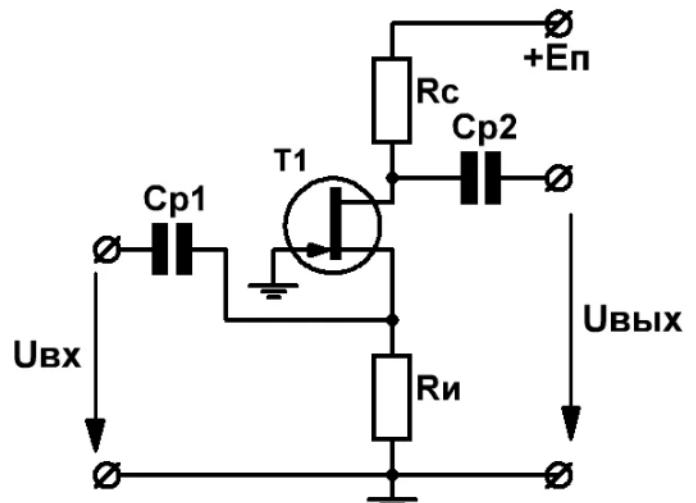
## 10. Простейшие каскады на полевых транзисторах.

Аналогично б) вопросу вообще не ясно, можно ли считать обычную схему полевого транзистора простейшим каскадом?

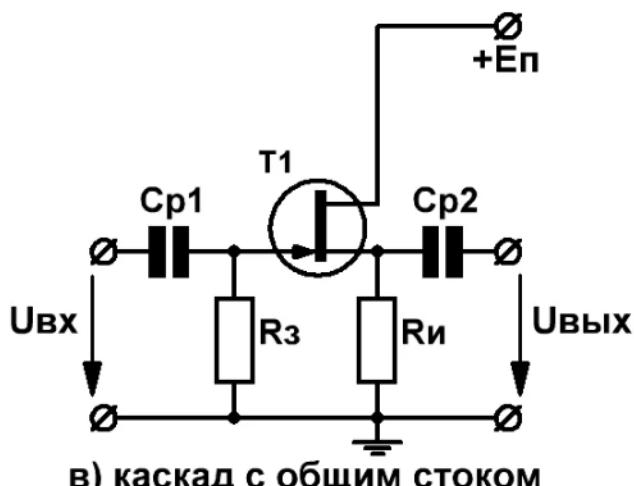
**В усилительном каскаде полевой транзистор можно включить по схемам с общим истоком, общим стоком и общим затвором. Основное достоинство усилителей на полевых транзисторах – возможность получения большого входного сопротивления, так как для их работы не требуются входные токи.**



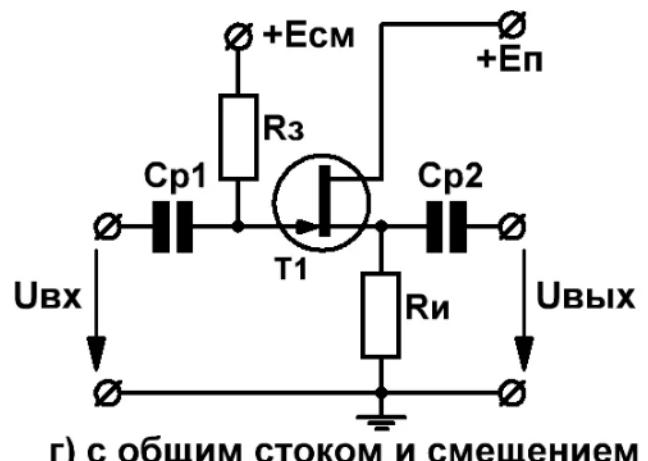
а) Каскад с общим истоком



б) каскад с общим затвором



в) каскад с общим стоком



г) с общим стоком и смещением

## 9.1 Каскад по схеме с общим истоком

В представленном на рис. 9.1 усилительном каскаде необходимое смещение за затвор полевого транзистора относительно истока обеспечивается за счет падения напряжения на резисторе  $R_3$ .

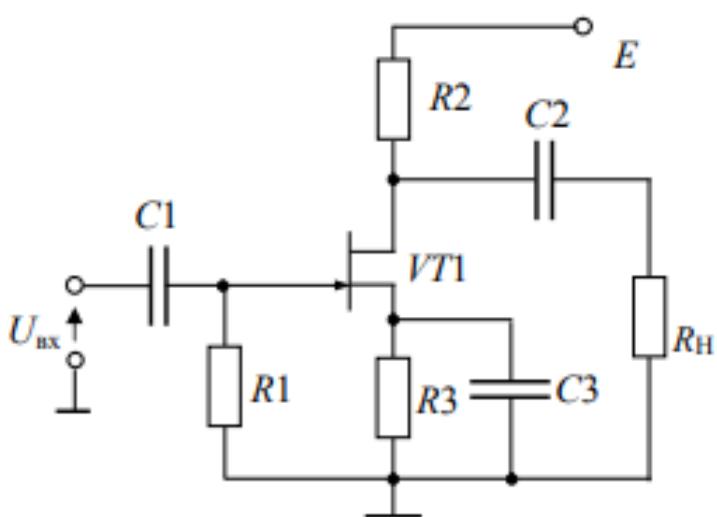


Рис. 9.1 – Усилительный каскад по схеме с общим истоком

Резистор  $R_1$  поддерживает в режиме покоя равенство потенциалов затвора и общей точки усилительного каскада. Протекая по сопротивлению  $R_3$ , ток стока создает на истоке положительный потенциал. Таким образом,  $p-n$ -переход затвор-исток смещен в обратном направлении и ток через резистор  $R_1$  не протекает.

Сопротивление  $R_1$  выбирается достаточно большим (вплоть до единиц мегаом), что обеспечивает большое входное сопротивление каскада в рабочем диапазоне частот.

Переменная составляющая напряжения, формируемого на стоке транзистора  $VT1$  за счет резистора  $R_2$ , через разделительный конденсатор  $C_2$  поступает в нагрузку. Блокировочный конденсатор  $C_3$  устраняет ООС за счет резистора  $R_3$  в рабочем диапазоне частот.

По переменной составляющей исток транзистора  $VT1$  заземлен и является общим электродом для источника входного сигнала и нагрузки. Следовательно, транзистор включен по схеме с общим истоком. Точку покоя выбирают на пологом участке выходных характеристик полевого транзистора, где он имеет большое выходное сопротивление.

По заданным координатам точки покоя  $A$  определяем сопротивления резисторов

$$R_3 = \frac{|U_{3\text{Ио}}|}{I_0}; \quad (9.1)$$

$$R_2 = \frac{E - U_0 - |U_{3\text{Ио}}|}{I_0}. \quad (9.2)$$

## 9.2 Анализ каскада в области средних и верхних частот

Малосигнальная эквивалентная схема каскада с ОИ для средних частот приведена на рис. 9.2. Выходная цепь полевого транзистора представлена эквивалентным генератором тока  $SU_{\text{3И}} = SU_{\text{вх}}$  с внутренним сопротивлением  $R_i$ .

Ток  $SU_{\text{вх}}$  создает на эквивалентном сопротивлении выходной цепи  $R_{\text{экв}} = R_i \parallel R_2 \parallel R_H$  падение напряжения, равное по величине, но противоположное по направлению  $U_{\text{вых}}$ . Поэтому  $U_{\text{вых}} = -SU_{\text{вх}} R_{\text{экв}}$ .

Отсюда можно записать выражение для оценки коэффициента усиления по напряжению в области средних частот

$$K_0 = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = -SR_{\text{экв}}. \quad (9.3)$$

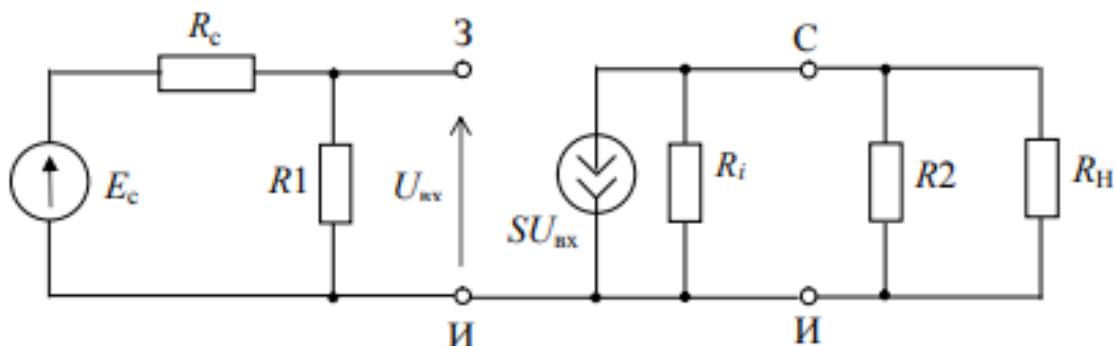


Рис. 9.2 – Эквивалентная схема каскада с ОИ для средних частот

Знак минус подчеркивает свойство каскада инвертировать фазу усиливаемого сигнала.

$$\text{Выходное сопротивление каскада } R_{\text{вых}} = R_i \parallel R_2. \quad (9.4)$$

$$\text{Входное сопротивление каскада } R_{\text{вх}} = R_1. \quad (9.5)$$

$$\text{Сквозной коэффициент усиления } K_e = \frac{U_{\text{вых}}}{E_c} = \frac{R_1}{R_c + R_1} \cdot K_0.$$

Практически он совпадает с  $K_0$ , так как сопротивление резистора в цепи затвора  $R1$  может быть выбрано значительно большим внутреннего сопротивления источника сигнала  $R_c$ . Однако следует учесть, что при очень больших значениях сопротивления  $R1$  обратный ток  $p-n$ -перехода затвор-исток (он мал, но сильно зависит от температуры) может сильно влиять на стабильность режима  $VT1$  по постоянному току. Предельное значение сопротивления  $R1$  ограничено величиной порядка нескольких мегаом.

Режим работы при малом сигнале стремится выбрать экономичным, однако при уменьшении  $I_0$  падает крутизна характеристики  $S$  и коэффициент усиления каскада (см. выражение 9.3).

Эквивалентную схему каскада для верхних частот (рис. 9.3) получаем, добавляя в схему для средних частот межэлектродные емкости полевого транзистора и емкость нагрузки (при ее наличии). Сопротивление  $R1$  опущено, т.к. предполагается, что  $R1 \gg R_c$ .

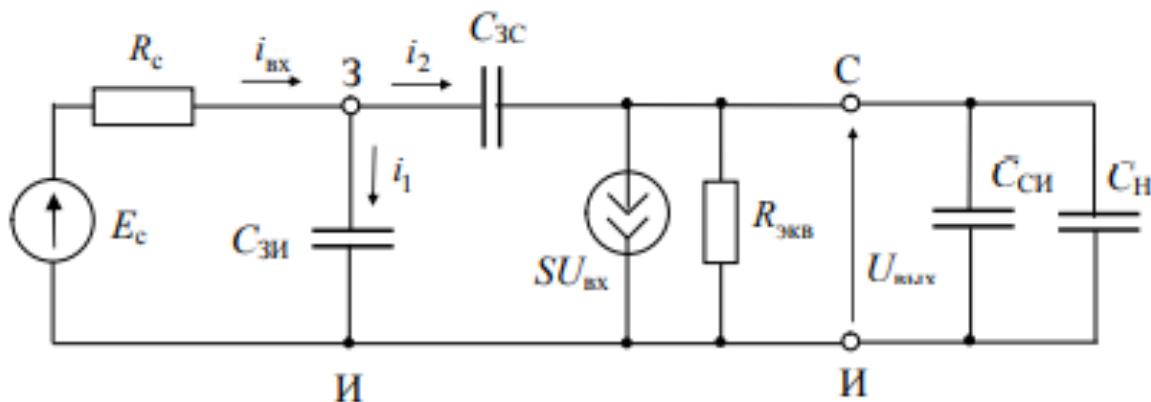


Рис. 9.3 – Эквивалентная схема каскада с ОИ для верхних частот

Оценим величину входного тока, который потребляется от источника сигнала на верхних частотах:

$$i_{\text{вх}} = i_1 + i_2 = j\omega C_{\text{ЗИ}} U_{\text{вх}} + j\omega C_{\text{ЗС}} (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}) = \\ = j\omega U_{\text{вх}} C_{\text{ЗИ}} + j\omega U_{\text{вх}} C_{\text{ЗС}} (1 + K_0).$$

Таким образом, источник сигнала на верхних частотах нагружен на эквивалентную входную емкость

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{ЗИ}} + C_{\text{ЗС}} (1 + K_0). \quad (9.6)$$

Суммарная емкость выходной цепи

$$C_{\text{вых}} = C_{\text{си}} + C_{\text{H}}. \quad (9.7)$$

С учетом этих обозначений эквивалентную схему можно упростить (рис. 9.4).

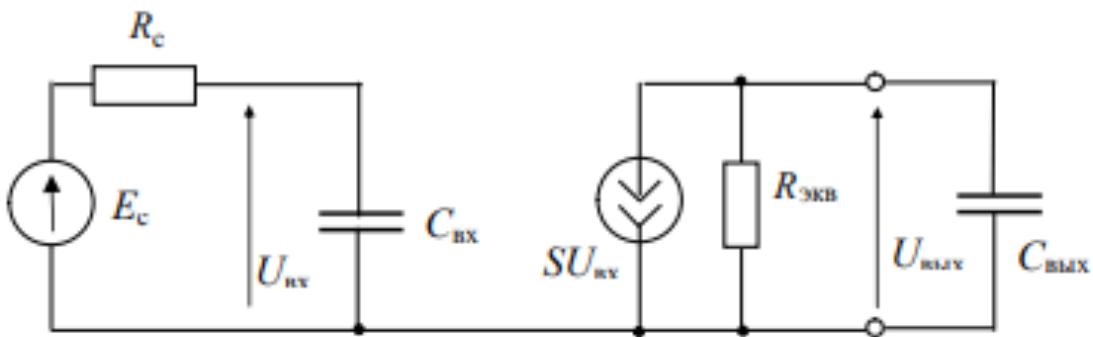


Рис. 9.4 – Эквивалентная схема каскада с ОИ для ВЧ

Эквивалентное сопротивление выходной цепи каскада

$$Z_{\text{экв}}(p) = R_{\text{экв}} \left| \frac{1}{pC_{\text{вых}}} \right| = \frac{R_{\text{экв}}}{1 + p\tau_{\text{вых}}}, \quad (9.8)$$

где  $\tau_{\text{вых}} = R_{\text{экв}} C_{\text{вых}}$  – постоянная времени выходной цепи.

Коэффициент усиления каскада по напряжению в области верхних частот

$$K_{\text{в}}(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}} = -S Z_{\text{экв}}(p) = \frac{-SR_{\text{экв}}}{1 + p\tau_{\text{вых}}} = \frac{K_0}{1 + p\tau_{\text{вых}}}. \quad (9.9)$$

Если внутреннее сопротивление источника сигнала не равно нулю, существенное влияние на свойства каскада в области верхних частот может оказывать входная емкость  $C_{\text{вх}}$ . Входное сопротивление каскада уже не равно бесконечности, образуется делитель напряжения во входной цепи и входное напряжение оказывается меньшим ЭДС источника сигнала.

Коэффициент передачи входной цепи каскада

$$K_{\text{вх}}(p) = \frac{U_{\text{вх}}(p)}{E_{\text{c}}} = \frac{\frac{1}{pC_{\text{вх}}}}{R_{\text{c}} + \frac{1}{pC_{\text{вх}}}} = \frac{1}{1 + p\tau_{\text{вх}}}, \quad (9.10)$$

где  $\tau_{\text{вх}} = R_{\text{c}} C_{\text{вх}}$  – постоянная времени входной цепи.

Суммарное влияние емкостей  $C_{\text{вх}}$  и  $C_{\text{вых}}$  отражают следующие соотношения:

$$K_{eB}(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{E_c} = K_{\text{вх}}(p) \cdot K_B(p) = \frac{K_0}{(1 + p\tau_{\text{вх}})(1 + p\tau_{\text{вых}})};$$

$$M_B(\omega) = \sqrt{1 + (\omega\tau_{\text{вх}})^2} \cdot \sqrt{1 + (\omega\tau_{\text{вых}})^2}; \quad (9.11)$$

$$\Phi_B(\omega) = -\arctg \omega\tau_{\text{вх}} - \arctg \omega\tau_{\text{вых}}; \quad (9.12)$$

$$t_\phi = \sqrt{t_{\text{фвх}}^2 + t_{\text{фвых}}^2} = \sqrt{(2,2\tau_{\text{вх}})^2 + (2,2\tau_{\text{вых}})^2}. \quad (9.13)$$

Если постоянные времени  $\tau_{\text{вх}}$  и  $\tau_{\text{вых}}$  существенно отличаются (в пять раз и более), при оценке частотных, фазовых или переходных искажений по формулам (9.11), (9.12) и (9.13) достаточно учесть большую из них.

## 11. Транзисторные дифференциальные усилительные каскады.

### 11.1 Дифференциальный усилительный каскад

При контроле и измерении многих неэлектрических величин возникает необходимость усиления сигналов очень низких частот. Для этого требуются усилители постоянного тока. УПТ обычно запитывают от двухполлярного источника и обеспечивают в точке покоя  $U_{\text{вых}} = 0$  при  $U_{\text{вх}} = 0$ . При построении УПТ невозможно использование разделительных конденсаторов и трансформаторов в цепи связи между каскадами и с нагрузкой, поэтому применяется непосредственная (гальваническая) связь каскадов.

Усилители постоянного тока имеют специфический недостаток – дрейф нуля, затрудняющий усиление малых напряжений и токов. Дрейф нуля заключается в том, что с течением времени изменяются токи транзисторов и на выходе появляется напряжение в отсутствие входного сигнала. Причины дрейфа – нестабильность источников питания, старение транзисторов, изменение температуры окружающей среды. Нестабильность выходного напряжения УПТ  $\Delta U_{\text{вых}}$  принципиально не отличается от полезного сигнала.

Величину дрейфа обычно оценивают дрейфом нуля, приведенным ко входу УПТ:

$$e_{\text{др}} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{K_e}. \quad (11.1)$$

Таким образом,  $e_{\text{др}}$  – это такой источник, подключение которого ко входу УПТ компенсирует нестабильность выходного напряжения.

Приведенный к входу дрейф нулевого уровня одиночного каскада УПТ на биполярном транзисторе нельзя сделать меньшим  $\Delta U_T$ , т.е. примерно 2 мВ/К. Введение отрицательной обратной связи не снижает  $e_{\text{др}}$ , так как, наряду со снижением нестабильности рабочей точки, еще в большей степени уменьшается коэффициент усиления каскада.

Для уменьшения дрейфа, кроме стабилизации питающих напряжений, применяют специальные схемы (рис. 11.1), так называемые дифференциальные или балансные усилительные кас-

кады (ДУ). Каскад обычно питается от двухполлярного источника (с одинаковыми по величине напряжениями  $+E$  и  $-E$ ), относительно общей точки которого ведется отсчет входных ( $U_{\text{вх}1}$  и  $U_{\text{вх}2}$ ) и выходных ( $U_{\text{вых}1}$  и  $U_{\text{вых}2}$ ) напряжений (рис. 11.1, *a*). Симметрия схемы относительно генератора постоянного тока  $I_g$  практически устраняет дрейф нулевого уровня из-за температурного смещения входных и выходных характеристик транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  (транзисторы идентичны).

Если входные напряжения  $U_{\text{вх}1}$  и  $U_{\text{вх}2}$  совпадают по фазе и одинаковы по амплитуде (такие сигналы называют синфазными)

$$U_{\text{вх}1} = U_{\text{вх}2} = U_{\text{сф}},$$

то токи в плечах ДУ остаются постоянными (в силу симметрии схемы они равны  $I_g/2$ ). При этом  $U_{\text{вых}1} = U_{\text{вых}2} = E - I_g R_K / 2$ , а между коллекторами транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  отсутствует разность потенциалов

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}1} - U_{\text{вых}2} = 0.$$

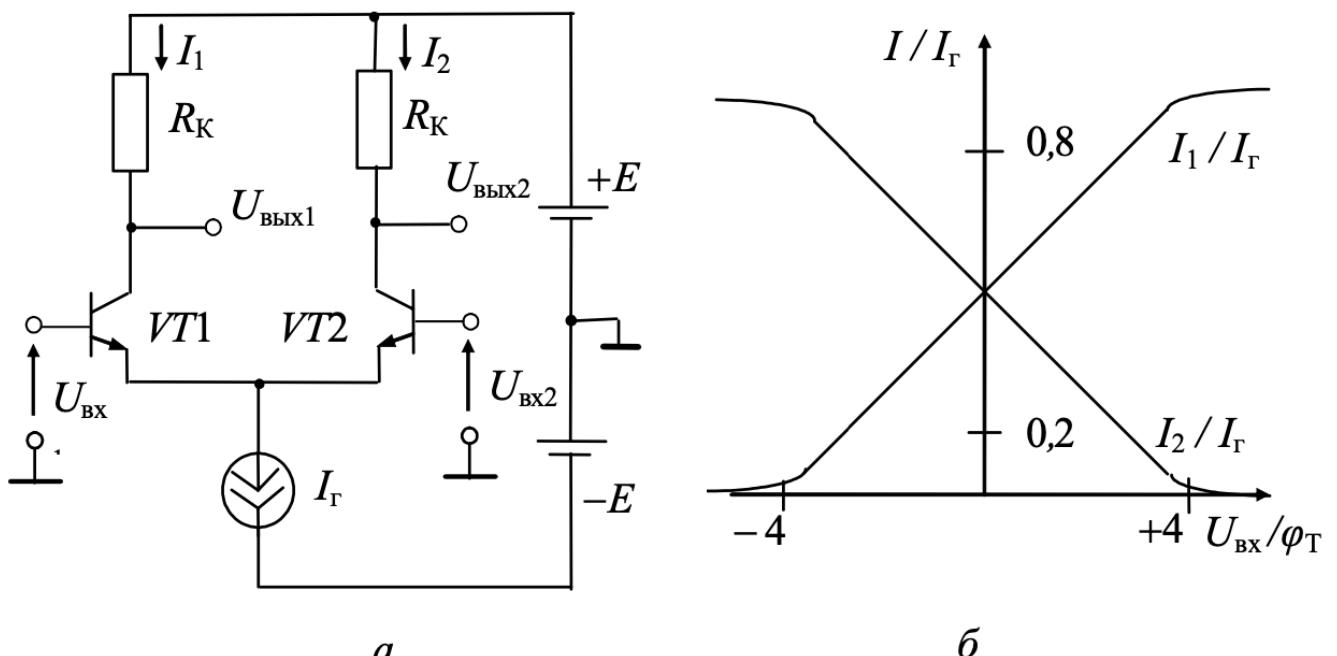


Рис. 11.1 – Дифференциальный усилитель (*a*)  
и его вольтамперная характеристика (*б*)

Если на вход ДУ подается дифференциальный входной сигнал  $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}} \neq 0$ , то происходит перераспределение токов между плечами каскада, но сумма токов  $I_1 + I_2 = I_{\Gamma}$  остается постоянной. На рис. 11.1, б показаны зависимости  $I_1$  и  $I_2$  от  $U_{\text{вх}}$ , определяемые соотношениями

$$I_1 = I_{\Gamma} / \left( 1 + e^{-U_{\text{вх}}/\Phi_T} \right) \text{ и } I_2 = I_{\Gamma} / \left( 1 + e^{U_{\text{вх}}/\Phi_T} \right),$$

где  $\Phi_T = \frac{kT}{e}$  – температурный потенциал;

$k$  – постоянная Больцмана;

$T$  – температура перехода по абсолютной шкале;

$e$  – заряд электрона.

При комнатной температуре  $\Phi_T \approx 26$  мВ. Линейный диапазон изменения входного дифференциального напряжения составляет примерно  $2\Phi_T$ , а полный –  $4\Phi_T$ . Если нагрузка включается между коллекторами транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  (например, стрелочный милливольтметр), реализуются усиительные свойства обеих половин ДУ. Но часто используется и несимметричный выход, когда в качестве выходного сигнала используется изменение  $U_{\text{вых1}}$  или  $U_{\text{вых2}}$  ( $\Delta U_{\text{вых1}}$  и  $\Delta U_{\text{вых2}}$  равны по величине, но противоположны по фазе).

Для оценки коэффициентов передачи по напряжению для входного дифференциального сигнала  $K_1 = \frac{\Delta U_{\text{вых1}}}{U_{\text{вх}}}$  и  $K_2 = \frac{\Delta U_{\text{вых2}}}{U_{\text{вх}}}$  (рис. 11.2, а) воспользуемся эквивалентной схемой для приращений напряжений и токов (рис. 11.2, б).

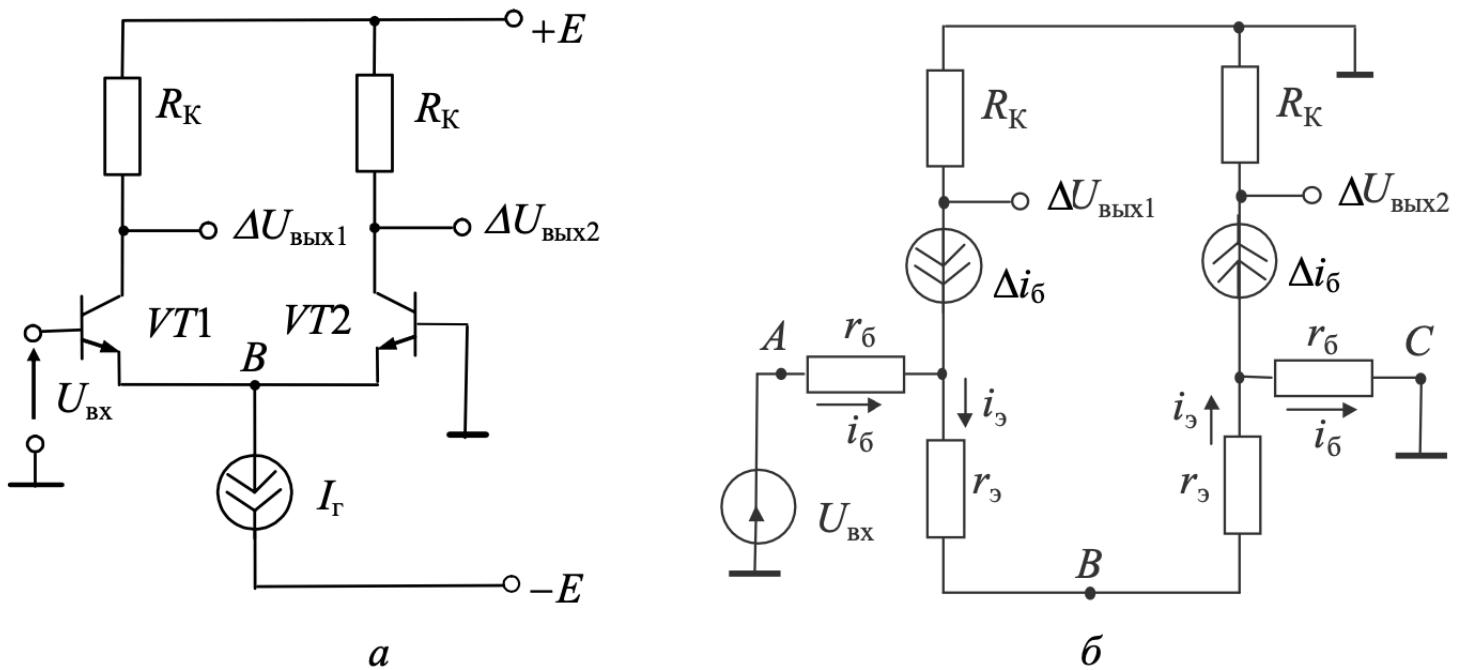


Рис. 11.2 – Вариант схемы дифференциального усилителя (а) и эквивалентная схема для определения входного сопротивления и коэффициента усиления по напряжению для дифференциального сигнала (б)

Входное сопротивление для дифференциального сигнала (обходим контур ABC)

$$r_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{i_6} = \frac{r_6 i_6 + r_9 i_9 + r_9 i_9 + r_6 i_6}{i_6} = 2[r_6 + r_9(1 + \beta)] = 2h_{11\varTheta}, \quad (11.2)$$

т.е. в два раза больше, чем для каскада по схеме с общим эмиттером.

Приращения выходных напряжений можно оценить как

$$\Delta U_{\text{вых2}} = -\Delta U_{\text{вых1}} = \beta i_6 R_K.$$

Коэффициенты усиления входного дифференциального напряжения

$$K = K_2 = -K_1 = \frac{\Delta U_{\text{вых2}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{\beta i_6 R_K}{r_{\text{вх}} i_6} = \frac{\beta R_K}{2h_{11\varTheta}}. \quad (11.3)$$

Переменная составляющая напряжения в точке B (общая точка эмиттеров транзисторов VT1 и VT2) равна половине  $U_{\text{вх}}$ . Она является входным сигналом для транзистора VT2, включенного по схеме с общей базой. Его входное сопротивление является элементом последовательной обратной связи по току для транзистора VT1, увеличивающим входное сопротивление со стороны базы этого транзистора.

Сопротивление эмиттерного перехода связано с током эмиттера транзистора соотношением  $r_9 = \frac{\varphi_T}{I_9}$ . (11.4)

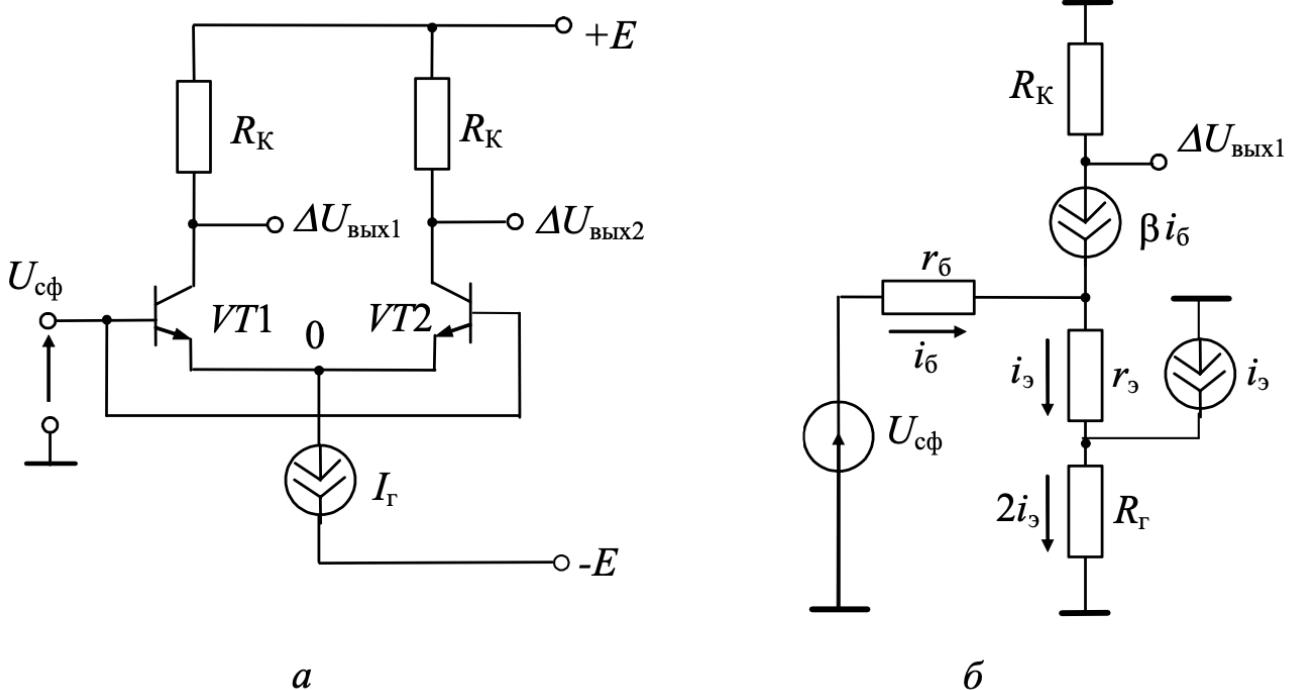


Рис. 11.3 – Схема для оценки коэффициента передачи синфазного сигнала в дифференциальном усилителе

Для уменьшения входных токов и повышения входного сопротивления входной дифференциальный каскад переводят в режим микротоков. При этом  $r_9(1+\beta) \gg r_6$  и справедливы соотношения

$$r_{\text{вх}} \approx 2r_9(1+\beta) \text{ и } K = \frac{\beta R_K}{2r_9(1+\beta)} \approx \frac{R_K}{2r_9}. \quad (11.5)$$

Выходное сопротивление реального генератора постоянного тока  $R_g$  не равно бесконечности. Вследствие этого даже при полной симметрии плеч наблюдаются определенные изменения  $U_{\text{вых}1}$  или  $U_{\text{вых}2}$  при изменении входного синфазного напряжения (рис. 11.3, а). Для оценки коэффициента передачи синфазного напряжения воспользуемся эквивалентной схемой, приведенной к одному плечу дифференциального усилителя (рис. 11.3, б).

Входное сопротивление синфазному сигналу

$$r_{\text{cф}} = \frac{U_{\text{cф}}}{i_6} = \frac{r_6 i_6 + r_9 i_9 + 2R_g i_9}{i_6} = r_6 + (r_9 + 2R_g)(1+\beta) \approx 2R_g(1+\beta). \quad (11.6)$$

Коэффициент передачи синфазного напряжения

$$K_{\text{сф}} = \frac{\Delta U_{\text{вых1}}}{U_{\text{сф}}} = \frac{\beta i_6 R_K}{r_{\text{сф}} i_6} = \frac{\beta R_K}{2R_\Gamma(1+\beta)} \approx \frac{R_K}{2R_\Gamma}. \quad (11.7)$$

Важной характеристикой дифференциального усилителя является коэффициент ослабления синфазного сигнала  $M_{\text{сф}}$ , определяемый отношением коэффициентов усиления  $K$  и  $K_{\text{сф}}$ :

$$M_{\text{сф}} = \frac{K}{K_{\text{сф}}} = \frac{2r_\exists}{\frac{R_K}{2R_\Gamma}} = \frac{R_\Gamma}{r_\exists}. \quad (11.8)$$

Его часто оценивают в децибелах

$$M_{\text{сф}}, \text{дБ} = 20 \lg M_{\text{сф}}.$$

## 12. Транзисторные источники тока. Токовые зеркала.

// В Гугле и книжке схемы схожи. Но тревожит что по учебнику этот вопрос ниже чем, следующие

### 11.2 Стабилизаторы тока

Варианты построения схем генераторов постоянного тока (стабилизаторов тока) для дифференциального усилительного каскада приведены на рис. 11.4 (в простейшей схеме каскада вместо генератора тока включается резистор  $R_g$ ).

В схеме рис. 11.4, а эмиттерный ток транзистора  $VT1$  задается с помощью базового делителя и резистора  $R_0$ :

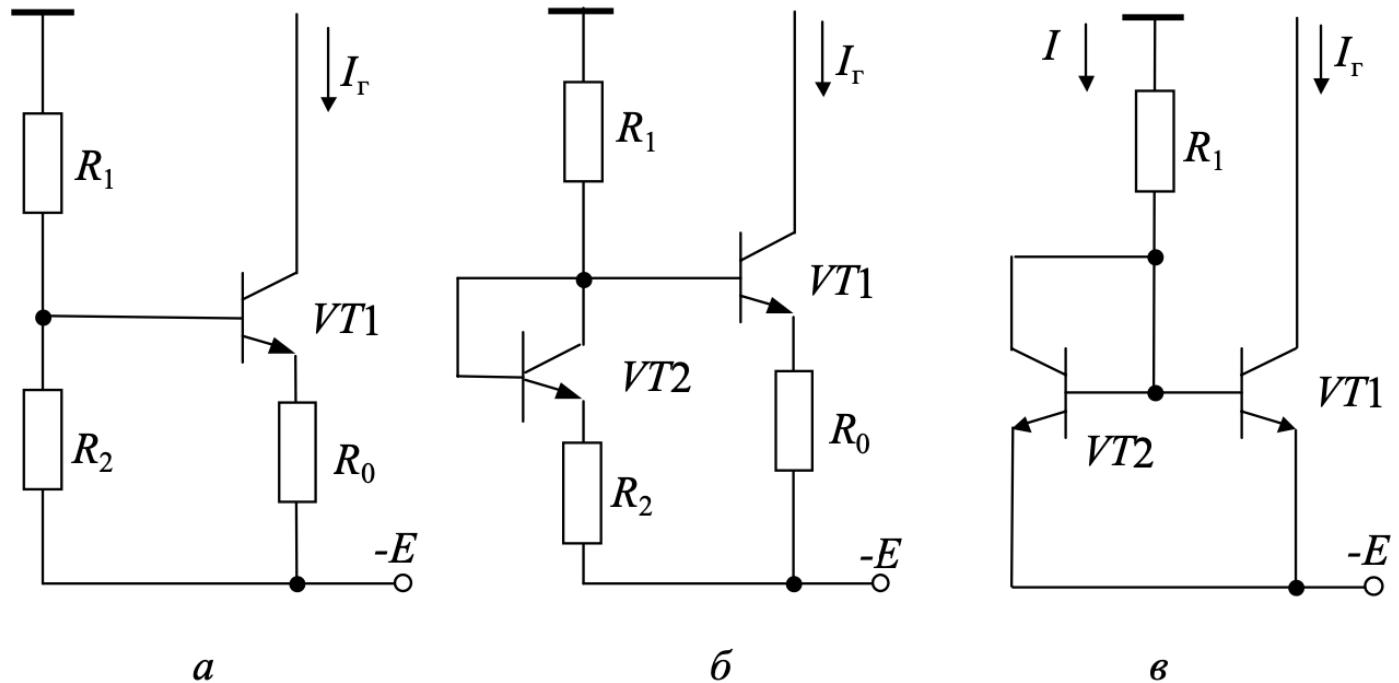


Рис. 11.4 – Варианты построения схем стабилизаторов тока

$$I_{\Theta} = \left( \frac{E \cdot R_2}{R_1 + R_2} - U_{\text{ЭБ}} \right) / R_0, \quad (11.9)$$

где  $U_{\text{ЭБ}} \approx 0,7$  В для кремниевого транзистора. Коллекторный ток практически повторяет ток эмиттера и почти не зависит от потенциала коллектора  $VT1$ . Поэтому

$$I_r \approx \left( \frac{E \cdot R_2}{R_1 + R_2} - 0,7 \right) / R_0. \quad (11.10)$$

Для повышения температурной стабильности генератора тока в схеме рис. 11.4, б последовательно с  $R_2$  включен транзистор  $VT2$  в диодном включении. Для этой схемы

$$I_{\Gamma} = \frac{(E - 0,7)R_2}{(R_1 + R_2)R_0}. \quad (11.11)$$

Интересно, что схема сохраняет свои функции и при выполнении условия  $R_2 = R_0 = 0$  (см. рис. 11.4, в).

В этом случае ее часто называют токовым зеркалом или отражателем тока, так как ток  $I_{\Gamma}$  практически повторяет ток  $I$ , задаваемый резистором  $R_1$ :

$$I_{\Gamma} \approx I = \frac{E - 0,7}{R_1}. \quad (11.12)$$

Докажем это. При одинаковых транзисторах  $I_{B1} = I_{B2} = I_B$  и  $I_{K1} = I_{K2} = \beta I_B$ . Тогда  $I = \beta I_B + 2I_B$ , а  $I_{\Gamma} = \beta I_B = \frac{\beta}{\beta + 2} I$ .

*Токовое зеркало находит широкое применение в схемотехнике интегральных операционных усилителей в качестве генераторов постоянного тока и динамических нагрузок транзисторных усилительных каскадов.*

Выходное сопротивление отражателя тока можно рассчитать по формуле

$$R_{\Gamma} = r_{K\Theta} = \frac{U_{\text{Эрли}}}{I_{\Gamma}}, \quad (11.13)$$

где  $U_{\text{Эрли}}$  – потенциал Эрли, равный 80–200 В для  $n-p-n$ -транзисторов и 40–150 В для  $p-n-p$ -транзисторов.

В схемах рис. 11.4, а и рис. 11.4, б выходное сопротивление выше и с ростом сопротивления  $R_0$  стремится к величине  $R_{\Gamma} = \beta r_{K\Theta}$ .

### 13. Выходные трансформаторные усилительные каскады. Однотактные и двухтактные схемы.// (10.3 дополнение)

## 10 УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

### 10.1 Трансформаторный выходной каскад в режиме класса А

При проектировании выходных каскадов усилителей, которые часто называют усилителями мощности, стремятся максимально полно использовать напряжение и ток источника питания с целью обеспечения более высокого коэффициента полезного действия. Главное назначение выходного каскада – получение требуемой мощности  $P_H$  в заданной нагрузке  $R_H$ . Оно обеспечивается прежде всего выбором соответствующего транзистора.

Повышение КПД возможно за счет использования трансформаторной связи с нагрузкой, а также режимов усиления классов  $B$ ,  $AB$  и  $C$ .

На рис. 10.1, *a* приведена схема *трансформаторного усилителя мощности с ОЭ в режиме класса А*.

Выбор положения точки покоя прежде всего ограничен условиями:

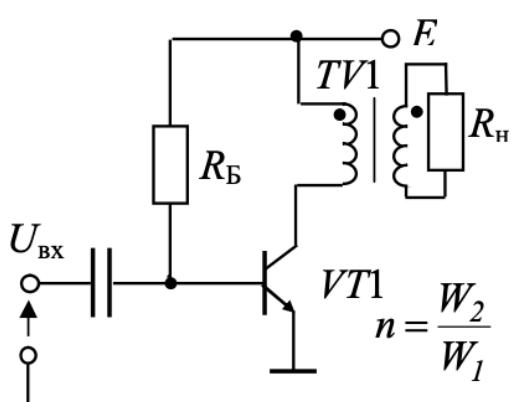
$$\begin{aligned} I_{min} &< I_0 < I_{K\text{ доп}} ; \\ U_{min} &< U_0 < U_{K\mathcal{E}\text{ доп}} ; \\ P_K &= U_0 I_0 < P_{K\text{ доп}}, \end{aligned}$$

где  $I_{K\text{ доп}}$ ,  $U_{K\mathcal{E}\text{ доп}}$ ,  $P_{K\text{ доп}}$  – предельно допустимые для данного транзистора значения тока коллектора, коллекторного напряжения и мощности рассеяния на коллекторном переходе. Графическое представление этих неравенств выделят рабочую область на выходных характеристиках транзистора. Рабочая точка *A* выбирается на нагрузочной прямой постоянного тока, проходящей вертикально при  $U_{K\mathcal{E}} = U_0 = E$ . Через точку *A* проведена нагрузочная прямая переменного тока.

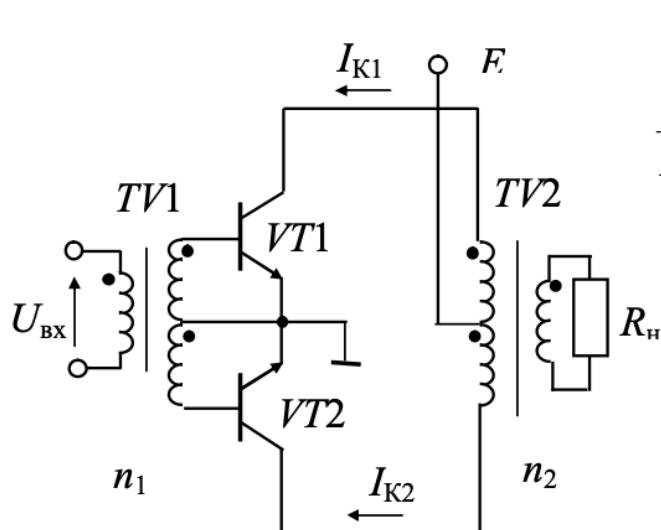
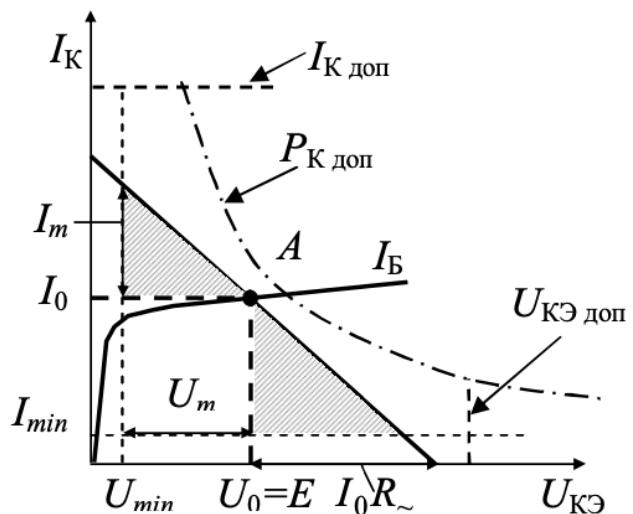
Мощность сигнала в коллекторной цепи транзистора графически соответствует площади заштрихованных треугольников (на рис. 10.1, *a*)

$$P_{\sim} = \frac{P_H}{\eta_{tr}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_m}{\sqrt{2}} = \frac{I_m U_m}{2} = S_{\Delta}, \quad (10.1)$$

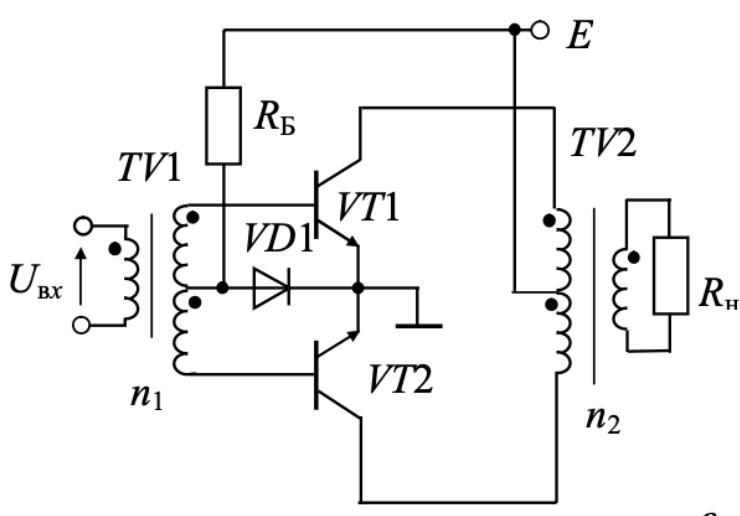
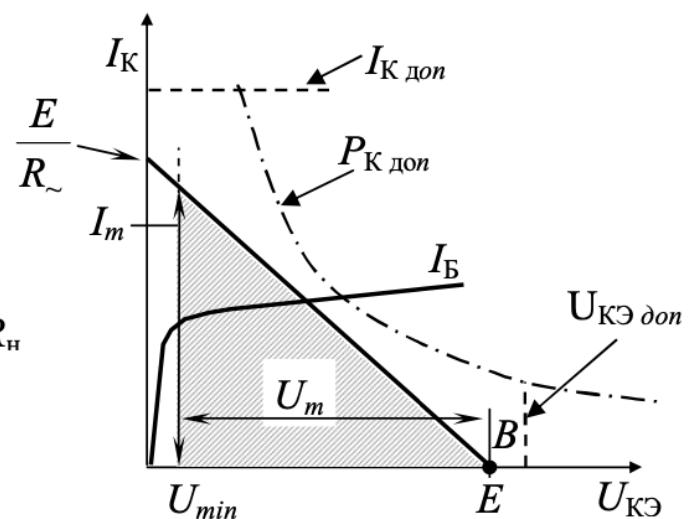
где  $\eta_{tr} \approx 0,8...0,9$  – КПД трансформатора



*a*



*b*



*c*

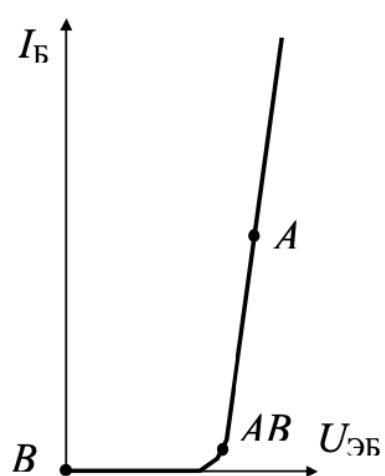


Рис. 10.1 – Схемы трансформаторных выходных каскадов в режимах усиления класса *A* (*a*), *B* (*b*), *AB* (*c*)

Амплитуда переменного напряжения на коллекторе  $U_m = E - U_{min}$ .

Амплитуда переменной составляющей тока коллектора

$$I_m = \frac{2P_{\sim}}{U_m}.$$

Сопротивление выходной цепи переменному току  $R_{\sim} = \frac{U_m}{I_m}$ .

Коэффициент трансформации  $n = \frac{W_2}{W_1}$  выбирают таким, что-

бы пересчитанное к первичной цепи сопротивление нагрузки соответствовало рассчитанной выше величине  $R_{\sim}$ , обеспечивающей требуемую мощность  $P_H$ :

$$R_{\sim} = \frac{R_H}{\eta_{tp} n^2}, \text{ откуда } n = \sqrt{\frac{R_H}{\eta_{tp} R_{\sim}}}. \quad (10.2)$$

Ток коллектора в рабочей точке  $I_0 = I_m + I_{min}$ .

Полная мощность, потребляемая от источника питания  $P_{\Sigma} = I_0 E$ .

Коэффициент полезного действия каскада

$$\eta = \frac{R_H}{P_{\Sigma}} = \frac{\eta_{tp} I_m U_m}{2 I_0 E} = 0,5 \eta_{tp} \xi \psi, \quad (10.3)$$

где  $\xi = \frac{I_m}{I_0} < 1$  – коэффициент использования транзистора по току;

$\psi = \frac{U_m}{E} < 1$  – коэффициент использования транзистора по напряжению.

Максимальное теоретическое значение КПД трансформаторного каскада в режиме  $A$  равно 50 % (при  $\eta_{tp} = \xi = \psi = 1$ ). В практических схемах удается реализовать  $\eta = (20 - 30) \%$ .

Самым тяжелым для транзистора является режим покоя, когда на коллекторе рассеивается мощность  $P_0 = U_0 I_0$ . При подаче входного сигнала она уменьшается до значения  $P_K = P_0 - P_{\sim}$ .

Соотношения для выбора транзистора:

$$P_{\text{К доп}} > P_0 \approx 2,5 P_{\text{н}};$$

$$U_{\text{КЭ доп}} \geq 2E;$$

$$I_{\text{К доп}} \geq 2I_0.$$

Суммарная поверхность пластинчатого радиатора, на который надо установить транзистор, чтобы при максимальной температуре окружающей среды  $T_{\text{с max}}$  температура перехода не превышала допустимого значения  $T_{\text{п max}}$  определяется выражением

$$S_{\text{рад}}, \text{ см}^2 \geq \frac{1500}{\frac{T_{\text{п max}} - T_{\text{с max}}}{P_0} - R_{\text{пк}}}, \quad (10.4)$$

где  $R_{\text{пк}}$ ,  $^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$  – тепловое сопротивление участка «переход – корпус» транзистора, являющееся справочным параметром используемого транзистора.

Трансформатор  $TV1$  в каскаде работает с постоянным подмагничиванием сердечника. Ток  $I_0$  должен быть меньше тока намагничивания. Сердечник обычно выполняют с зазором.

Другой недостаток рассматриваемой схемы – трудность температурной стабилизации режима работы транзистора. С этой целью в качестве  $R_B$  можно использовать нелинейное сопротивление, значение которого растет с ростом температуры окружающей среды.

## 10.2 Трансформаторный выходной каскад в режимах В и АВ

Более высокий КПД позволяет получить ***двухтактный выходной каскад в режиме класса В*** (рис. 10.1, б). В состоянии покоя (при  $U_{\text{вх}} = 0$ ) транзисторы  $VT1$  и  $VT2$  закрыты, так как по постоянному току их эмиттерные переходы закорочены активным сопротивлением вторичных обмоток трансформатора  $TV1$ . Рабочая точка  $B$  находится в начале координат входной характеристики транзистора (рис. 10.1, в), токи базы и коллектора транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  равны нулю. К транзисторам прикладывается все напряжение источника питания ( $U_{\text{КЭ}} = E$  на выходных характеристиках).

При подаче входного напряжения трансформатор  $TV1$  формирует на базах транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  равные по величине, но противоположные по фазе сигналы. В положительный полупериод напряжения на базе  $VT1$  этот транзистор обеспечивает протекание тока  $I_{K1}$  от плюса источника питания  $E$  через верхнюю половину первичной обмотки трансформатора  $TV2$ , формируя на его коллекторе перепад напряжения амплитудой  $U_m$ . В это время транзистор  $VT2$  закрыт и к его коллектору прикладывается максимальное обратное напряжение  $E+U_m$ .

В отрицательный полупериод напряжения на базе  $VT1$  этот транзистор закрыт, но  $VT2$  обеспечивает протекание тока  $I_{K2}$ , который создает в сердечнике трансформатора  $TV2$  магнитный поток противоположного направления, чем  $I_{K1}$ . Постоянное подмагничивание сердечников отсутствует как в выходном ( $TV2$ ), так и во входном ( $TV1$ ) трансформаторе.

Основные соотношения для расчета каскада:

1) мощность переменного сигнала в коллекторной цепи транзисторов (соответствует площади заштрихованного на рис. 10.1, б треугольника)

$$P_{\sim} = \frac{P_h}{\eta_{tr}} = \frac{I_m \Psi E}{2}; \quad (10.5)$$

2) амплитуда коллекторного напряжения может быть получена чуть меньшей напряжения источника питания  $E$ :

$$U_m = E - U_{min};$$

3) амплитуда тока коллектора транзистора

$$I_m = \frac{2P_{\sim}}{U_m};$$

4) сопротивление выходной цепи переменному току

$$R_{\sim} = \frac{U_m}{I_m};$$

5) коэффициент трансформации выходного трансформатора

$$n_2 = \sqrt{\frac{R_h}{\eta_{tr} R_{\sim}}};$$

6) мощность, потребляемая от источника питания

$$P_{\Sigma} = I_{cp} E, \quad (10.6)$$

ет температурной стабилизации начального режима работы транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ . Заметим, что при полной симметрии плеч четные гармоники в двухтактном выходном каскаде отсутствуют.

### 10.3 Влияние трансформатора на частотную характеристику усилителя

Трансформатор обеспечивает большую гибкость схемы (возможность получить требуемую мощность в нагрузке  $P_h$  при различных  $E$ ), однако вносит дополнительные частотные искажения. Эквивалентная схема выходной цепи трансформаторного каскада представлена на рис. 10.2. Трансформатор заменен схемой замещения, где введены следующие обозначения:

$r_1$  – омическое сопротивление первичной обмотки;

$r'_2 = \frac{r_2}{n^2}$  – сопротивление вторичной обмотки, пересчитанное к первичной;

$L_{S1}$  – индуктивность рассеяния первичной обмотки;

$L'_{S2} = \frac{L_{S2}}{n^2}$  – индуктивность рассеяния вторичной обмотки, пересчитанная к первичной;

$L$  – индуктивность намагничивания трансформатора;

$R'_H = \frac{R_H}{n^2}$  – сопротивление нагрузки, пересчитанное к первичной обмотке.

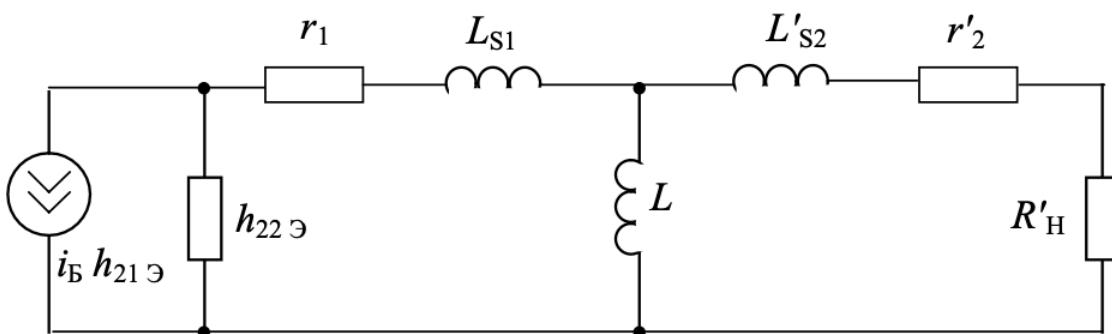


Рис. 10.2 – Эквивалентная схема выходной цепи трансформаторного каскада

В области низких частот сопротивление индуктивности намагничивания трансформатора  $X_L = \omega L$  становится сравнимо с

$R'_H$  и эквивалентное сопротивление нагрузки каскада переменному току уменьшается, что ведет к снижению коэффициента усиления по напряжению. Коэффициент частотных искажений определяется выражением

$$M_L = \sqrt{1 + \left( \frac{1}{\omega \tau_L} \right)^2},$$

$$\text{где } \tau_L = \frac{L}{R_\sim}, \quad R_\sim = r_1 + r'_2 + R'_H = \eta_{\text{тр}} \frac{R_H}{n^2}, \quad \eta_{\text{тр}} = \frac{R'_H}{r'_1 + r'_2 + R'_H}.$$

В области верхних частот с сопротивлением  $R'_H$  становится сравнимо суммарное сопротивление индуктивности рассеяния трансформатора  $X_{L_S} = \omega L_S$  ( $L_S = L_{S1} + L'_{S2}$ ). Образуется делитель напряжения в выходной цепи, снижающий усиление каскада по напряжению. Коэффициент частотных искажений можно рассчитать по формуле

$$M_{L_S} = \sqrt{1 + (\omega \tau_{L_S})^2}, \quad \text{где } \tau_{L_S} = \frac{L_S}{R_\sim + 1/h_{22\Theta}}.$$

## 14. Бестрансформаторные выходные усилительные каскады. Двухтактные схемы усиления.

### 10.4 Бестрансформаторные выходные каскады

#### 10.4.1 Выходные каскады в режиме класса *B*

Трансформаторные каскады хорошо зарекомендовали себя при работе на фиксированной частоте промышленной сети 50 или 400 Гц. При усилении сигналов в широкой полосе частот предпочтение отдается бестрансформаторным схемам выходных каскадов.

Простейший двухтактный выходной каскад в режиме класса *B* строится на транзисторах разного типа проводимости по схеме эмиттерного повторителя (рис. 10.3, *a*). При  $U_{\text{вх}}=0$  оба транзистора закрыты и ток через нагрузку не протекает. В положительный полупериод, когда  $U_{\text{вх}}$  превышает напряжение отпирания транзистора  $VT1$ , он переходит в линейный режим и  $U_{\text{вх}}$  повторяется на сопротивлении нагрузки  $R_h$  (ток протекает от источника  $+E$ ). Аналогичным образом в отрицательный полупериод  $U_{\text{вх}}$  повторяется на транзисторе  $VT2$ .

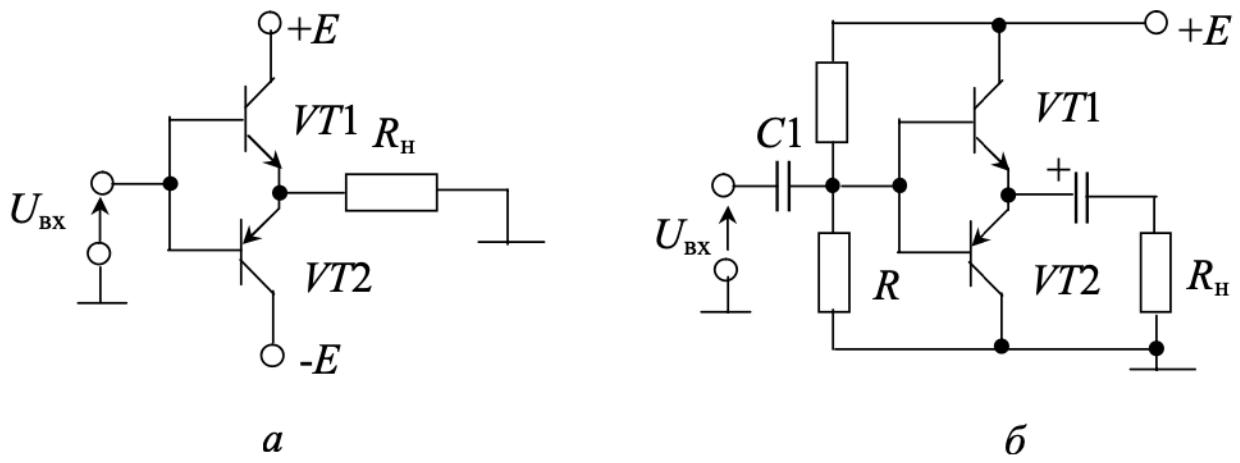


Рис. 10.3 – Схемы каскадов в режиме класса *B*

ряется на нагрузке  $R_h$  после отпирания транзистора  $VT2$  (ток протекает от источника  $-E$ ). Достоинство режима класса *B* – сравнительно высокий КПД. Он определяется соотношением  $\eta = \psi\pi/4$ , где  $\psi = U_{\text{вых}}/E$  – коэффициент использования напряжения источника питания,  $U_{\text{вых}}$  – амплитуда выходного синусоидального напряжения. Недостатком режима *B* являются большие нелинейные искажения  $U_{\text{вых}}$ , особенно заметные в момент перехода  $U_{\text{вх}}$  через нуль (характерная ступенька).

Аналогичный каскад при однополярном источнике питания показан на рис. 10.3, б. Делитель задает потенциал баз транзисторов  $VT1$ ,  $VT2$  на уровне  $E/2$ . В положительный полупериод конденсатор  $C2$  подзаряжается через транзистор  $VT1$  и нагрузку, в отрицательный полупериод он частично разряжается через транзистор  $VT2$  и  $R_h$ . Обычно на конденсаторе устанавливается постоянная составляющая напряжения  $U_{C2} = E/2$ , которая при большой величине емкости конденсатора практически не меняется. В отрицательный полупериод (когда транзистор  $VT1$  закрыт) конденсатор  $C2$  выполняет роль источника питания. В положительный полупериод ток через нагрузку протекает под действием разности напряжений  $E$  и  $U_{C2}$ .

## 15. Многокаскадные усилители. Частотные и переходные искажения.

### 10.4.3 Каскад с вольтодобавкой

Для полной раскачки выходного каскада амплитуда синусоидального напряжения на его входе должна быть больше  $E/2$ . Добиться этого и значительно повысить максимальную выходную мощность и КПД можно, применяя в каскаде положительную обратную связь (рис. 10.5). Она подается в цепь питания  $VT1$  через элементы  $R_{\text{cb}}$  и  $C_{\text{cb}}$ , и ее называют обратной связью по питанию или вольтодобавкой. ПОС увеличивает напряжение питания предоконечного каскада в полупериод за-

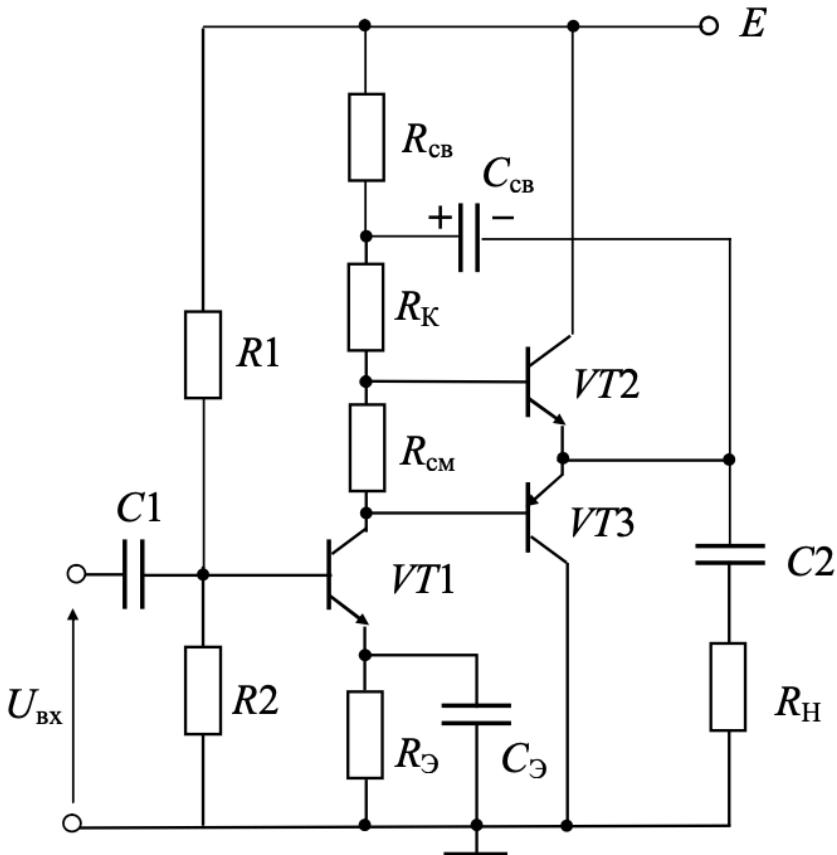


Рис. 10.5 – Каскад с вольтодобавкой

крытия  $VT1$ , что позволяет снять с  $VT1$  амплитуду напряжения, достаточную для полного открывания  $VT2$ . За счет ПОС существенно возрастает и коэффициент усиления каскада по напряжению.

#### **10.4.4 Выходной каскад УНЧ с квазидополнительной симметрией**

При большой величине мощности, отдаваемой в нагрузку (единицы–десятки ватт), для уменьшения тока покоя  $VT1$  в двухтактном выходном каскаде применяют составные транзисторы, причем оконечные транзисторы берут однотипными с целью их унификации (рис. 10.6). Такие схемы каскадов называют схемами с квазидополнительной симметрией. Здесь транзисторы  $VT2$ ,  $VT4$  образуют составной эмиттерный повторитель (ОК-ОК), а транзисторы  $VT3$ ,  $VT5$  – двухкаскадный усилитель ОЭ-ОЭ со стопроцентной последовательной ООС по напряжению, также неинвер-

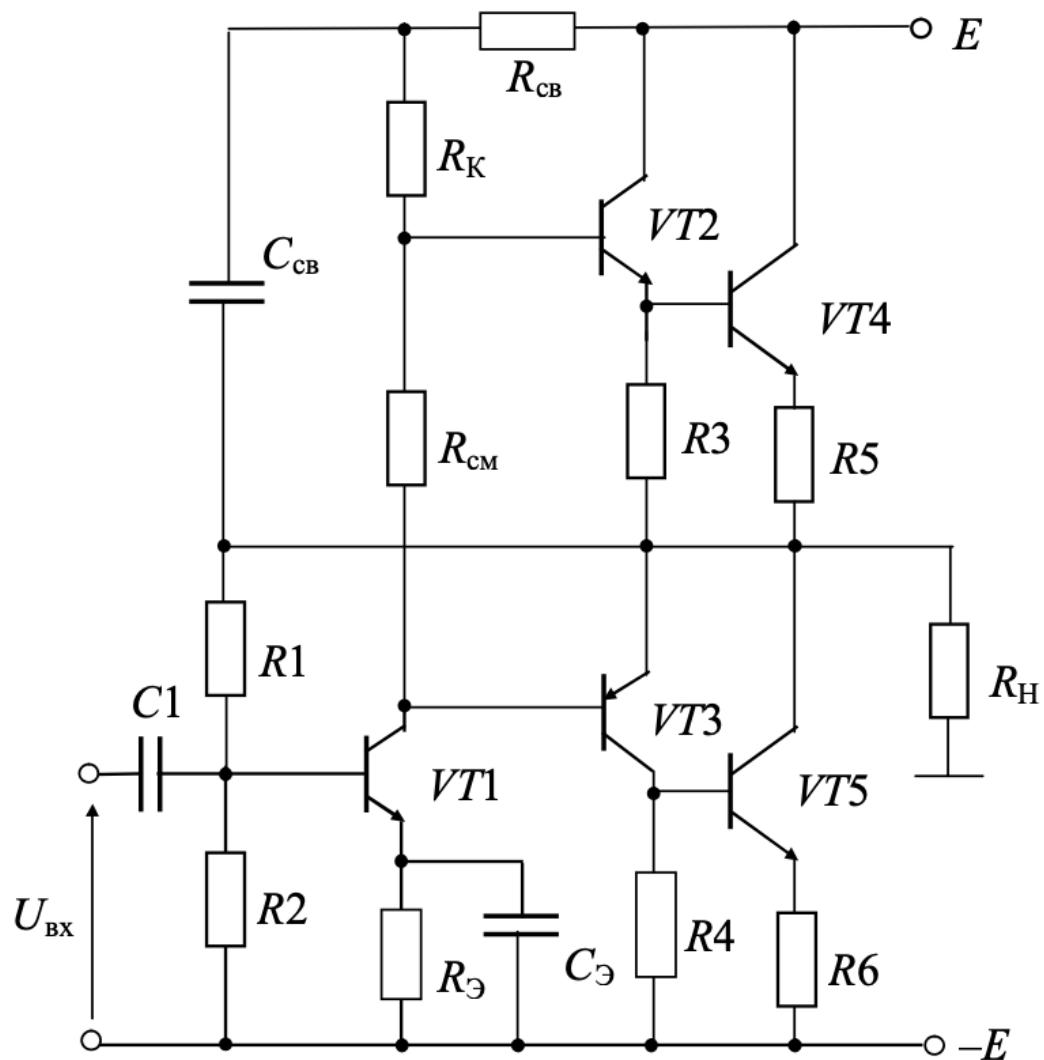


Рис. 10.6 – Схема выходного каскада УНЧ с квазидополнительной симметрией

тирующий фазу, имеющий  $K_U \approx 1$  и другие характеристики, подобные каскаду с ОК. Резисторы  $R3-R6$  служат для симметрирования схемы и стабилизации исходных рабочих точек оконечных транзисторов. Чтобы  $R5$  и  $R6$  не сильно уменьшали КПД, их сопротивления берут порядка 5...10% от  $R_H$ . Сопротивления резисторов  $R3$  и  $R4$  принимают такими, чтобы их токи были в несколько раз больше исходных токов баз  $VT4$  и  $VT5$ . Требуемое исходное напряжение на  $R_{cm}$  близко к сумме пороговых напряжений база-эмиттер транзисторов  $VT2$ ,  $VT3$ ,  $VT4$  и составляет около двух вольт. Для термостабилизации тока покоя оконечных транзисторов вместо резистора  $R_{cm}$  часто включают два-три последовательно соединенных диода.

Усилитель питается от двухполлярного источника. В точке покоя напряжение на нагрузке устанавливается равным нулю (это можно сделать изменением сопротивления резистора  $R1$ ) и выходной конденсатор большой емкости не требуется. В УНЧ используются цепь параллельной ООС по напряжению через резистор  $R1$  и вольтодобавочная цепь параллельной положительной обратной связи по напряжению за счет элементов  $R_{cb}$  и  $C_{cb}$ .

По переменному току резистор  $R_{cb}$  включен параллельно нагрузке. Поэтому, чтобы на нем терялась незначительная часть выходной мощности, принимают  $R_{cb} \geq (20...40)R_H$ . Обычно выбирают  $R_{cb} = R_K$ .

Требуемая максимальная выходная мощность транзисторов

$$P_{\sim} = P_H (R_H + R5)/R_H .$$

Максимальная амплитуда тока нагрузки

$$I_{Hmax} = \sqrt{2P_H/R_H} .$$

Ориентировочное значение напряжения питания одного плеча

$$E = I_{Hmax}(R_H + R5) + U_{ost} ,$$

где остаточное напряжение составляет примерно 1 В, так как коллекторы транзисторов  $VT2$  и  $VT4$  соединены и  $U_{ost} > U_{B34}$ .

### 11.3 Операционный усилитель

Многокаскадный УПТ с дифференциальным входом и несимметричным выходом называют *операционным усилителем* (ОУ). Операционным усилитель был назван потому, что он использовался в аналоговых вычислительных машинах (еще в ламповом варианте) для выполнения операций масштабирования, суммирования и интегрирования. Пример построения ОУ приведен на рис. 11.5. Транзисторы в диодном включении обозначены на схеме как диоды. ОУ содержит входной дифференциальный усилительный каскад на транзисторах  $VT1$ ,  $VT2$  с генератором тока  $VT5$ , получающим смещение с делителя  $R1$ ,  $VD1$  и динамической нагрузкой в виде «токового зеркала» на транзисторах  $VT3$ ,  $VT4$ . Через согласующий эмиттерный повторитель  $VT6$  сигнал поступает на выходной каскад в виде усилителя напряжения  $VT7$  (схема с ОЭ) с динамической нагрузкой  $VT8$  и усилитель тока на транзисторах  $VT9$ ,  $VT10$ , получающий смещение с диодов  $VD2$ ,  $VD3$  для работы в режиме  $AB$ .

Приведенное схемное решение характерно для интегральной технологии изготовления операционных усилителей. Применение транзисторных структур в качестве динамических нагрузок не только повышает коэффициент усиления каскадов, но и уменьшает площадь, которую они занимают на поверхности кристалла по сравнению с резистивной нагрузкой.

Для повышения входного сопротивления ОУ входной каскад переводят в режим микротоков. Он дает усиление порядка ста. Основное усиление по напряжению (порядка нескольких тысяч) дает каскад на транзисторе  $VT7$ . Корректирующий конденсатор  $C_{\text{корр}}$  делает постоянную времени каскада на транзисторе  $VT7$

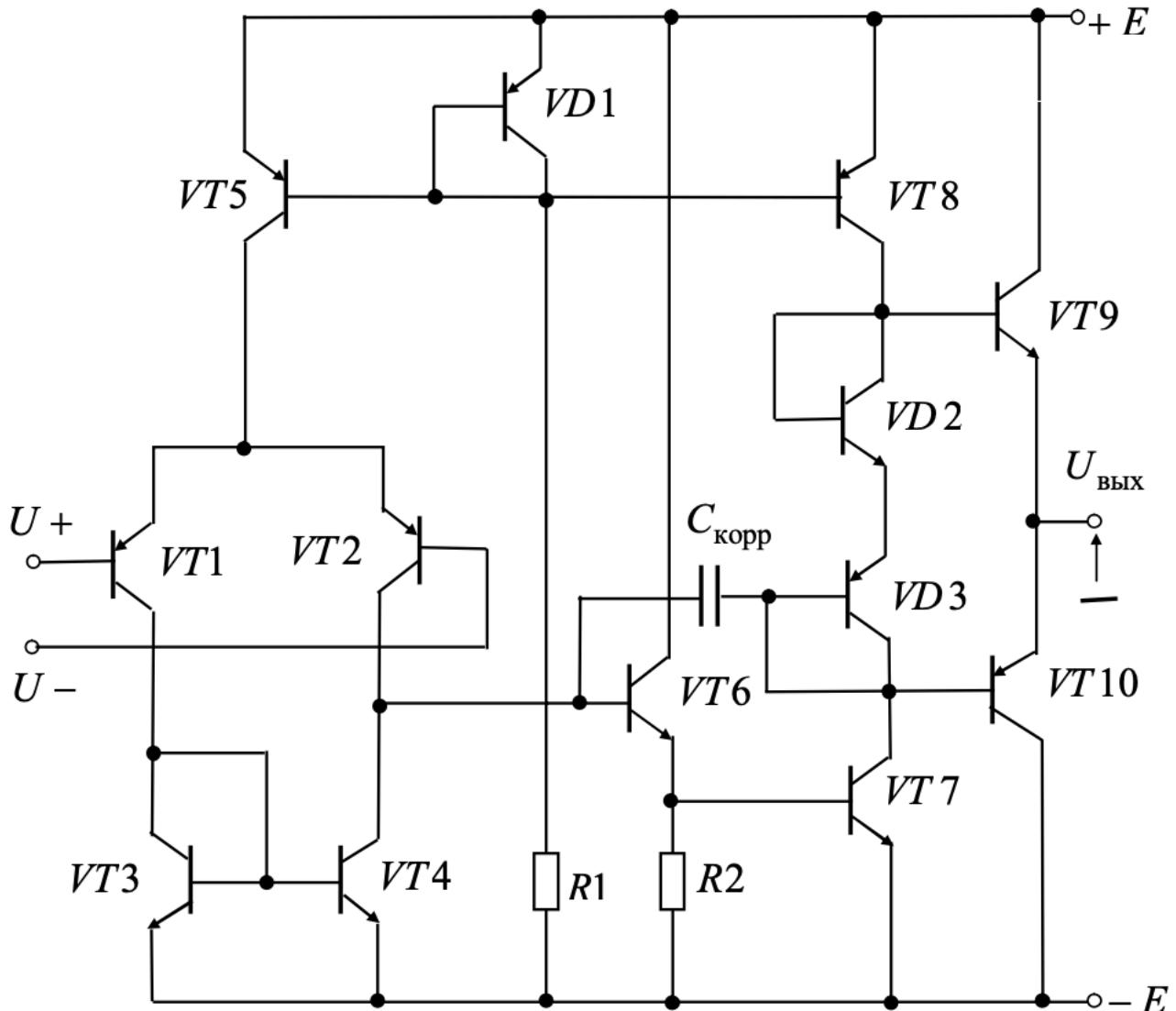


Рис. 11.5 – Вариант принципиальной схемы ОУ

много большей постоянных времени других каскадов, что обеспечивает возможность охвата ОУ отрицательной обратной связью большой глубины без потери устойчивости усилителя.

## 11.4 Основные параметры и типовые схемы включения операционных усилителей

В линейных устройствах ОУ используются с глубокой ООС. При этом параметры схем на ОУ практически полностью определяются видом и характеристиками элементов, включенных в цепь обратной связи. ОУ стали самыми универсальными и массовыми элементами аналоговой схемотехники. Такая многофункциональность и гибкость при использовании лишь нескольких типов микросхем ОУ достигается применением самых разнообразных внешних цепей обратной связи, включающих линейные, нелинейные, пороговые, частотно-зависимые и другие элементы.

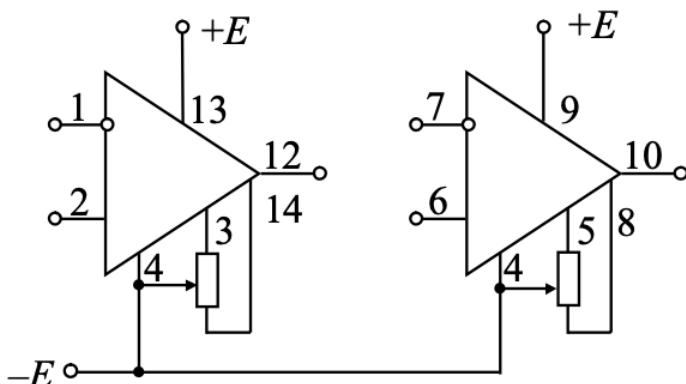


Рис. 11.6 – Схема включения ОУ

На рис. 11.6 приведена схема включения сдвоенного ОУ с внутренней цепью частотной коррекции, выполненного на микросхеме К14ОУД20. Показана цепь балансировки нуля, с помощью которой устраняется начальный сдвиг нулевого уровня на выходе операционного усилителя. Без балансировки при нулевом напряжении на входе напряжение на выходе устройств, построенных на ОУ, иногда может составлять единицы вольт.

Условное графическое обозначение ОУ показано на рис. 11.7, а. На этом же рисунке приведены амплитудная (11.7, б) и амплитудно-частотная (11.7, в) характеристики ОУ. Операционный усилитель имеет два входа: неинвертирующий ( $U_+$ ) и инвертирующий ( $U_-$ ). Уровни положительного и отрицательного ограничения приближаются по величине к напряжениям двухполарного источника питания. Возможное смещение амплитудной характеристики относительно начала координат характеризует напряжение смещения  $U_{\text{см}}$ . Амплитудно-частотная характеристи-

ка ОУ в области верхних частот вплоть до частоты единичного усиления  $f_1$  спадает с таким наклоном, при котором во сколько раз изменяется частота (например, в 10 раз, т.е. на декаду), во столько же раз изменяется коэффициент усиления по напряжению  $K$  (также в 10 раз, т.е. на 20 дБ в логарифмическом масштабе).

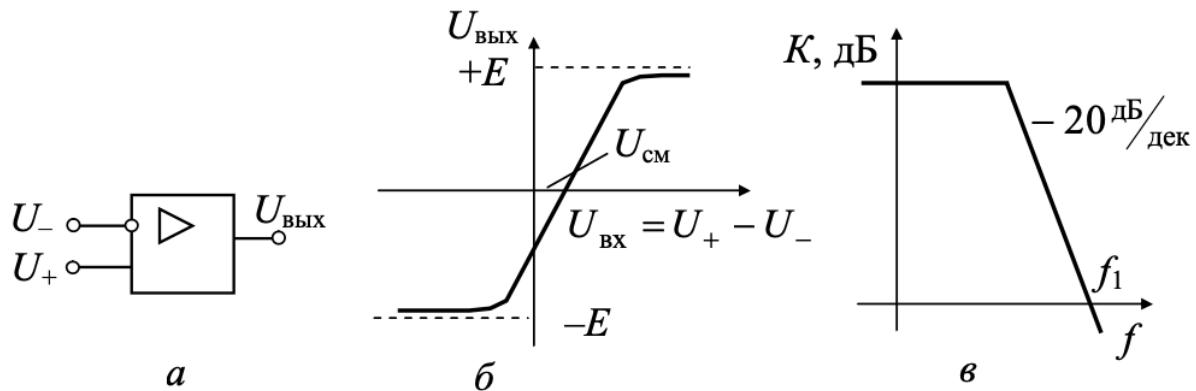


Рис. 11.7 – Основные характеристики ОУ

При практическом применении операционных усилителей разработчиков интересует не столько принципиальная схема ОУ, сколько схема включения и основные параметры (в скобках приведены для К14ОУД20):

- 1) коэффициент усиления по напряжению ( $K = 25000$ );
- 2) входное сопротивление ( $r_{вх}$  – сотни килоом);
- 3) выходное сопротивление ( $r_{вых}$  – сотни ом);
- 4) напряжение смещения ( $U_{см} = 1\text{ мВ}$ );
- 5) входной ток ( $I_{вх} = 100 \text{ нА}$ );
- 6) коэффициент подавления синфазного сигнала ( $M_{сф} = 70 \text{ дБ}$ );
- 7) частота единичного усиления ( $f_1 = 0,5 \text{ МГц}$ );
- 8) напряжение питания ( $\pm E = 5 - 20 \text{ В}$ );
- 9) дрейф напряжения смещения  $\delta U_{см} = 2 \text{ мкВ/}^{\circ}\text{C}$ .

Упрощенный анализ устройств на ОУ будем проводить для идеального операционного усилителя, т.е. имеющего  $K = \infty$ ,  $r_{вх} = \infty$ ,  $r_{вых} = 0$ ,  $U_{см} = 0$ ,  $I_{вх} = 0$ ,  $M_{сф} = \infty$ . По мере совершенствования схемотехники и технологии изготовления ОУ их характеристики все больше приближаются к идеальным.

Получим основные соотношения для типовых включений ОУ. В практических схемах в качестве  $Z1$  и  $Z2$  могут использоваться резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности, а так-

же двухполюсники, составленные из их последовательного или параллельного соединения. Потенциалы инвертирующего и неинвертирующего входов идеального ОУ можно считать одинаковыми, т.к.  $K = \infty$ .

При **инвертирующем включении** (рис. 11.8, *a*) через элемент  $Z_1$  течет ток  $i_1 = U_{\text{вх}}/Z_1$ . Точно такой же ток течет и через  $Z_2$ , т.к.  $r_{\text{вх}} = \infty$ .

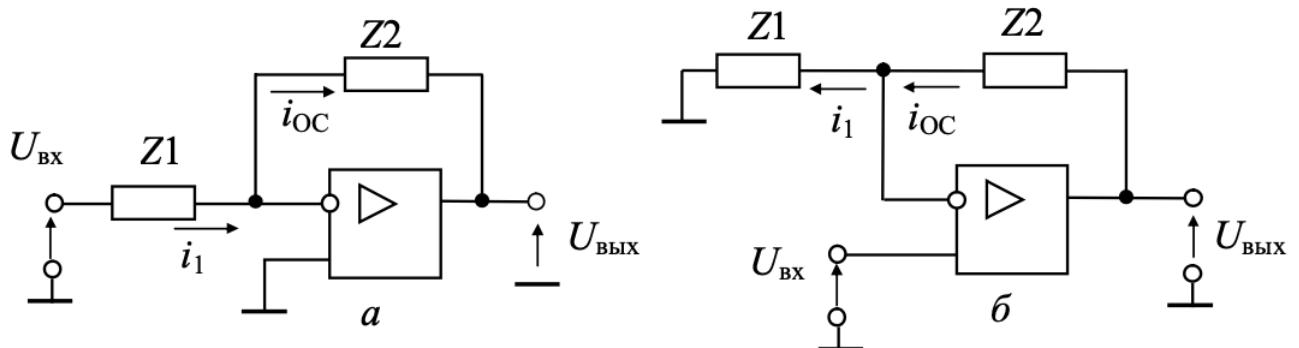


Рис. 11.8 – Типовые схемы включения ОУ:  
*a* – инвертирующее; *б* – неинвертирующее

Таким образом,

$$U_{\text{вых}} = -i_{\text{OC}}Z_2 = -\frac{U_{\text{вх}}Z_2}{Z_1}, \text{ а } K_{\text{OC}} = -\frac{Z_2}{Z_1}. \quad (11.14)$$

При **неинвертирующем включении** (рис. 11.8, *б*) по цепи ОС течет ток  $i_{\text{OC}} = \frac{U_{\text{вх}}}{Z_1}$  и  $U_{\text{вых}} = i_1Z_1 + i_{\text{OC}}Z_2 = \frac{U_{\text{вх}}(Z_1 + Z_2)}{Z_1}$ ,

откуда

$$K_{\text{OC}} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}. \quad (11.15)$$

На основе операционных усилителей путем введения внешних цепей обратной связи (в том числе и частотно-зависимых) строится большое число электронных устройств, осуществляющих эффективное преобразование электрических сигналов и широко используемых в измерительной технике. Их передаточные свойства описываются в первом приближении соотношениями (11.14) и (11.15). Для оценки погрешностей измерительных устройств приходится учитывать влияние реальных параметров применяемых ОУ. Точность измерительных устройств сильно за-

висит и от класса точности элементов, используемых в цепи ООС операционного усилителя. Изучению таких устройств и оценке основных составляющих их погрешности посвящена следующая глава, в которой рассмотрены вопросы применения ОУ. С практической точки зрения эти вопросы являются наиболее важными в изучаемой дисциплине.

## 17. Основные схемы включения ОУ.

### 11.4 Основные параметры и типовые схемы включения операционных усилителей

В линейных устройствах ОУ используются с глубокой ООС. При этом параметры схем на ОУ практически полностью определяются видом и характеристиками элементов, включенных в цепь обратной связи. ОУ стали самыми универсальными и массовыми элементами аналоговой схемотехники. Такая многофункциональность и гибкость при использовании лишь нескольких типов микросхем ОУ достигается применением самых разнообразных внешних цепей обратной связи, включающих линейные, нелинейные, пороговые, частотно-зависимые и другие элементы.

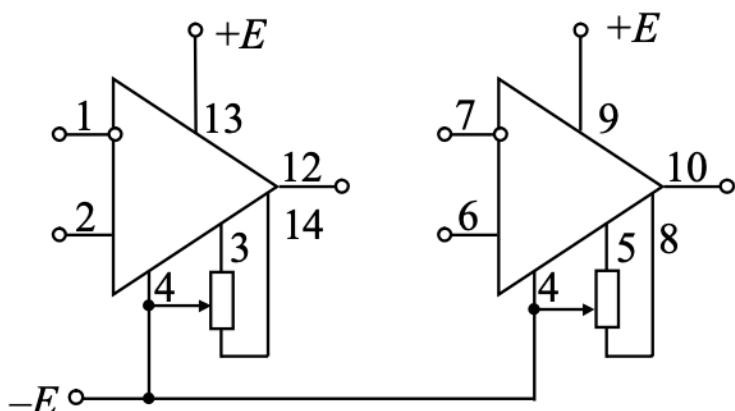


Рис. 11.6 – Схема включения ОУ

На рис. 11.6 приведена схема включения сдвоенного ОУ с внутренней цепью частотной коррекции, выполненного на микросхеме К14ОУД20. Показана цепь балансировки нуля, с помощью которой устраняется начальный сдвиг нулевого уровня на выходе операционного усилителя. Без балансировки при нулевом напряжении на входе напряжение на выходе устройства, построенных на ОУ, иногда может составлять единицы вольт.

Условное графическое обозначение ОУ показано на рис. 11.7, а. На этом же рисунке приведены амплитудная (11.7, б) и амплитудно-частотная (11.7, в) характеристики ОУ. Операционный усилитель имеет два входа: неинвертирующий ( $U_+$ ) и инвертирующий ( $U_-$ ). Уровни положительного и отрицательного ограничения приближаются по величине к напряжениям двухполлярного источника питания. Возможное смещение амплитудной характеристики относительно начала координат характеризует напряжение смещения  $U_{\text{см}}$ . Амплитудно-частотная характеристика

ка ОУ в области верхних частот вплоть до частоты единичного усиления  $f_1$  спадает с таким наклоном, при котором во сколько раз изменяется частота (например, в 10 раз, т.е. на декаду), во столько же раз изменяется коэффициент усиления по напряжению  $K$  (также в 10 раз, т.е. на 20 дБ в логарифмическом масштабе).

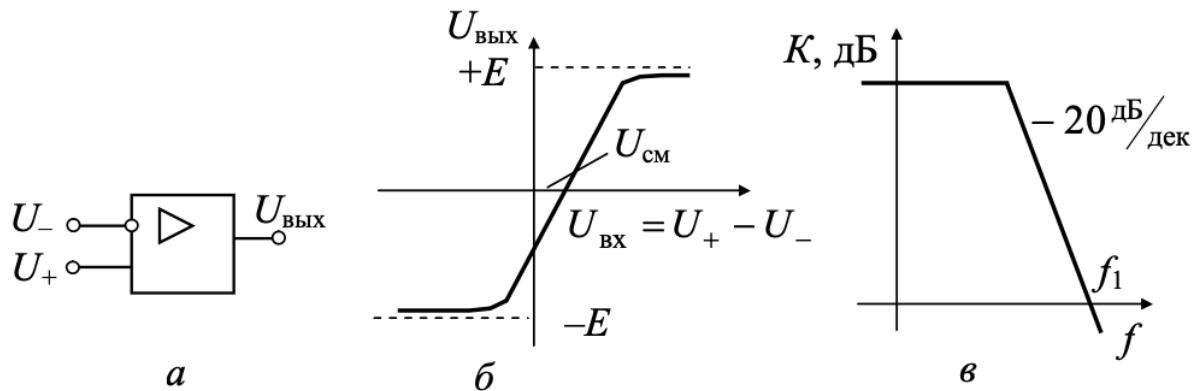


Рис. 11.7 – Основные характеристики ОУ

При практическом применении операционных усилителей разработчиков интересует не столько принципиальная схема ОУ, сколько схема включения и основные параметры (в скобках приведены для К14ОУД20):

- 1) коэффициент усиления по напряжению ( $K = 25000$ );
- 2) входное сопротивление ( $r_{вх}$  – сотни килоом);
- 3) выходное сопротивление ( $r_{вых}$  – сотни ом);
- 4) напряжение смещения ( $U_{см} = 1\text{ мВ}$ );
- 5) входной ток ( $I_{вх} = 100 \text{ нА}$ );
- 6) коэффициент подавления синфазного сигнала ( $M_{сф} = 70 \text{ дБ}$ );
- 7) частота единичного усиления ( $f_1 = 0,5 \text{ МГц}$ );
- 8) напряжение питания ( $\pm E = 5 - 20 \text{ В}$ );
- 9) дрейф напряжения смещения  $\delta U_{см} = 2 \text{ мкВ/}^{\circ}\text{C}$ .

Упрощенный анализ устройств на ОУ будем проводить для идеального операционного усилителя, т.е. имеющего  $K = \infty$ ,  $r_{вх} = \infty$ ,  $r_{вых} = 0$ ,  $U_{см} = 0$ ,  $I_{вх} = 0$ ,  $M_{сф} = \infty$ . По мере совершенствования схемотехники и технологии изготовления ОУ их характеристики все больше приближаются к идеальным.

Получим основные соотношения для типовых включений ОУ. В практических схемах в качестве  $Z1$  и  $Z2$  могут использоваться резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности, а так-

же двухполюсники, составленные из их последовательного или параллельного соединения. Потенциалы инвертирующего и неинвертирующего входов идеального ОУ можно считать одинаковыми, т.к.  $K = \infty$ .

При **инвертирующем включении** (рис. 11.8, *a*) через элемент  $Z_1$  течет ток  $i_1 = U_{\text{вх}} / Z_1$ . Точно такой же ток течет и через  $Z_2$ , т.к.  $r_{\text{вх}} = \infty$ .

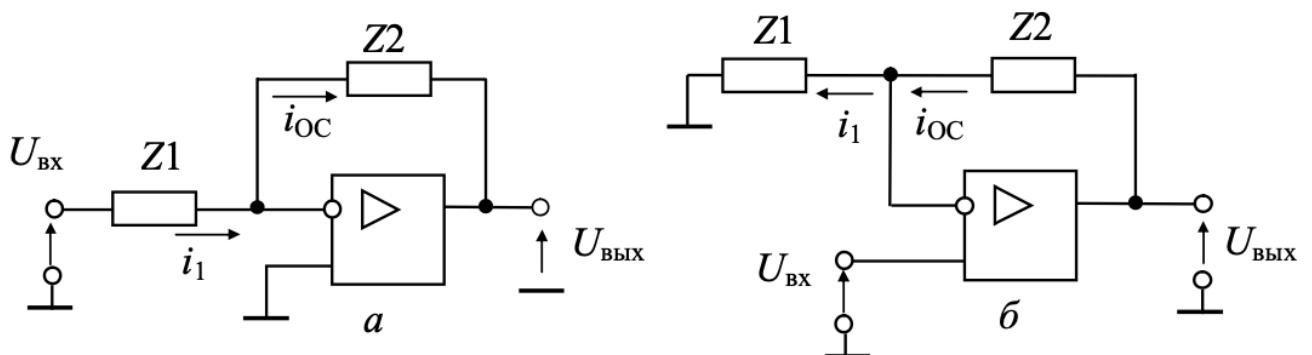


Рис. 11.8 – Типовые схемы включения ОУ:  
*а* – инвертирующее; *б* – неинвертирующее

Таким образом,

$$U_{\text{вых}} = -i_{\text{OC}} Z_2 = -\frac{U_{\text{вх}} Z_2}{Z_1}, \text{ а } K_{\text{OC}} = -\frac{Z_2}{Z_1}. \quad (11.14)$$

При **неинвертирующем включении** (рис. 11.8, *б*) по цепи ОС течет ток  $i_{\text{OC}} = \frac{U_{\text{вх}}}{Z_1}$  и  $U_{\text{вых}} = i_1 Z_1 + i_{\text{OC}} Z_2 = \frac{U_{\text{вх}}(Z_1 + Z_2)}{Z_1}$ ,

откуда

$$K_{\text{OC}} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}. \quad (11.15)$$

На основе операционных усилителей путем введения внешних цепей обратной связи (в том числе и частотно-зависимых) строится большое число электронных устройств, осуществляющих эффективное преобразование электрических сигналов и широко используемых в измерительной технике. Их передаточные свойства описываются в первом приближении соотношениями (11.14) и (11.15). Для оценки погрешностей измерительных устройств приходится учитывать влияние реальных параметров применяемых ОУ. Точность измерительных устройств сильно за-

висит и от класса точности элементов, используемых в цепи ООС операционного усилителя. Изучению таких устройств и оценке основных составляющих их погрешности посвящена следующая глава, в которой рассмотрены вопросы применения ОУ. С практической точки зрения эти вопросы являются наиболее важными в изучаемой дисциплине.

## **18. Классификация ОУ, их параметры и характеристики. Особенности прецизионных и быстродействующих ОУ.**

// в книжке Sharapov\_A\_V\_Analogovaya\_skhemotekhnika нету отдельной главы, во всяком случае собранном блоке. <https://studfile.net/preview/7083630/page:5/>

## **КЛАССИФИКАЦИЯ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ**

В соответствии с ГОСТ 4.465-86 все ОУ делятся на следующие группы по совокупности их параметров: универсальные, или общего применения; прецизионные, или инструментальные; быстродействующие; микромощные. Приведем сравнительные данные для некоторых типов ОУ из различных групп.

### **БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ОУ**

Используются для преобразования быстроизменяющихся сигналов. Они характеризуются высокой скоростью нарастания выходного сигнала, малым временем установления, высокой частотой единичного усиления, а по остальным параметрам уступают операционным усилителям общего применения.

### **ПРЕЦИЗИОННЫЕ (ВЫСОКОТОЧНЫЕ) ОУ**

Используются для усиления малых электрических сигналов (в составе измерительных приборов), сопровождаемых высоким уровнем помех, и характеризуются малым значением напряжения смещения и его температурным дрейфом, большими коэффициентами усиления и подавления синфазного сигнала, большим  $R_{ux}$  и низким уровнем шумов. Как правило, имеют невысокое быстродействие.

### **ОУ ОБЩЕГО ПРИМЕНЕНИЯ**

Используются для построения узлов аппаратуры, имеющих суммарную приведенную погрешность на уровне 1 %. Характеризуются относительно малой стоимостью и средним уровнем параметров.

### **ОУ С МАЛЫМ ВХОДНЫМ ТОКОМ**

Это в основном усилители с входным каскадом, построенным на полевых транзисторах. Входной ток  $I_{bx}$  [?] 100 пА.

### **МОЩНЫЕ И ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ ОУ**

Усилители с выходными каскадами, построенными на мощных высоковольтных элементах. Например: К157УД1, К1040УД2. Их основные параметры: выходной ток  $I_{вых}$  [?] 100 мА; выходное напряжение  $U_{вых}$  [?] 15 В.

### **МИКРОМОЩНЫЕ ОУ**

Необходимы в случаях, когда потребляемая мощность жестко лимитирована (переносные приборы с автономным питанием, приборы, работающие в ждущем режиме). Ток потребления  $I_{потреб. max}$  [?] 1 мА. Это такие усилители, как К140УД14, 28, К153УД4 и др.

### **МНОГОКАНАЛЬНЫЕ ОУ**

Имеют параметры, аналогичные усилителям общего применения или микромощным усилителям с добавлением такого параметра, как коэффициент разделения каналов. Они служат для улучшения массогабаритных показателей и снижения энергопотребления аппаратуры. Западные фирмы выпускают сдвоенные прецизионные и быстродействующие усилители. Примером могут быть: К140УД20, К157УД2, К574УД2, К1040УД1 и др.

19. Типовые схемы на ОУ: суммирующий усилитель, дифференциальный усилитель, интегратор и дифференциатор, преобразователи ток-напряжение и напряжение-ток, логарифмический усилитель, компаратор напряжений.

## 12.4 Аналоговый сумматор

Схема, приведенная на рис. 12.7, позволяет просуммировать три аналоговых входных напряжения  $U_1, U_2, U_3$ . Так как инвертирующий вход ОУ является точкой, кажущейся земли ( $U_- \approx 0$ ), можно определить токи во входных цепях  $i_1 = U_1/R1, i_2 = U_2 / R2, i_3 = U_3 / R3$ . Так как входное сопротивление идеального ОУ равно

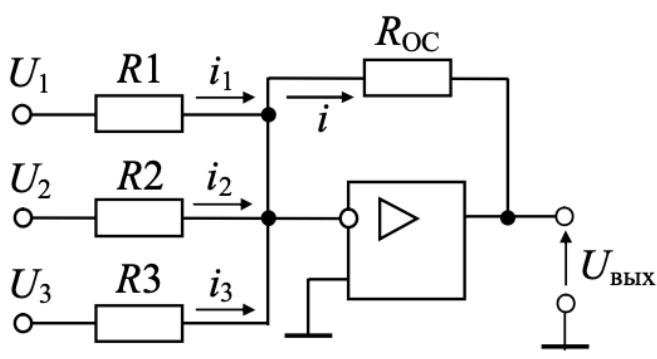


Рис. 12.7 – Схема аналогового сумматора на ОУ

бесконечности, суммарный ток протекает через  $R_{OC}$  и создает на нем падение напряжения

$$U_{\text{вых}} = -iR_{OC} = -(i_1 + i_2 + i_3)R_{OC} = -\left(\frac{R_{OC}}{R1}U_1 + \frac{R_{OC}}{R2}U_2 + \frac{R_{OC}}{R3}U_3\right),$$

т.е. выходное напряжение пропорционально сумме входных напряжений (с соответствующими масштабными коэффициентами).

Для уменьшения влияния входных токов ОУ между неинвертирующим входом и общим выводом желательно поставить сопротивление  $R4 = R1\|R2\|R3\|R_{OC}$ . Тогда погрешность сдвига и дрейфа выходного напряжения можно определить по формулам:

$$\Delta U_{\text{вых}_{\text{сдв}}} = U_{\text{см}} \left(1 + \frac{R_{OC}}{R1\|R2\|R3}\right) + \Delta I_{\text{вх}} R_{OC};$$

$$\Delta U_{\text{вых}_{\text{др}}} = \delta U_{\text{см}} \left(1 + \frac{R_{OC}}{R1\|R2\|R3}\right) \Delta T + \delta \Delta I_{\text{вх}} R_{OC} \Delta T.$$

## 12.3 Дифференциальный УПТ

Выходное напряжение устройства, представленного на рис. 12.5, определяется соотношением

$$U_{\text{вых}} = U_2 \frac{R4}{R3 + R4} \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) - U_1 \frac{R2}{R1}.$$

При одинаковом отношении сопротивлений

$$\frac{R4}{R3} = \frac{R2}{R1} \quad (12.2)$$

получаем  $U_{\text{вых}} = (U_2 - U_1) \frac{R2}{R1}$ , т.е. напряжение на выходе УПТ

пропорционально разности входных напряжений и усилитель становится дифференциальным.

Напряжение смещения и входные токи реального ОУ вызовут в этом усилителе сдвиг выходного напряжения на величину

$$\Delta U_{\text{вых,сдв}} = \frac{R1 + R2}{R1} \left( U_{\text{см}} + I_+ \frac{R3 \cdot R4}{R3 + R4} - I_- \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \right).$$

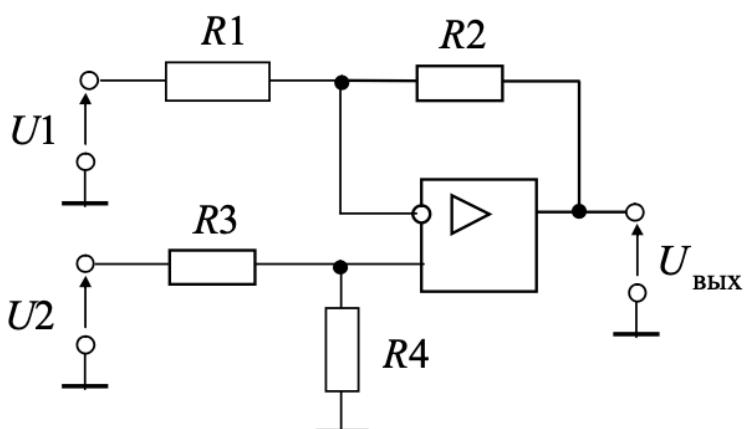


Рис. 12.5 – Схема дифференциального УПТ

Сдвиг за счет входных токов уменьшается при выполнении условия

$$R3 \parallel R4 = R1 \parallel R2. \quad (12.3)$$

Одновременное выполнение условий (12.2) и (12.3) обеспечивается при равенстве сопротивлений  $R1 = R3$  и  $R2 = R4$ . В этом случае сдвиг имеет мини-

$$\text{мальное значение } \Delta U_{\text{вых}_{\text{сдв}}} = U_{\text{см}} \left( 1 + \frac{R2}{R1} \right) + \Delta I_{\text{вх}} R2.$$

Недостатками простой схемы дифференциального усилителя являются малое входное сопротивление и трудность регулировки коэффициента усиления. От этих недостатков свободен измерительный усилитель (рис. 12.6). Неинвертирующее включение  $DA1$  и  $DA2$  обеспечивает большое входное сопротивление по обоим входам. Разность потенциалов ( $U_3 - U_4$ ) можно определить как

$$U_3 - U_4 = I(R + \varepsilon R + R) = \frac{U_2 - U_1}{\varepsilon R} (2R + \varepsilon R) = \left( 1 + \frac{2}{\varepsilon} \right) (U_2 - U_1).$$

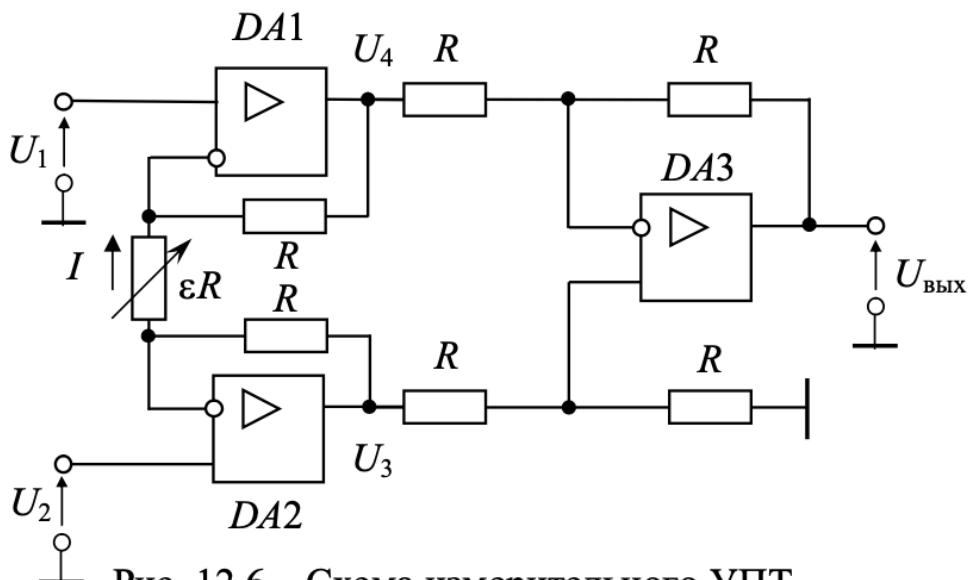


Рис. 12.6 – Схема измерительного УПТ

Выходное напряжение повторяет эту разность:

$$U_{\text{вых}} = U_3 \frac{R}{R+R} \left( 1 + \frac{R}{R} \right) - U_4 \frac{R}{R} = U_3 - U_4.$$

Следовательно:

$$U_{\text{вых}} = U_3 - U_4 = \left( 1 + \frac{2}{\varepsilon} \right) (U_2 - U_1) = K_{\text{OC}} (U_2 - U_1).$$

Входные сопротивления по обоим входам можно считать равными бесконечности. С помощью переменного сопротивления  $\varepsilon R$  можно плавно менять коэффициент усиления измерительного усилителя. При реализации усилителя в виде интегральной микросхемы требуется подключение только переменного резистора  $\varepsilon R$ .

## 12.7 Усилители с токовым выходом

При измерении постоянных напряжений с помощью токового прибора (миллиамперметра) возникают погрешности за счет влияния измерительной цепи на измеряемую, изменения сопротивления медной рамки прибора при изменении температуры окружающей среды. В вольтметрах переменного напряжения к ним добавляются погрешности за счет падения напряжения на диодах выпрямителя.

Применение операционных усилителей (рис. 12.12) позволяет существенно уменьшить перечисленные погрешности и построить милли-вольтметры постоянного и переменного напряжения. Применение неинвертирующего включения ОУ обеспечивает большое входное сопротивление измерительной цепи. Поэтому при ее подключении величина  $U_{\text{вх}}$  не изменяется. Так как разность потенциалов между входами ОУ практически равна нулю,

ток через калибровочный резистор  $R$  определяется соотношением  $I = U_{\text{вх}}/R$ . Такой же ток течет через стрелочный прибор (миллиамперметр), подключенный в цепь ООС операционного усилителя. Величина этого тока не зависит от сопротивления рамки токового прибора и других сопротивлений, последовательно с ней включенных (в частности, диодов выпрямительной схемы). С помощью резистора  $R$  легко изменять шкалу прибора.

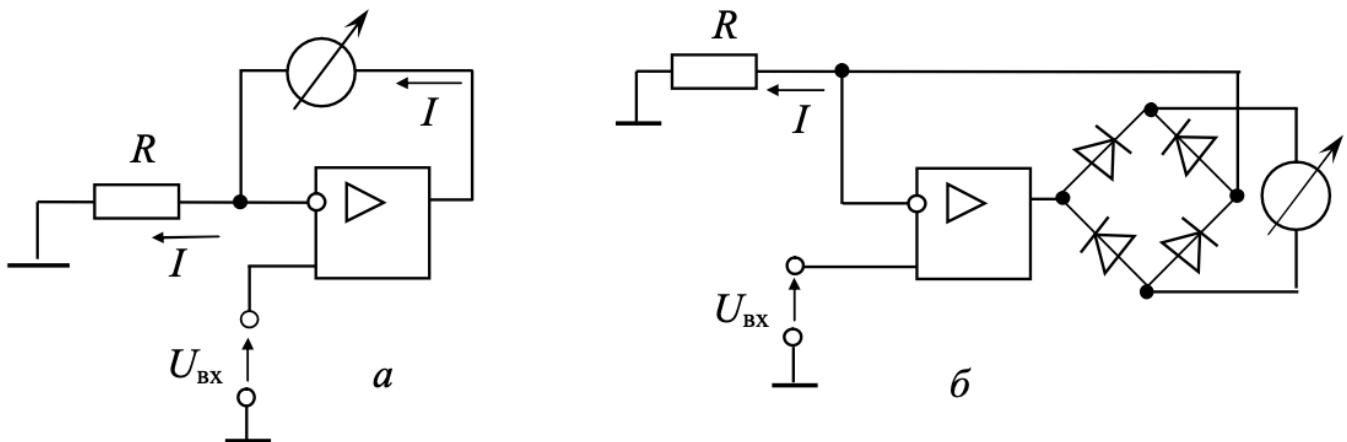


Рис. 12.12 – Преобразователи напряжение – ток:  
а – вольтметр постоянного тока; б – вольтметр переменного тока

В схеме вольтметра переменного напряжения в момент перехода измеряемого напряжения через ноль цепь обратной связи ОУ разомкнута. Поэтому напряжение на выходе ОУ быстро достигает порога отпирания диодов. Следовательно, ошибка за счет напряжения отпирания диодов уменьшается в  $K$  раз.

Схема дифференциального усилителя с токовым выходом

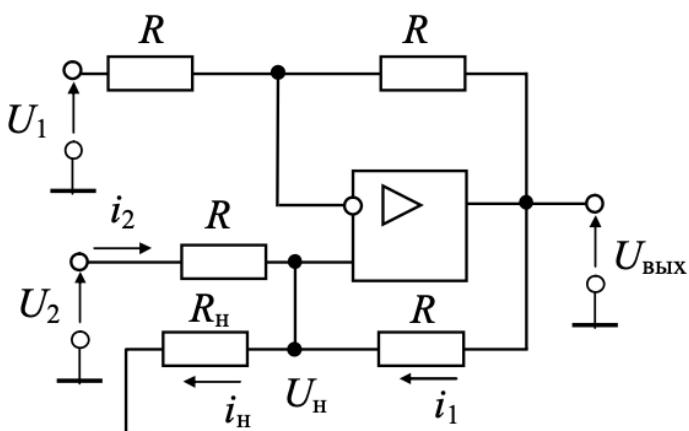


Рис. 12.13 – Схема усилителя с токовым выходом

приведена на рис. 12.13. Наряду с ООС в ней используется ПОС с выхода ОУ на неинвертирующий вход.

Напряжение на выходе операционного усилителя

$$U_{\text{вых}} = 2U_H - U_1.$$

Подставив это выражение в уравнение тока нагрузки  $i_H = i_2 + i_1$ , получаем

$$\begin{aligned}
 i_{\text{H}} &= \frac{U_2 - U_{\text{H}}}{R} + \frac{U_{\text{вых}} - U_{\text{H}}}{R} = \\
 &= \frac{U_2 + U_{\text{вых}} - 2U_{\text{H}}}{R} = \frac{U_2 - U_1}{R},
 \end{aligned}$$

т.е. ток  $i_{\text{H}}$  не зависит от сопротивления нагрузки и пропорционален разности входных напряжений. Устройство выполняет функцию стабилизатора тока.

## 12.1 Инвертирующий усилитель постоянного тока

В инвертирующем УПТ (рис. 12.1, *a*) резистор  $R_3$  поставлен для улучшения температурной стабильности режима (уменьшения ошибок сдвига и дрейфа нулевого уровня) и может отсутствовать. Операционный усилитель охвачен параллельной ООС по напряжению.

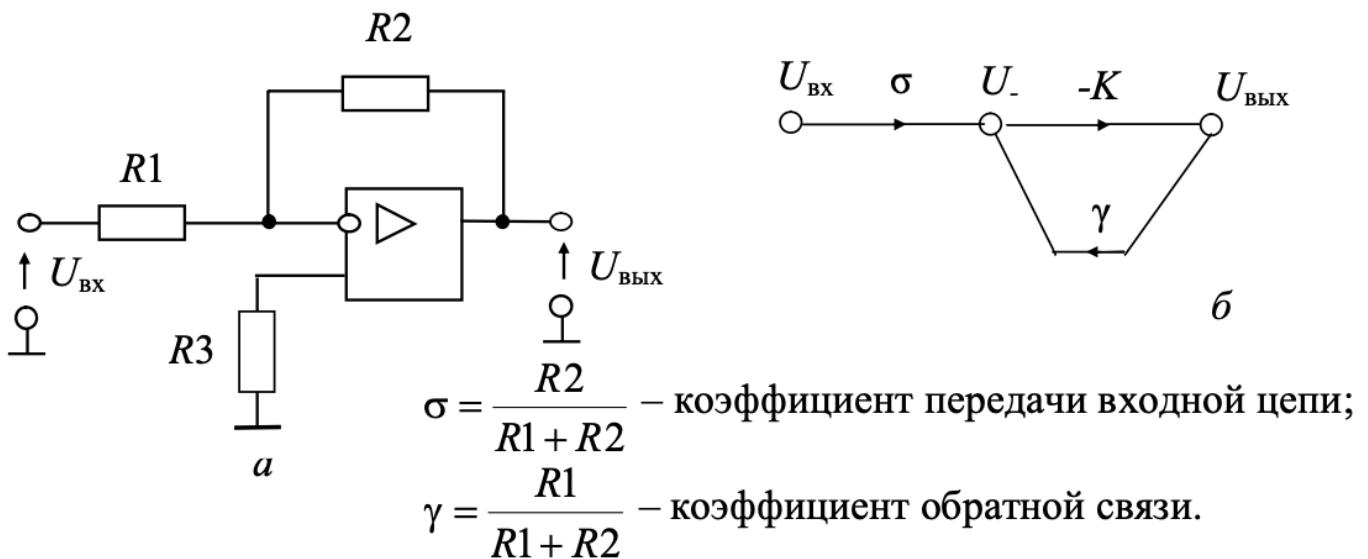


Рис. 12.1 – Схема инвертирующего масштабного УПТ

Для идеального ОУ коэффициент усиления УПТ определяется соотношением (11.14) при  $Z_1=R_1$ ,  $Z_2=R_2$ . Следовательно,  $K_{\text{OC}} = -\frac{R_2}{R_1}$ . Такой усилитель инвертирует входной сигнал и изменяет его масштаб пропорционально отношению сопротивлений резисторов в цепи обратной связи. В измерительной технике его называют масштабным усилителем.

Относительная погрешность коэффициента усиления за счет неидеальности резисторов (учитывающая их технологические и температурные погрешности  $\Delta R_1$  и  $\Delta R_2$ )

$$\delta[\Delta R_1, \Delta R_2] = \frac{dK_{\text{OC}}}{K_{\text{OC}}} = \frac{\frac{\partial K_{\text{OC}}}{\partial R_2} dR_2 + \frac{\partial K_{\text{OC}}}{\partial R_1} dR_1}{K_{\text{OC}}} = \frac{dR_2}{R_2} - \frac{dR_1}{R_1} = \delta_{R_2} - \delta_{R_1},$$

где  $\delta_R$  – относительная погрешность резисторов.

Для повышения точности масштабного усилителя в цепи ООС используются прецизионные резисторы с одинаковыми температурными коэффициентами сопротивления.

С учетом конечности коэффициента усиления  $K$  реального ОУ (см. сигнальный график, представленный на рис. 12.1, б) уточненное значение  $K_{\text{OC}}$  можно записать в виде

$$K_{\text{OC}} = \frac{-\sigma K}{1 + K\gamma} = -\frac{R_2/R_1}{1 + \frac{1}{K\gamma}}.$$

Относительная погрешность  $K_{\text{OC}}$  за счет нестабильности коэффициента усиления  $K$  операционного усилителя зависит от глубины обратной связи ( $1 + K\gamma = A = K/K_{\text{OC}}$ ):

$$\delta[\Delta K] = \frac{\delta_K}{1 + K\gamma},$$

где  $\delta_K = \frac{\Delta K}{K}$  – относительная нестабильность коэффициента усиления операционного усилителя  $K$ . При изменении температуры окружающей среды на десятки градусов она может составлять десятки процентов.

Например, при  $K = 10^5$ ,  $K_{\text{OC}} = 100$ ,  $\delta_K = \pm 50\%$  получаем

$$\delta[\Delta K] = \frac{50 \cdot 100}{10^5} = \pm 0,05\%.$$

Возможная величина сдвига нулевого уровня (значение выходного напряжения при нулевом входном напряжении УПТ) определяется напряжением смещения и входными токами реального ОУ (эквивалентная схема для расчета этого параметра приведена на рис. 12.2):

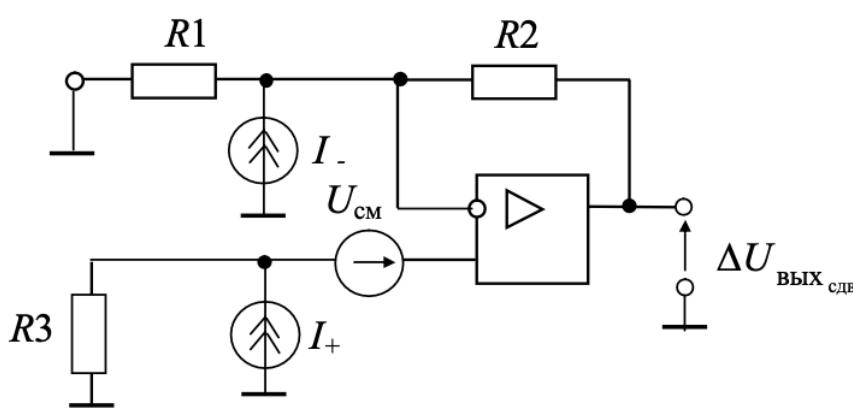


Рис. 12.2 – Эквивалентная схема для оценки сдвига нулевого уровня

$$\Delta U_{\text{вых}_{\text{сдв}}} = \frac{R1+R2}{R1} \left( U_{\text{см}} + I_+ R3 - I_- \frac{R1 \cdot R2}{R1+R2} \right). \quad (12.1)$$

Резистор  $R3$  вводится в усилитель с целью уменьшить погрешность сдвига от входных токов  $I_+$  и  $I_-$ . В случае равенства этих токов полная коррекция погрешности достигается при  $R3 = R1 \parallel R2$ . Однако в общем случае входные токи ОУ не равны друг другу. Имеется не равный нулю разностный входной ток  $\Delta I_{\text{вх}} = I_+ - I_-$ . Поэтому при выполнении условия компенсации можно записать соотношение (12.1) в виде

$$\Delta U_{\text{вых}_{\text{сдв}}} = \frac{R1+R2}{R1} \left( U_{\text{см}} + \Delta I_{\text{вх}} \frac{R1 \cdot R2}{R1+R2} \right) = U_{\text{см}} \left( 1 + \frac{R2}{R1} \right) + \Delta I_{\text{вх}} R2.$$

С помощью балансировки нуля при комнатной температуре погрешность сдвига можно скорректировать до нуля. Но при изменении температуры окружающей среды может появиться погрешность дрейфа за счет температурной нестабильности  $U_{\text{см}}$  и  $\Delta I_{\text{вх}}$  ( $\Delta T$  – диапазон изменения температуры):

$$\Delta U_{\text{вых}_{\text{др}}} = \delta U_{\text{см}} \left( 1 + \frac{R2}{R1} \right) \Delta T + \delta \Delta I_{\text{вх}} R2 \Delta T.$$

Входное сопротивление УПТ (как усилителя с параллельной ООС)

$$R_{\text{вх}} = R1 + r_{\text{вх}} \left| \frac{R2}{1+K} \right| \approx R1.$$

Выходное сопротивление УПТ (как усилителя с ООС по напряжению)

$$R_{\text{вых}} = \frac{r_{\text{вых}}}{1+K\gamma}.$$

Если передаточная функция операционного усилителя описывается выражением

$$K(p) = \frac{K}{1 + p\tau_{\text{оу}}},$$

где  $\tau_{\text{оу}} = K/2\pi f_1$  – постоянная времени ОУ, то передаточную функцию инвертирующего УПТ можно записать в виде

$$K_{OC}(p) = \frac{-R2/R1}{1 + p \frac{\tau_{oy}}{1 + K\gamma}}.$$

Верхняя граничная частота полосы пропускания УПТ на уровне 3 дБ определяется соотношением  $f_v = \frac{f_1}{1 + \frac{R2}{R1}}$ .

Она тем меньше, чем больше коэффициент усиления УПТ.

## 12.2 Неинвертирующий усилитель постоянного тока

В неинвертирующем УПТ (рис. 12.3, а) операционный усилитель охвачен последовательной ООС по напряжению. С учетом конечности величины  $K$  реальных ОУ сигнальный график неинвертирующего УПТ можно представить в виде, показанном на рис. 12.3, б.

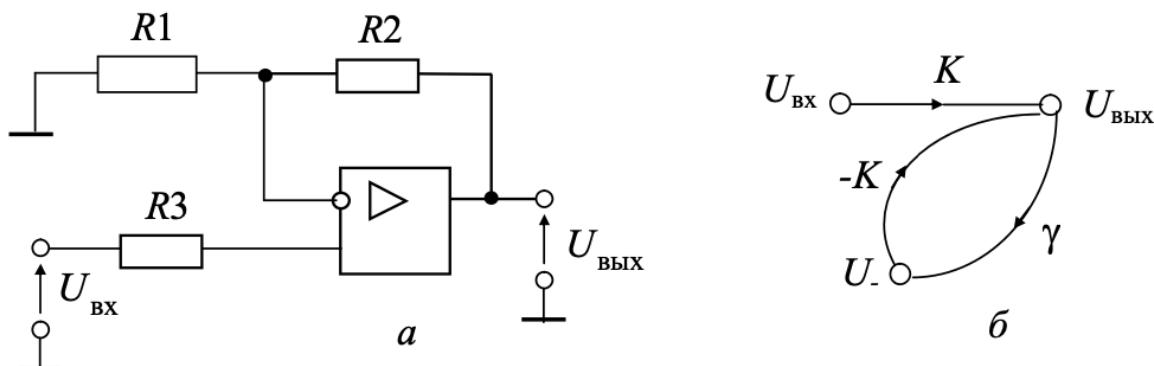


Рис. 12.3 – Схема неинвертирующего УПТ (а) и ее сигнальный график (б)

Для идеального ОУ коэффициент усиления равен (см. выражение 11.15 при  $Z1=R1$ ,  $Z2=R2$ )  $K_{OC} = 1 + \frac{R2}{R1}$ .

Коэффициент усиления УПТ с учетом конечности  $K$

$K_{OC} = \frac{1 + \frac{R2}{R1}}{1 + \frac{1}{K\gamma}}$ . Относительная погрешность коэффициента усиления УПТ за счет неидеальности резисторов в цепи ОС

$$\delta[\Delta R_1, \Delta R_2] = \frac{dK_{\text{OC}}}{K_{\text{OC}}} = \frac{R2}{R1+R2} (\delta_{R_2} - \delta_{R_1}).$$

Входное сопротивление неинвертирующего УПТ (оно существенно больше входного сопротивления инвертирующего УПТ за счет последовательной ООС по напряжению)

$$R_{\text{вх}} = [r_{\text{сф}} \| r_{\text{вх}} (1 + K\gamma)] + R3.$$

Соотношения для оценки сдвига и дрейфа нулевого уровня такие же, как для инвертирующего УПТ (сравните схемы рис. 12.1 и рис. 12.2 при закороченном  $U_{\text{вх}}$ ):

$$\Delta U_{\text{вых}_{\text{сдв}}} = U_{\text{см}} \left( 1 + \frac{R2}{R1} \right) + \Delta I_{\text{вх}} R2 \text{ при } R3 = R1 \| R2;$$

$$\Delta U_{\text{вых}_{\text{др}}} = \delta U_{\text{см}} \left( 1 + \frac{R2}{R1} \right) \Delta T + \delta \Delta I_{\text{вх}} R2 \Delta T.$$

Не отличаются от выражений, полученных для инвертирующего УПТ, соотношения для оценки выходного сопротивления и полосы пропускания неинвертирующего УПТ:

$$R_{\text{вых}} = \frac{r_{\text{вых}}}{1 + K\gamma} \text{ и } f_v = \frac{f_1}{1 + \frac{R2}{R1}}.$$

Достоинство неинвертирующего УПТ – большое входное сопротивление, недостаток по сравнению с инвертирующим – дополнительная погрешность сдвига за счет синфазного сигнала на входе ОУ:  $\Delta U_{\text{вых}_{\text{сф}}} = \frac{U_{\text{вх}}}{M_{\text{сф}}} K_{\text{OC}}$ .

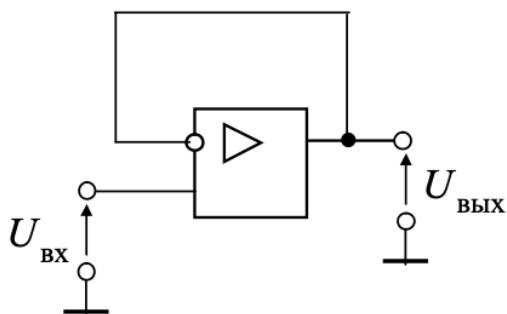


Рис. 12.4 – Схема повторителя напряжения

Идеальным согласующим элементом является повторитель напряжения (рис. 12.4). Это частный случай неинвертирующего УПТ при

$$R1 = \infty, R2 = 0.$$

Для него основные соотношения можно записать в следующем виде:

$$K_{\text{OC}} = 1; \gamma = 1; R_{\text{вх}} = r_{\text{сф}} \| r_{\text{вх}}(1 + K); R_{\text{вых}} = \frac{r_{\text{вых}}}{1 + K}; \Delta U_{\text{вых}_{\text{сдв}}} = U_{\text{см}};$$

$$\Delta U_{\text{вых}_{\text{др}}} = \delta U_{\text{см}} \Delta T; \delta[\Delta K] = \frac{\delta_K}{1 + K}; f_{\text{в}} = f_1.$$

Повторитель напряжения обладает большим входным сопротивлением (практически бесконечным), практически нулевым выходным сопротивлением, широкой полосой пропускания, малой величиной сдвига и дрейфа нулевого уровня.

## 12.5 Аналоговый интегратор

Для идеального операционного усилителя коэффициент передачи устройства, показанного на рис. 12.8, *a*, определяется соотношением

$$K_{OC}(p) = -\frac{pC}{R} = -\frac{1}{p\tau}, \quad (12.4)$$

где  $\tau = RC$  – постоянная времени.

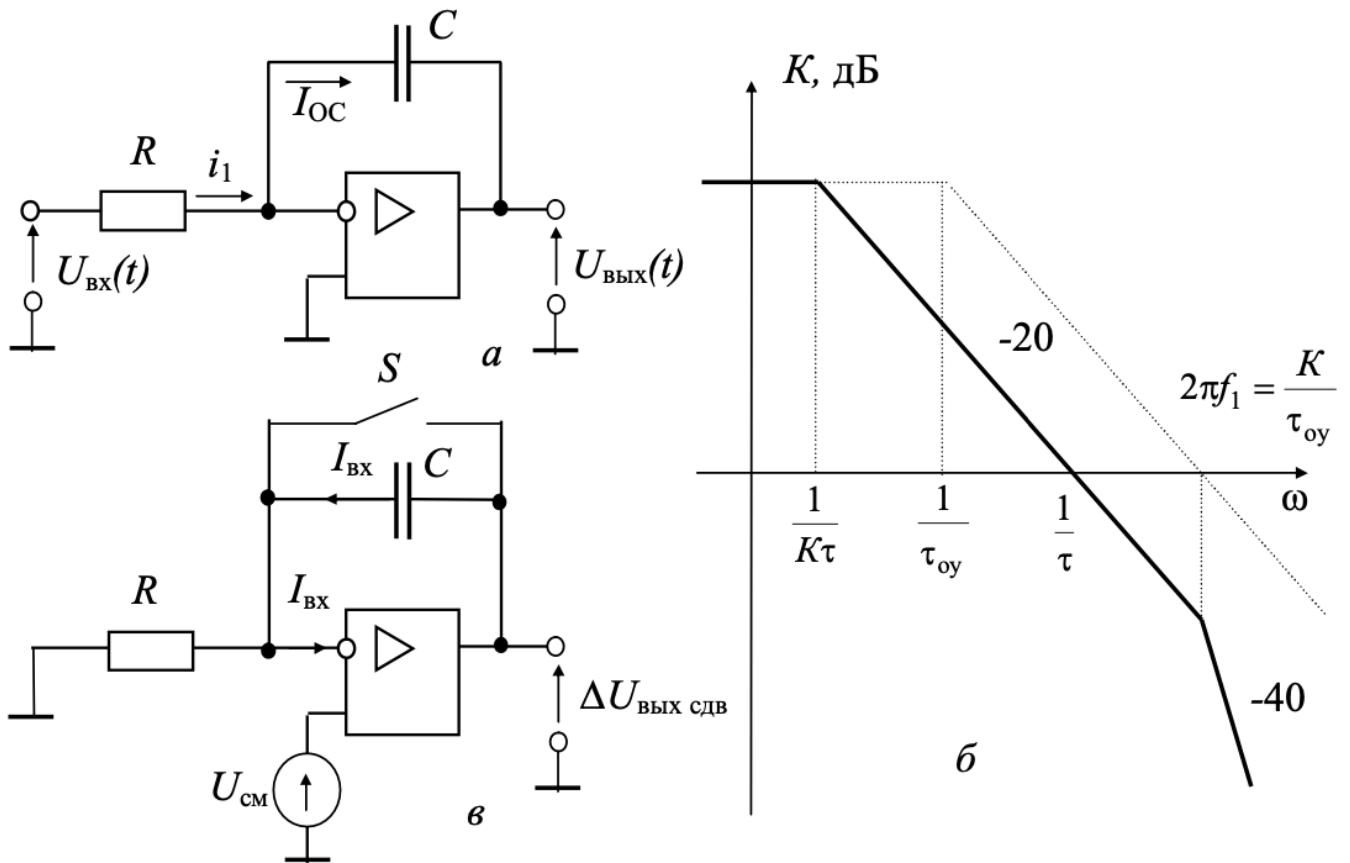


Рис. 12.8 – Аналоговый интегратор:

- а* – схема инвертирующего интегратора на ОУ;
- б* – ЛАЧХ коэффициента передачи интегратора;
- в* – эквивалентная схема для оценки сдвига и дрейфа ну-

Передаточная функция (12.4) соответствует идеальному интегратору. ЛАЧХ его коэффициента передачи идет с наклоном – 20 дБ/дек, пересекая ось абсцисс при  $\omega = 1/\tau$ . Для интегратора справедливы соотношения:  $i_1 = U_{вх} / R$  и  $i_{ОС} = C \cdot dU_{вых}(t)/dt$ , поэтому  $U_{вых}(t) = -\frac{1}{RC} \int U_{вх}(t) dt$ .

Оценим петлевое усиление контура ООС в интеграторе с учетом конечности коэффициента передачи реального ОУ

$$T(p) = K(p) \cdot \gamma(p) = \frac{K}{1 + p\tau_{oy}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{p\tau}},$$

где  $K(p) = \frac{K}{1 + p\tau_{oy}}$  – передаточная функция операционного усилителя;

$$\gamma(p) = \frac{R}{R + \frac{1}{pC}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{p\tau}} \text{ – коэффициент передачи цепи обратной связи.}$$

Для реального ОУ передаточную функцию интегратора можно записать в виде

$$K_{OC}(p) = \frac{-\frac{1}{pRC}}{1 + \frac{1}{T(p)}} \approx \frac{-K}{(1 + p\tau K) \left( 1 + p \frac{\tau_{oy}}{K} \right)}. \quad (12.5)$$

ЛАЧХ реального интегратора, построенная по выражению (12.5), приведена на рис. 12.8, б (там же пунктиром изображена ЛАЧХ ОУ). Ниже частоты  $1/K\tau$  она идет на уровне  $K$  дБ, а выше частоты единичного усиления ОУ увеличивает наклон до  $-40$  дБ/дек. Таким образом, полоса рабочих частот реального интегратора отличается от идеального интегратора (у него ЛАЧХ сохраняет наклон  $-20$  дБ/дек на всех частотах) на низких частотах за счет конечности величины коэффициента усиления операционного усилителя  $K$ , на высоких – за счет конечной величины частоты единичного усиления  $f_1$  реального ОУ.

Ошибку смещения нуля можно определить как напряжение на выходе схемы рис. 12.8, в при размыкании ключа  $S$ :

$$\Delta U_{\text{вых}_{\text{сдв}}} = U_{\text{см}} + \frac{1}{\tau} \int U_{\text{см}} dt + \frac{1}{C} \int I_{\text{вх}} dt = U_{\text{см}} + \frac{U_{\text{см}} t}{\tau} + \frac{I_{\text{вх}} t}{C}.$$

Следовательно, после создания нулевых начальных условий напряжение на конденсаторе линейно нарастает, пока ОУ не перейдет в насыщение. Эта ошибка ограничивает максимальное время интегрирования. Для ее уменьшения необходимо или периодически разряжать  $C$  аналоговым ключом (так поступают при

интегрировании импульсных сигналов), или параллельно  $C$  поставить резистор  $R1$  (так поступают при интегрировании синусоидальных сигналов). В последнем случае  $U_{\text{вых}_{\text{сдв}}} = U_{\text{см}}(1 + R1/R) + I_{\text{вх}}R1$ , но полоса рабочих частот сужается (от  $1/2\pi R1C$  до  $f_1$ , тогда как раньше интегрирование было возможно от  $1/2\pi K\tau$  до  $f_1$ ).

Переходная характеристика интегратора представляет собой линейно изменяющееся напряжение, идущее с наклоном минус  $U_{\text{вх}}/\tau$ , где  $U_{\text{вх}}$  – амплитуда ступеньки, подаваемой на вход. Это свойство интегратора используется в генераторе прямоугольного и треугольного напряжений, схема которого приведена на рис. 12.9, *a*. Операционный усилитель  $DA1$  работает как компаратор, переключаясь с  $+E$  к  $-E$  всякий раз, когда напряжение на неинвертирующем входе, изменяющееся за счет работы интегратора  $DA2$ , переходит нулевое значение.

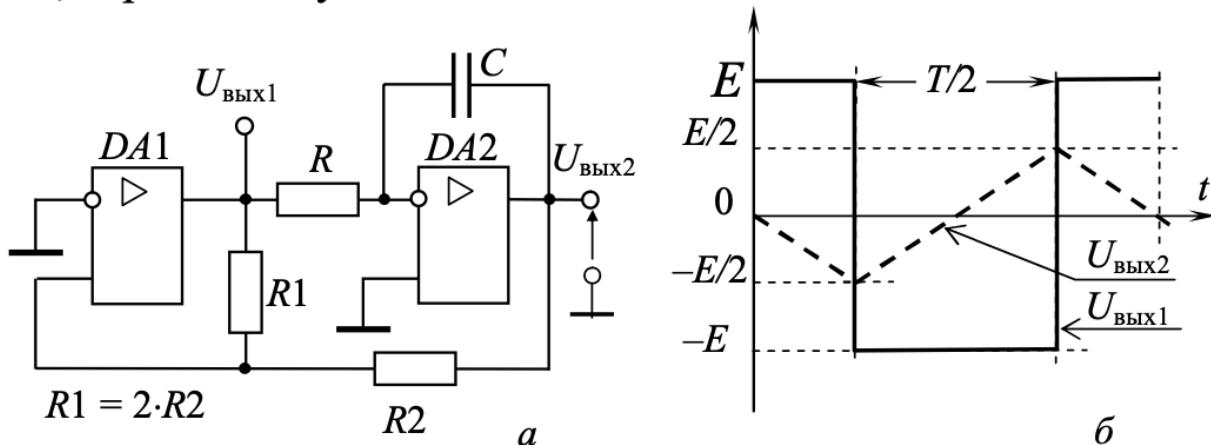


Рис. 12.9 – Схема (*a*) и временные диаграммы напряжений (*б*) генератора напряжений прямоугольной и треугольной формы

При отрицательном напряжении на выходе  $DA1$  ( $U_{\text{вых}1} = -E$ ) напряжение на выходе интегратора линейно нарастает со скоростью  $E/\tau$ . Когда выполняется условие  $U_{\text{вых}2}/R2 = U_{\text{вых}1}/R1$ , т.е. при  $U_{\text{вых}2} = E/2$ , схема переключается в другое состояние и напряжение на выходе интегратора с той же скоростью изменяется в противоположном направлении до  $-E/2$  (рис. 12.9, *б*).

Из условия  $\frac{E}{\tau} \cdot \frac{T}{2} = E$  получаем соотношение для оценки периода генерируемых колебаний.

$$T = 2\tau = 2RC.$$

## 12.9 Амплитудный детектор

Амплитудный детектор (рис. 12.15) предназначен для формирования постоянного выходного напряжения, пропорционального амплитуде входного переменного или импульсного напряжения. Основными элементами устройства являются диод  $VD1$  и запоминающий конденсатор  $C$ . Использование ОУ позволяет измерять амплитуды малых входных напряжений, исключить по-

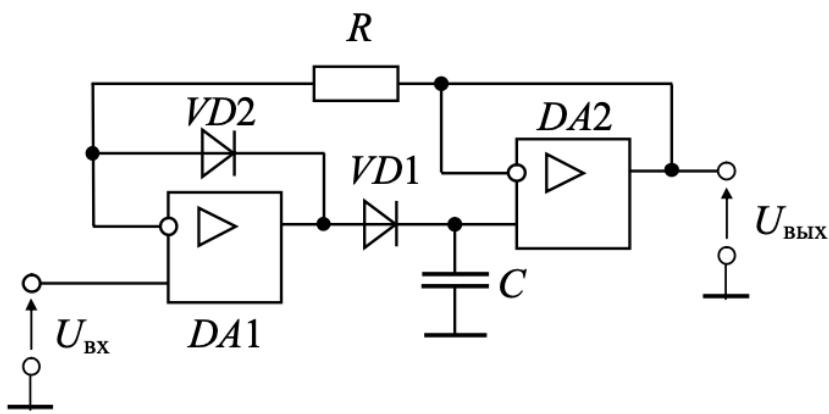


Рис. 12.15 – Амплитудный детектор положительного уровня

грешность за счет прямого падения напряжения на диоде  $VD1$ , увеличить нагрузочную способность.  $DA2$  работает как повторитель напряжения на конденсаторе  $C$ , предотвращая его

разряд током нагрузки и током обратной связи через резистор  $R$ .  $DA1$  работает как компаратор, непрерывно сравнивая выходное напряжение со входным.

Пусть на вход амплитудного детектора подается последовательность прямоугольных импульсов положительной полярности. Подача  $U_{вх} > 0$  при  $U_{вых} = 0$  переводит  $DA1$  в режим положительного ограничения. Конденсатор  $C$  заряжается через открывшийся диод  $VD1$ . С ростом напряжения на конденсаторе растет  $U_{вых}$  и напряжение на инвертирующем входе  $DA1$ . Как только оно чуть превысит амплитуду  $U_{вх}$ , напряжение на выходе  $DA1$  резко уменьшается и диод  $VD1$  закрывается. Схема переходит в режим хранения, при котором  $U_{вых} = U_{вх \text{ макс}}$ . В интервале между импульсами диод  $VD2$  ограничивает выходное напряжение  $DA1$ , предотвращая его насыщение.

В амплитудных детекторах необходимо предусматривать цепи, производящие периодический разряд запоминающего конденсатора, чтобы затем обновлять информацию об амплитуде входного напряжения.

## 20. Активные выпрямители на ОУ.

### 12.10 Выпрямитель среднего значения

Выпрямители среднего значения дают на выходе напряжение, постоянная составляющая которого пропорциональна среднему значению выпрямленного входного напряжения. Использование ОУ в точных выпрямителях преследует цель уменьшить погрешности преобразования, обусловленные неидеальными вольт-амперными характеристиками диодов.

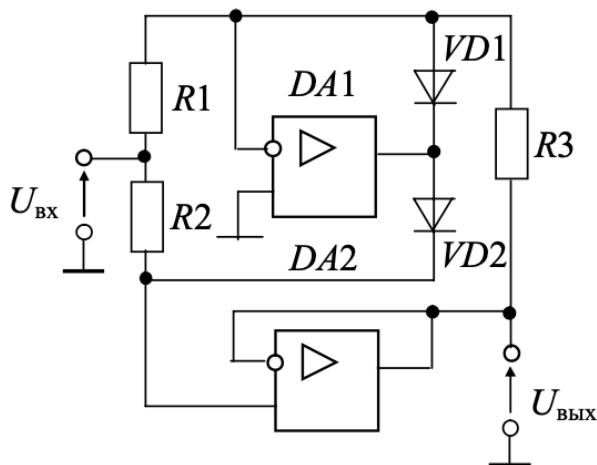


Рис. 12.16 – Схема прецизионного выпрямителя

Когда входное напряжение положительно (рис. 12.16), оно через резистор  $R_2$  проходит на вход повторителя, собранного на ОУ  $DA_2$ , и таким образом получаем  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}$ . Диод  $VD_2$  при этом закрыт и напряжение с выхода ОУ  $DA_1$  никак не влияет на состояние  $DA_2$ . При отрицательном входном напряжении диод  $VD_2$  открывается и повторитель на

ОУ  $DA_2$  оказывается подключенным к выходу ОУ  $DA_1$ . Обратная связь в этом случае замыкается через резистор  $R_3$ , и выходное напряжение равно  $-U_{\text{вх}} R_3 / R_1$ . Если  $R_3 = R_1$ , то в целом для рассматриваемого выпрямителя получим  $U_{\text{вых}} = |U_{\text{вх}}|$ , т.е. выходное напряжение оказывается равным абсолютному значению входного. При любом знаке входного сигнала выпрямитель имеет близкое к нулю выходное сопротивление. Требуется только два прецизионных резистора.

## 21. Преобразователи сопротивления. Гираторы.

### 12.11 Преобразователи сопротивления в напряжение

Преобразователи сопротивления в напряжение (ПСН) находят применение при построении омметров и измерительных приборов с резистивными первичными преобразователями. При неизменном токе падение напряжения на резисторе пропорционально его сопротивлению. Таким образом, ПСН можно построить, включая преобразуемое сопротивление в цепь нагрузки стабилизатора тока. Применение ОУ позволяет реализовать такие требования, как возможность заземления преобразуемого сопротивления, исключение погрешности от сопротивления соединительных проводников, снижение выходного сопротивления ПСН и т.д.

ПСН с двухпроводной линией связи применяются в тех случаях, когда преобразованию подлежат большие сопротивления

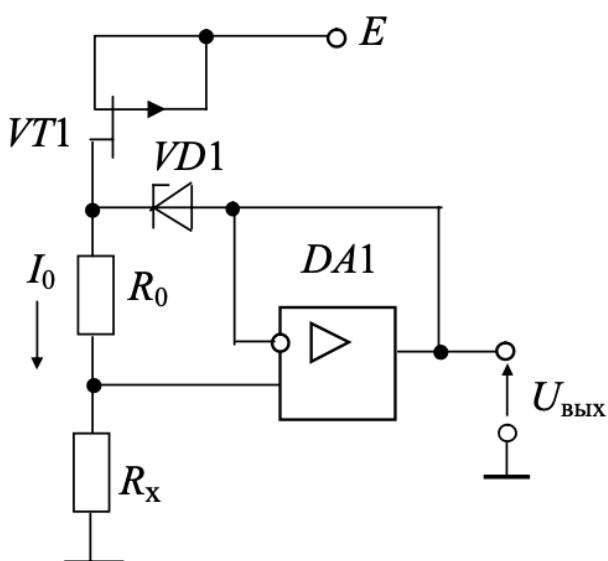


Рис. 12.17 – Схема ПСН с двухпроводной линией связи

или когда преобразуемое сопротивление  $R_x$  находится в непосредственной близости от преобразователя. В ПСН по схеме рис. 12.17 стабилизатор тока содержит ОУ  $DA1$ , работающий в режиме повторителя напряжения, стабилитрон  $VD1$ , обеспечивающий опорное напряжение  $U_0$ , полевой транзистор  $VT1$  и резистор  $R_0$ . Напряжение между входами ОУ можно считать равным нулю, так что напряжения на стаби-

литроне и резисторе  $R_0$  одинаковы и противоположно направлены. Это означает, что стабилизируемый ток равен  $U_0/R_0$ . Суммарный ток через стабилитрон и резистор  $R_0$  задается источником тока на полевом транзисторе  $VT1$ , у которого затвор соединен с истоком. Выходное напряжение, равное  $U_0R_x/R_0$ , снимается с выхода ОУ, благодаря чему обеспечивается низкое выходное сопротивление ПСН. Изменение пределов измерения осуществляется с помощью сопротивления  $R_0$ .

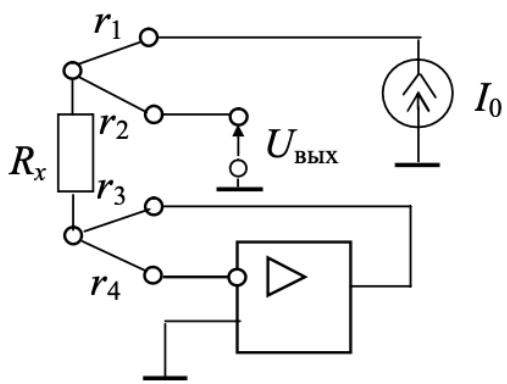


Рис. 12.18 – Схема ПСН с четырехпроводной линией связи

Существенное снижение погрешностей, вызванных влиянием проводов соединительной линии при работе с удаленным датчиком, обеспечивает ПСН с четырехпроводной линией связи (рис. 12.18). Повторитель напряжения, выполненный на ОУ, поддерживает равным нулю напряжение на низкопотенциальном выводе резистора  $R_x$ . Благодаря этому исключается зависимость выходного напряжения ПСН от падения напряжения на проводе  $r_3$  соединительной линии. Сопротивления проводов  $r_1$ ,  $r_2$ ,  $r_4$  не сказываются на  $U_{\text{вых}}$ , поскольку они включены последовательно с большими сопротивлениями (выходное сопротивление источника тока и входные сопротивления ОУ и следующего усилителя).

Мостовые ПСН используют для работы с резистивными датчиками, в которых измеряемая величина преобразуется в неравновесие четырехплечего моста. Задачи, решаемые при построении мостовых ПСН, – это уменьшение погрешности от сопротивлений соединительных проводников и снижение требований к усилителям выходных сигналов датчиков.

Типичный пример построения мостового ПСН (рис. 12.19, а) использует шестипроводную линию связи и предполагает применение дифференциального усилителя с большими входными сопротивлениями для усиления выходного напряжения

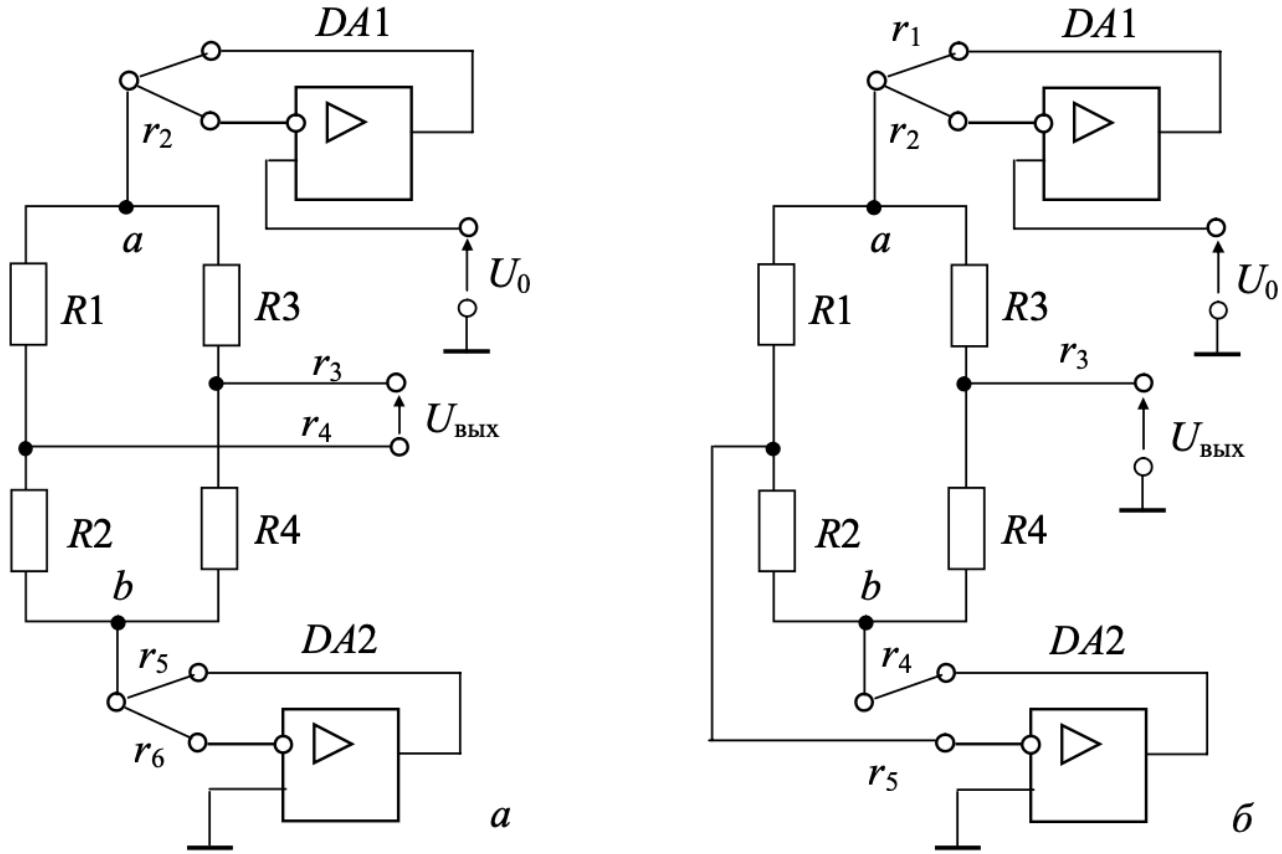


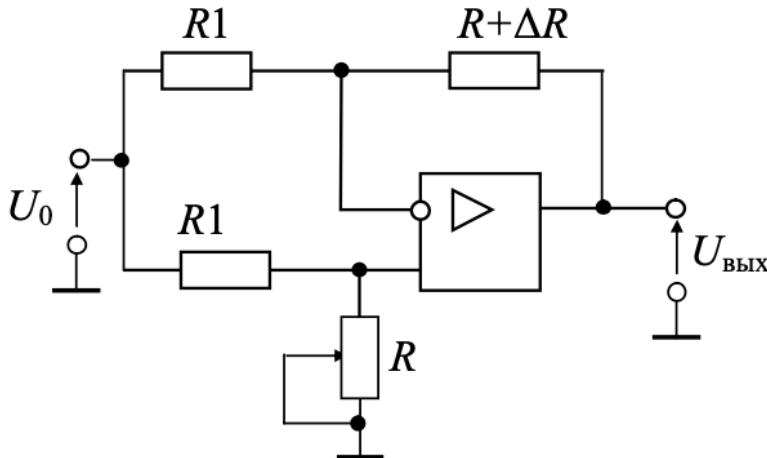
Рис. 12.19 – Варианты схем мостовых ПСН

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_0(R_1R_4 - R_2R_3)}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}. \text{ Более совершенным является ПСН по}$$

схеме рис. 12.19, б. Здесь достаточно пятипроводной линии, а усилитель может быть недифференциальным. На верхнюю вершину моста *a* с помощью *DA1* подано напряжение *U*<sub>0</sub>. На нижней же вершине *b* с помощью *DA2* поддерживается такое напряжение, при котором обеспечивается равенство нулю потенциала на левой вершине моста. А это равенство может быть достигнуто только при условии, что  $U_b = -U_0 R_2 / R_1$ . Выходное напряжение в данном случае будет определяться выражением

$$U_{\text{вых}} = U_a \frac{R_4}{R_3 + R_4} + U_b \frac{R_3}{R_3 + R_4} = U_0 \frac{R_1R_4 - R_2R_3}{R_1(R_3 + R_4)}.$$

Простой пример мостового ПСН показан на рис. 12.20. Резисторы *R*<sub>1</sub> должны быть равными, а сопротивление *R* подбирается равным сопротивлению датчика (он включен в цепь обратной связи ОУ) при  $U_{\text{вых}} = 0$ . Выходное напряжение определяется суммарным воздействием источника напряжения *U*<sub>0</sub> со стороны



неинвертирующего и инвертирующего входа операционного усилителя

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_0 R}{R_1 + R} \cdot \frac{R_1 + R + \Delta R}{R_1} - U_0 \cdot \frac{R + \Delta R}{R_1} = -\frac{U_0 \cdot \Delta R}{R_1 + R}.$$

Рис. 12.20 – Схема мостового измерительного преобразователя

Гиратором называется электронное устройство, преобразующее полное сопротивление реактивных элементов. Обычно это преобразователь емкости в индуктивность, т.е. эквивалент индуктивности. Иногда гираторы называют синтезаторами индуктивностей. Широкое распространение гираторов в ИМС объясняется большими трудностями изготовления катушек индуктивностей с помощью твердотельной технологии. Использование гираторов позволяет получить относительно большую индуктивность с хорошими массогабаритными показателями.

На рисунке 7.20 приведена электрическая схема одного из вариантов гиратора, представляющего собой повторитель на ОУ, охваченный частотно-избирательной ПОС ( $R_{oc}$  и  $C_1$ ).

Поскольку с увеличением частоты сигнала емкостное сопротивление конденсатора  $C_1$  уменьшается, то напряжение в точке **a** будет возрастать. Вместе с ним будет возрастать напряжение на выходе ОУ. Увеличенное напряжение с выхода по цепи ПОС поступает на неинвертирующий вход, что приводит к дальнейшему росту напряжения в точке **a**, причем тем интенсивнее, чем выше частота. Таким образом, напряжение в точке **a** ведет себя подобно напряжению на катушке индуктивности. Синтезированная индуктивность определяется по формуле [12]:

$$L = R_1 R_{oc} C_1.$$

Добротность гиратора определяется как [12]:

$$Q = 0,5 \cdot \sqrt{R_1 / R_{oc}}$$

Одной из основных проблем при создании гираторов является трудность в получении эквивалента индуктивности, у которой оба вывода не соединены с общей шиной. Такой гиратор выполняется, как минимум, на четырех ОУ. Другой проблемой является относительно узкий диапазон рабочих частот гиратора (до нескольких килогерц на ОУ широкого применения).

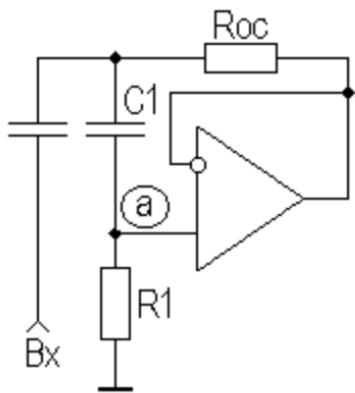


Рисунок 7.20 - Гиратор

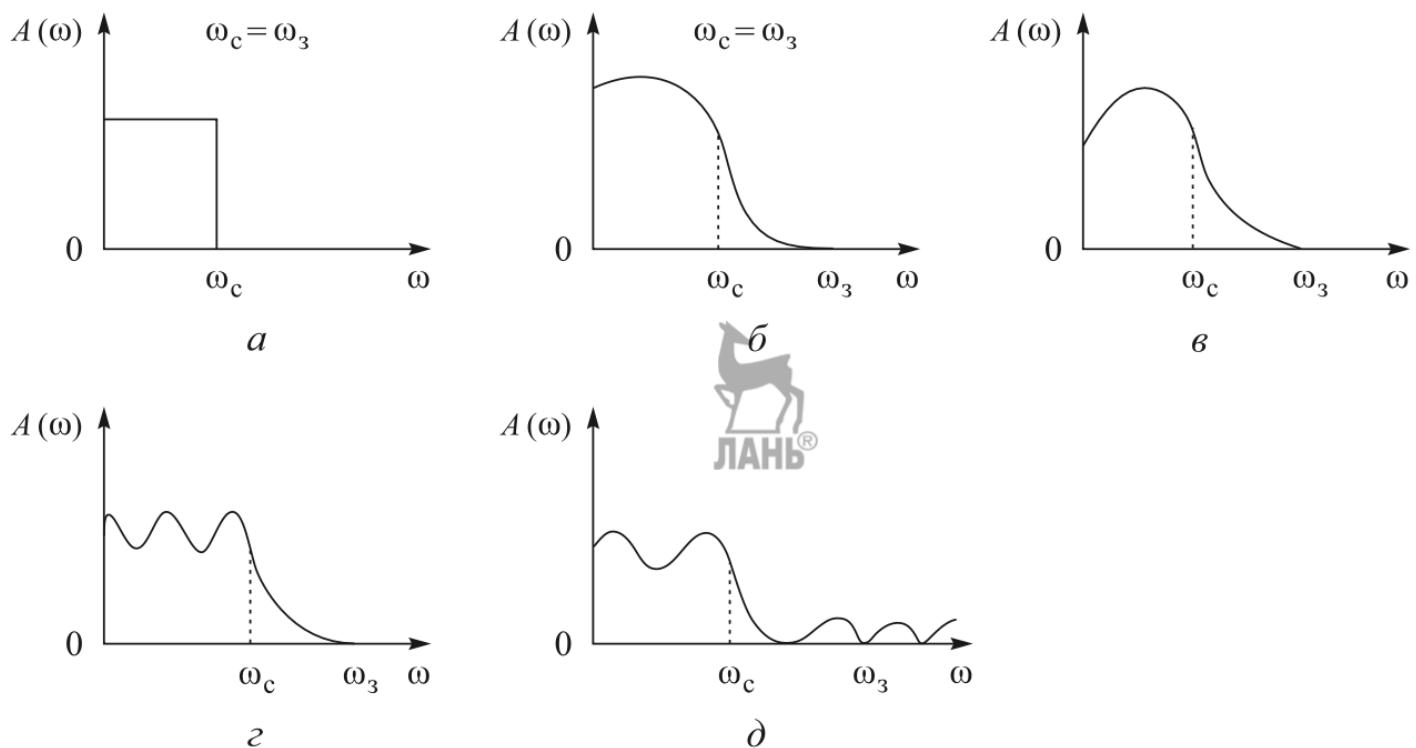
## 22. Обобщенное описание ФНЧ. Фильтры Баттервортса, Чебышева, Бесселя.

### 3.4.1. Классификация фильтров по виду их амплитудно-частотных характеристик

Рассмотрим основные типы фильтров, классифицируемых по виду АЧХ: фильтры нижних частот, фильтры верхних частот, полосовые, режекторные и всепропускающие фильтры.

Для фильтров нижних частот характерно то, что входные сигналы низких частот, начиная с постоянных сигналов, передаются на выход, а сигналы высоких частот задерживаются.

Рассмотрим примеры АЧХ фильтров нижних частот. На рис. 3.25 приведены АЧХ фильтров нижних частот.



**Рис. 3.25.** Амплитудно-частотные характеристики  $A(\omega)$  фильтров нижних частот:  
а — идеального фильтра; б–д — реальных фильтров;  $\omega_c$  — частота среза;  $\omega_3$  — частота задерживания

Полоса пропускания лежит в пределах от нулевой частоты до частоты среза  $\omega_c$ . Обычно частоту среза определяют как частоту, на которой величина  $A(\omega)$  равна 0,707 от максимального значения (т. е. меньше максимального значения на 3 дБ).

Полоса задерживания (подавления) начинается от частоты задерживания  $\omega_3$  и продолжается до бесконечности. В ряде случаев частоту задерживания определяют как частоту, на которой величина  $A(\omega)$  меньше максимального значения на 40 дБ.

Между полосами пропускания и задерживания у реальных фильтров расположена переходная полоса. У идеального фильтра переходная полоса отсутствует.

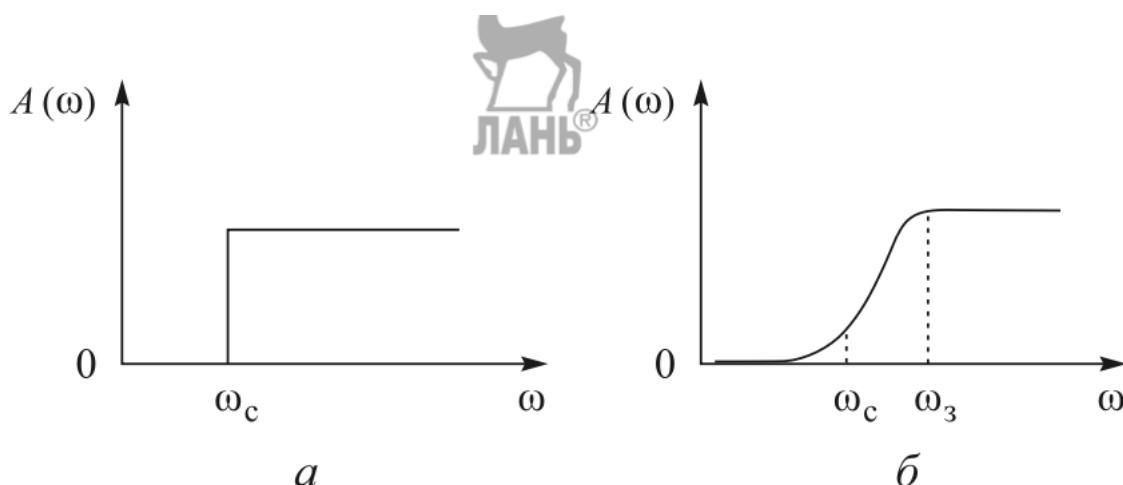
*Фильтр верхних частот* характеризуется тем, что он пропускает сигналы верхних и задерживает сигналы низких частот.

Частотные характеристики фильтров верхних частот, как и характеристики фильтров нижних частот, многообразны в своих деталях.

На рис. 3.26 показаны АЧХ фильтров верхних частот.

*Полосовые фильтры* пропускают сигналы одной полосы частот, расположенной в некоторой внутренней части оси частот. Сигналы с частотами вне этой полосы такие фильтры задерживают.

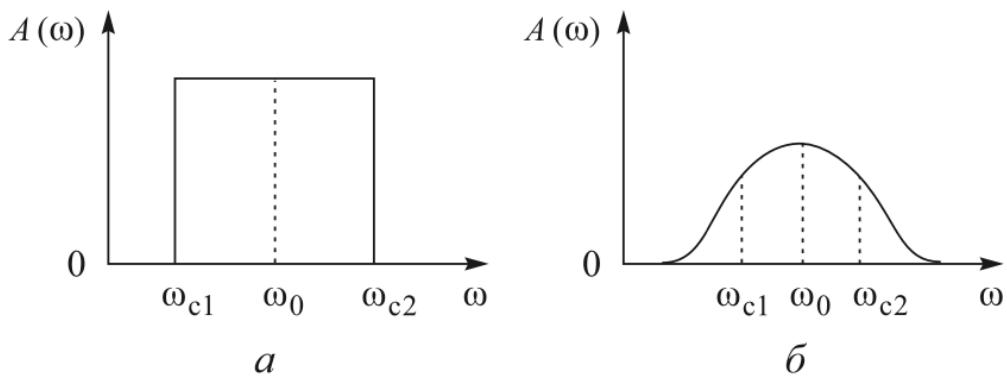
На рис. 3.27 приведены АЧХ полосовых фильтров, которые определяются как среднее геометрическое частот среза:



**Рис. 3.26. Амплитудно-частотные характеристики  $A(\omega)$  фильтров верхних частот:**

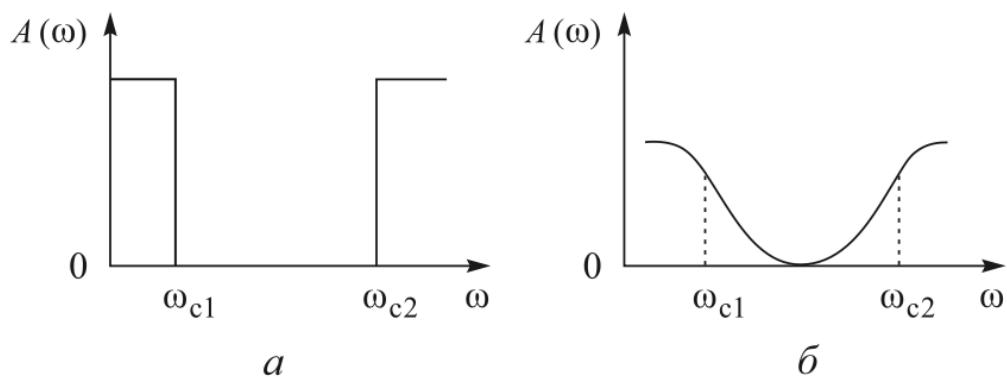
*a* — идеального фильтра; *б* — типичного реального фильтра;

$\omega_c$  — частота среза;  $\omega_3$  — частота задерживания



**Рис. 3.27.** Амплитудно-частотные характеристики  $A(\omega)$  полосовых фильтров:

*a* — идеального фильтра; *б* — реального фильтра;  $\omega_{c1}$ ,  $\omega_{c2}$  — частоты среза;  $\omega_0$  — средняя частота



**Рис. 3.28.** Амплитудно-частотные характеристики  $A(\omega)$  режекторных фильтров:

*a* — идеального фильтра; *б* — реального фильтра;  $\omega_{c1}$ ,  $\omega_{c2}$  — частоты среза

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{c1}\omega_{c2}},$$

где  $\omega_{c1}$  и  $\omega_{c2}$  — две частоты среза;  $\omega_0$  — средняя частота.

*Режекторные фильтры* не пропускают сигналы, лежащие в некоторой полосе частот, и пропускают сигналы с другими частотами. На рис. 3.28 приведены АЧХ режекторных фильтров.

*Всепропускающие фильтры* пропускают сигналы любой частоты. Они известны также под названием «фазовые корректоры». На рис. 3.29 приведена АЧХ всепропускающего фильтра. Такие фильтры используют в электронных системах для того, чтобы изменить с той или иной целью ФЧХ всей системы.

Исходя из приведенного в этом подразделе математического описания фильтров (см. (3.13)–(3.15)), нетрудно сделать вывод, что ход АЧХ на достаточноном удалении от полосы пропускания определяется порядком фильтра.

Из (3.13)–(3.15) следует, что на достаточноном расстоянии от полосы пропускания наклон ЛАЧХ равен  $-20n$  дБ/дек, где  $n$  — порядок фильтра. Таким образом, если требуется обеспечить более быстрое изменение коэффициента усиления на удалении от полосы пропускания, то необходимо увеличить порядок фильтра, при этом схема фильтра усложняется.

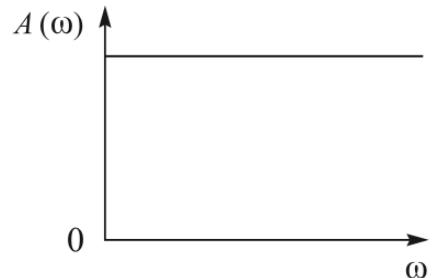
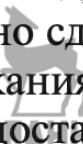


Рис. 3.29. Амплитудно-частотная характеристика  $A(\omega)$  всепропускающего фильтра (фазового корректора)



©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

2012

©

### 3.4.2. Классификация активных фильтров по особенностям полиномов, входящих в передаточные функции

Рассмотрим классификацию на примере фильтров низких частот. Свойства фильтров в значительной степени зависят от того, какими полиномами описываются их передаточные функции или, другими словами, от того, как расположены нули и полюсы на плоскости комплексной частоты. Особенности математического описания (см. (3.13)–(3.15)) определяют ход АЧХ в полосе пропускания и в переходной полосе. Ход АЧХ на удалении от полосы пропускания, как уже отмечалось, обусловливается порядком фильтра.

На практике широко используют фильтры, отличающиеся характерными особенностями полиномов передаточных функций. Это фильтры Баттервортса, Чебышева, Бесселя (Томсона).

У фильтров Баттервортса полюсы лежат на полуокружности в левой половине  $s$ -плоскости. Полюсы фильтра Чебышева расположены на части эллипса, полюсы фильтра Бесселя — на кривой, лежащей вне указанной полуокружности. На рис. 3.30 изображена комплексная плоскость с границами полюсов и нулей. Расположение полюсов определяет следующие особенности этих фильтров.

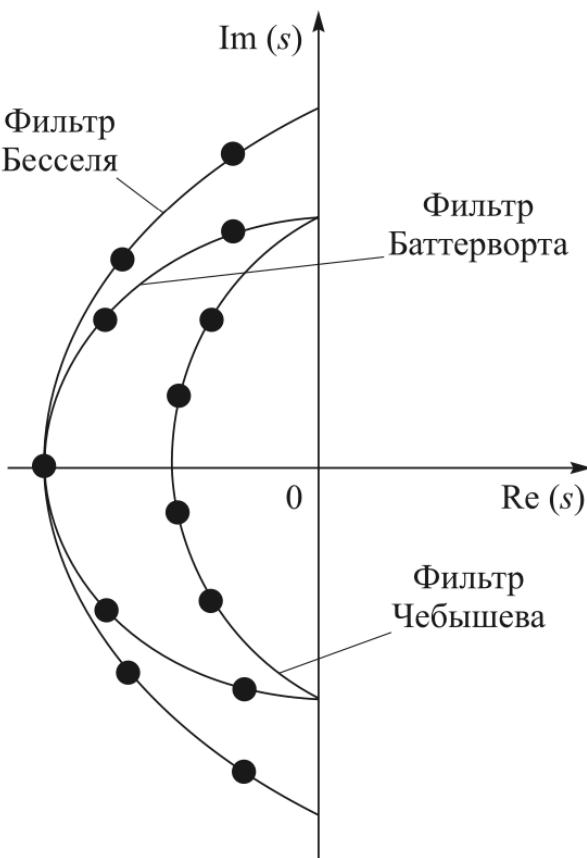


Рис. 3.30. Комплексная плоскость с границами полюсов и нулей:

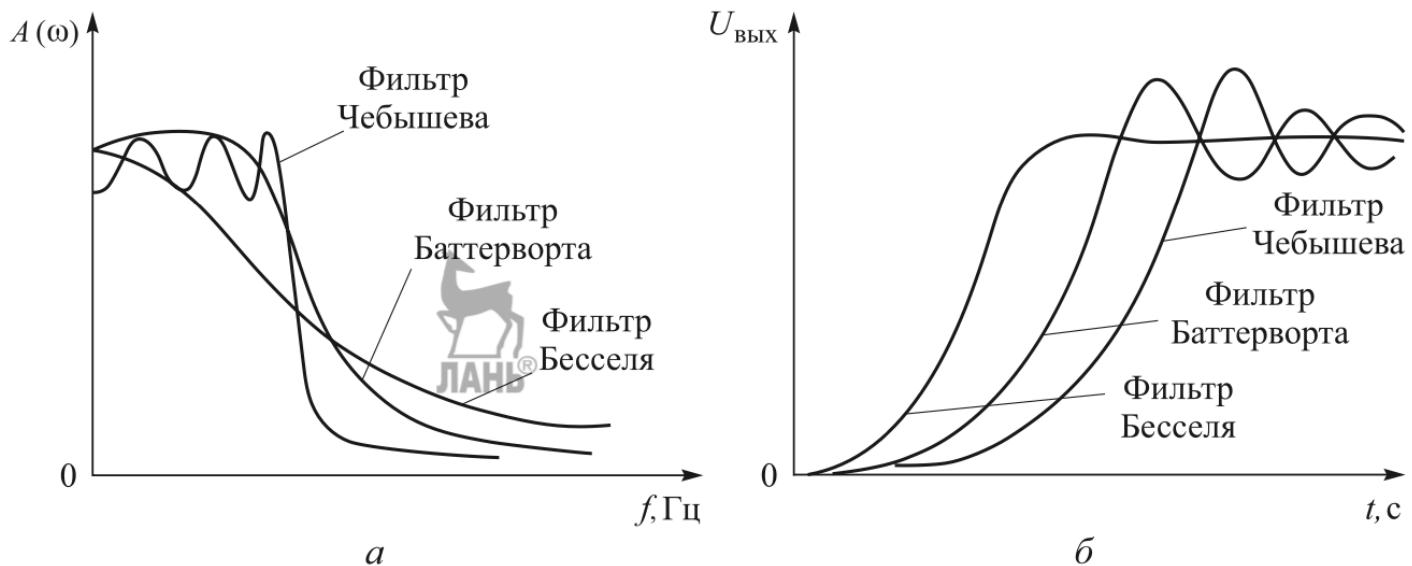
● — полюсы и нули

Фильтры Баттервортса имеют наиболее плоскую АЧХ в полосе пропускания. Это их преимущество. Но в переходной полосе АЧХ спадает плавно, недостаточно резко.

Фильтры Чебышева отличаются резким спадом АЧХ в переходной полосе, но в полосе пропускания эти характеристики не являются плоскими.

У фильтров Бесселя очень пологие участки АЧХ в переходной полосе, еще более пологие, чем у фильтров Баттервортса. Их ФЧХ достаточно близки к идеальным, соответствующим постоянному времени замедления, поэтому такие фильтры мало искажают форму входного сигнала, содержащего несколько гармоник.

На рис. 3.31 приведены АЧХ и переходные характеристики фильтров Баттервортса, Чебышева и Бесселя. Предположим, что все фильтры имеют одинаковый порядок и близкие коэффициенты усиления в полосе пропускания.



**Рис. 3.31.** Амплитудно-частотные  $A(\omega)$  (а) и переходные (б) характеристики фильтров

На рис. 3.31, б показаны типичные переходные характеристики фильтров, т. е. временные диаграммы выходных напряжений при ступенчатом изменении входных напряжений. На рисунке видно, что во временной области фильтр Бесселя имеет наилучшие свойства, фильтр Чебышева — наихудшие свойства, а фильтр Баттервортса занимает промежуточное положение.

## 23. Реализация активных ФНЧ на ОУ. Полосовые и заградительные фильтры на ОУ.

### 13.4 Активные фильтры нижних и верхних частот

Для подавления сигналов в диапазоне частот выше некоторой частоты  $f_0$  используются **фильтры нижних частот** (ФНЧ), а ниже граничной частоты  $f_0$  – **фильтры верхних частот** (ФВЧ), примеры практической реализации которых показаны на рис. 13.7. Границчная частота определяется соотношением  $f_0 = 1/(2\pi RC)$ . Коэффициент передачи в полосе пропускания рассмотренных фильтров равен единице (ОУ используется как повторитель напряжения). Крутизна логарифмической амплитудно-частотной характеристики представленных фильтров второго порядка за границей пропускания – 40 дБ/дек. Полосовой фильтр строится путем последовательного соединения ФНЧ и ФВЧ, настроенных на граничные частоты полосы пропускания.

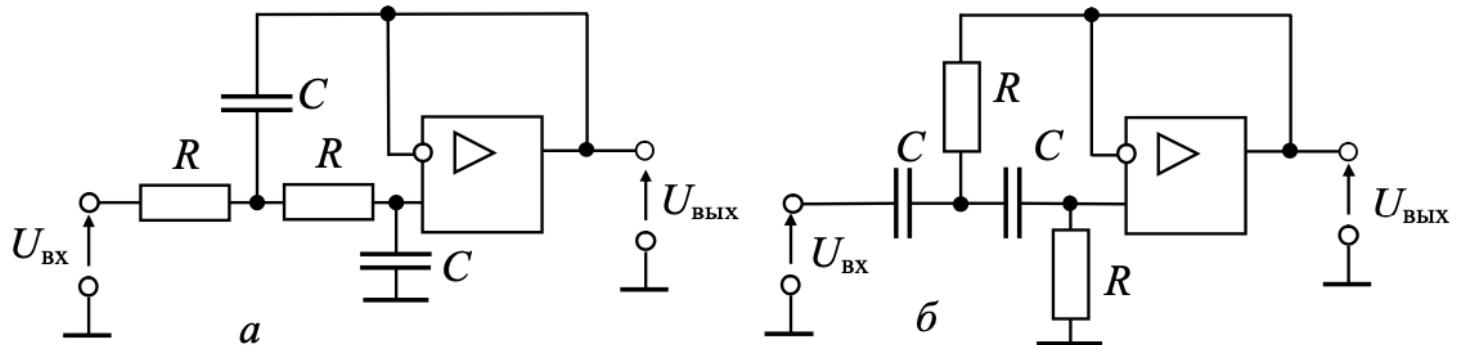
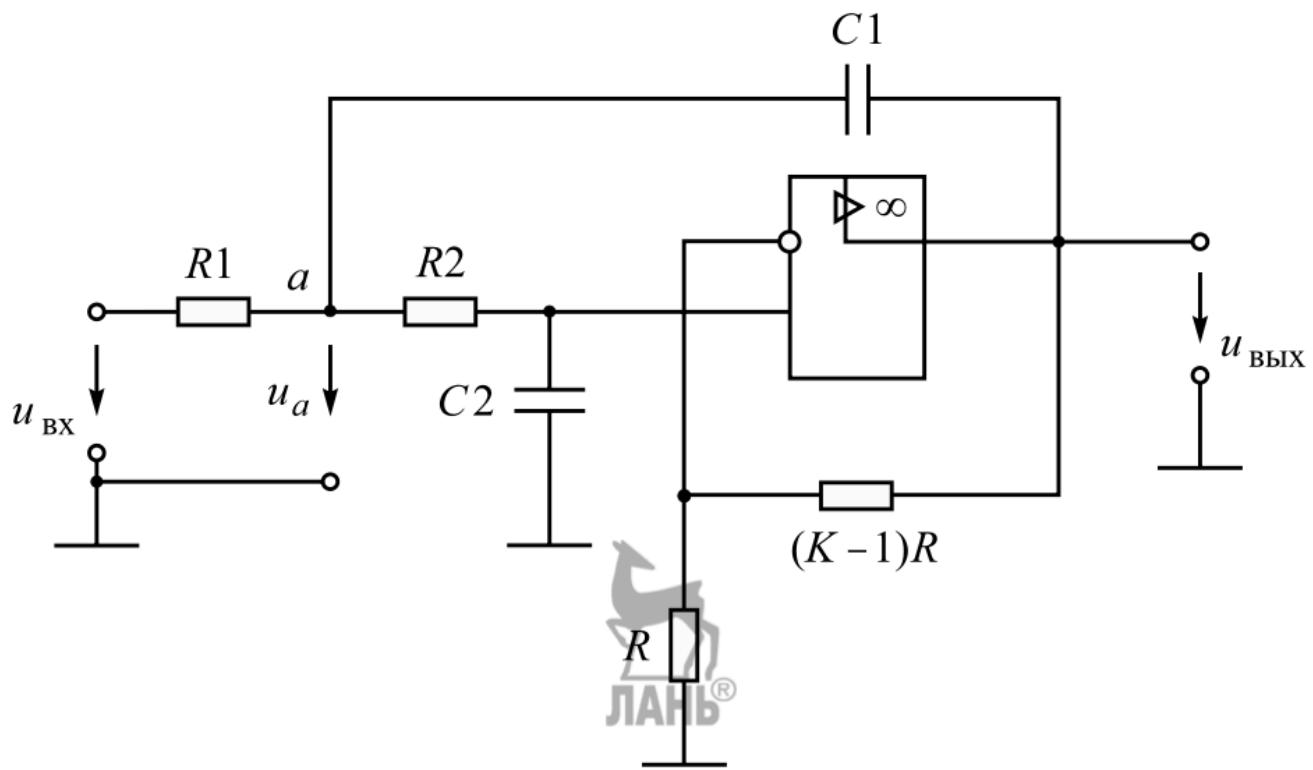


Рис. 13.7 – Схемы активных фильтров нижних (а) и верхних (б) частот

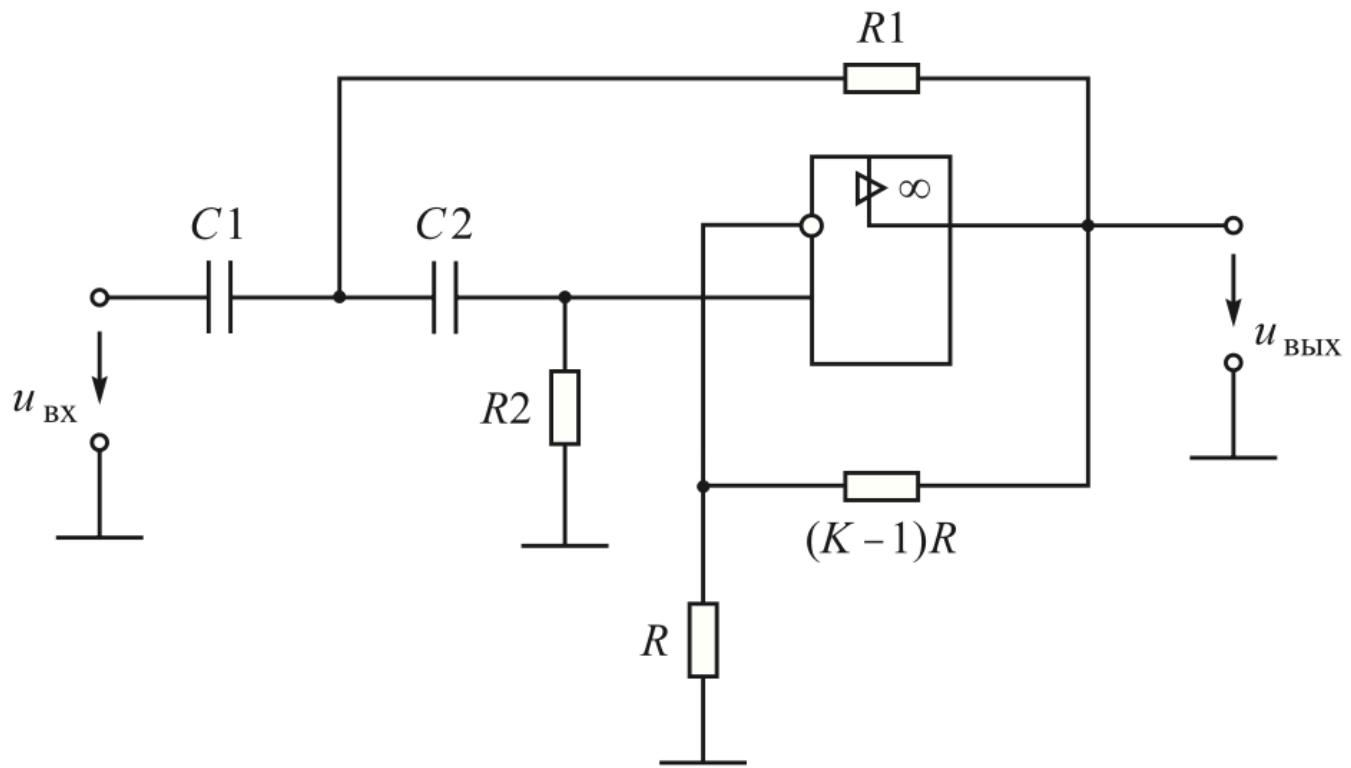
#### 3.4.3. Схемы активных фильтров

Рассмотрим две схемы активных фильтров второго порядка – фильтра нижних частот (рис. 3.32) и фильтра верхних частот (рис. 3.33).



**Рис. 3.32.** Схема активного фильтра низких частот:

$K$  — коэффициент усиления неинвертирующего усилителя на ОУ;  $R$  — сопротивление цепи ОС;  $R_1, R_2$  — сопротивления интегрирующих цепочек;  $C_1, C_2$  — емкости интегрирующих цепочек;  $u_{\text{вх}}$  — входной сигнал фильтра;  $u_{\text{вых}}$  — выходной сигнал фильтра;  $u_a$  — напряжение ОС в точке  $a$ ;  $(K - 1)R$  — сопротивление плеча в цепи ОС



**Рис. 3.33.** Схема активного фильтра верхних частот:

$K$  — коэффициент усиления неинвертирующего усилителя на ОУ;  $R$  — сопротивление цепи ОС;  $R_1, R_2$  — сопротивления дифференцирующих цепочек;  $C_1, C_2$  — емкости дифференцирующих цепочек;  $u_{\text{вх}}, u_{\text{вых}}$  — напряжения на входе и выходе фильтра соответственно

Отметим, что на низких частотах и на постоянном токе фильтр нижних частот имеет коэффициент усиления

$$K = 1 + \frac{(K-1)R}{R}, \quad (3.16)$$

где  $K$  — величина, определяющая сопротивление в цепи ОС  $(K-1)R$ .

Выражение (3.16) соответствует неинвертирующему усилителю.

При повышении частоты входного сигнала напряжение на выходе снижается. Это происходит по двум причинам. Во-первых, снижается напряжение на неинвертирующем входе (т. е. на емкости  $C_2$ ) вследствие уменьшения модуля комплексного сопротивления емкости  $C_2$ . Во-вторых, снижается напряжение  $u_a$  в результате того, что модуль комплексного сопротивления емкости  $C_1$  уменьшается и через эту емкость с выхода усилителя в точку  $a$  подается ток, который значительно сдвинут по фазе относительно напряжения  $u_{bx}$ .

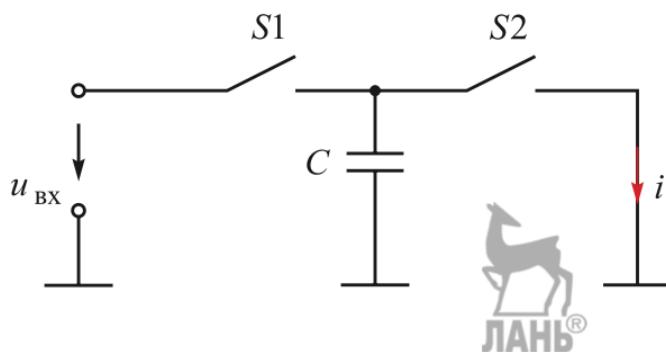
На высоких частотах коэффициент усиления фильтра равен  $K$ .

Рассмотренные активные фильтры нижних и верхних частот могут составлять основу фильтров Баттерворта, Чебышева, Бесселя или фильтров другого типа в зависимости от параметров резисторов  $R_1$  и  $R_2$  конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ .

Помимо активных фильтров на ОУ, можно выполнять фильтры на переключаемых конденсаторах.

Переключаемый конденсатор — это своего рода дозатор, передающий строго определенные заряды из одной электрической цепи в другую. Упрощенная схема, поясняющая работу переключаемого конденсатора, приведена на рис. 3.34.

Ключи  $S_1$  и  $S_2$  работают в противофазе, т. е. когда ключ  $S_1$  замкнут, ключ  $S_2$  разомкнут, и наоборот. После замыкания ключа  $S_1$  конденсатор  $C$  накапливает заряд  $u_{bx}C$ , получая его от источника входного напряжения. После замыкания ключа  $S_2$  конденсатор отдает указанный заряд в цепь этого ключа. Чем чаще будут переключаться ключи, тем больший заряд в единицу



**Рис. 3.34.** Схема фильтра на переключаемых конденсаторах:

$S_1$  и  $S_2$  — управляемые ключи;  $u_{\text{вх}}$  — входное напряжение;  $i$  — среднее значение тока;  $C$  — конденсатор

времени будет передаваться в указанную цепь, т. е. тем больше будет среднее значение тока  $i$ . Использование переключаемого конденсатора позволяет изменять среднее значение тока  $i$  путем изменения частоты переключения. В этом смысле переключаемый конденсатор играет роль резистора с регулируемым сопротивлением.

Активные фильтры на переключаемых конденсаторах имеют следующие преимущества:

- достаточно низкая стоимость, так как при их изготовлении используется относительно простая технология;
- легко перенастраивать на другие частоты, для чего достаточно изменять частоту переключения.

Активные фильтры на переключаемых конденсаторах уже довольно долго применяются на практике.



## 24. Измерительные (инструментальные) усилители. Усилители с дифференциальным входом и выходом.

Измерительный усилитель (или инструментальный усилитель, или электрометрический вычитатель) позволяет инженеру регулировать коэффициент усиления схемы усилителя без изменения значения более одного резистора. Сравните это с [дифференциальным усилителем](#), который мы рассмотрели ранее, и который требует регулировки номиналов нескольких резисторов.

Приведем так называемый *измерительный усилитель*, построенный на базе последней версии дифференциального усилителя:

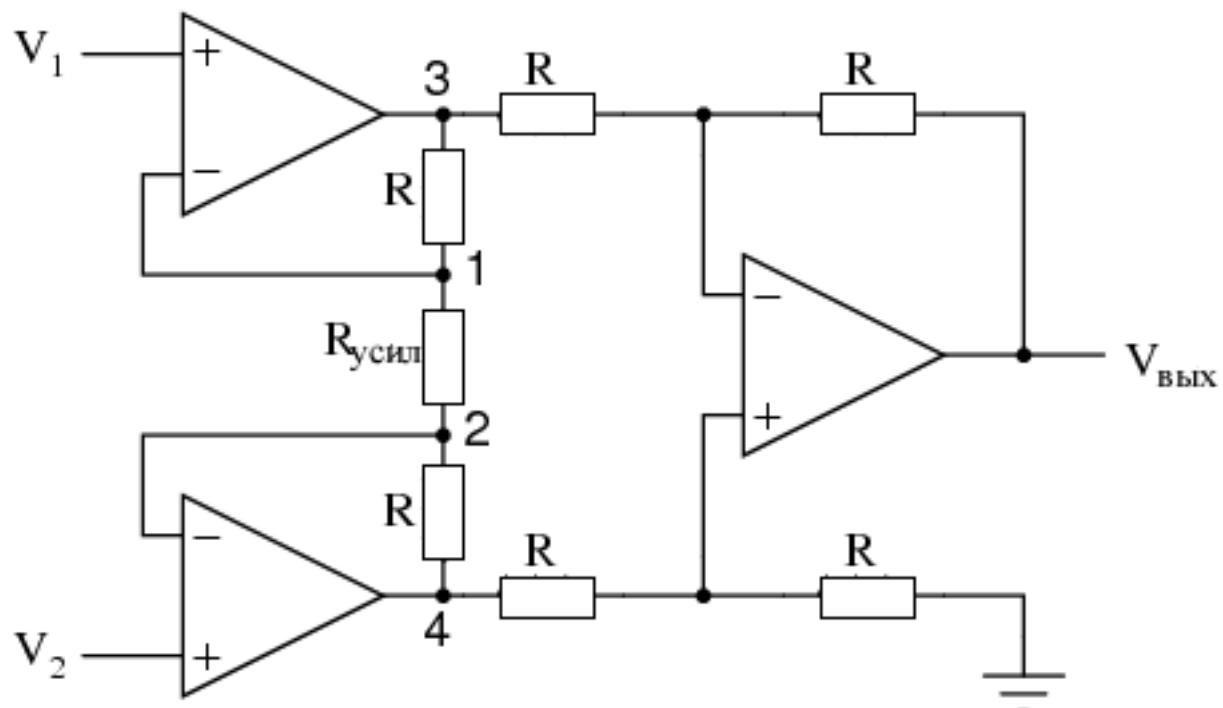


Схема измерительного усилителя

### Анализ схемы измерительного (инструментального) усилителя

Эта устрашающая схема построена из буферизированного дифференциального усилителя с тремя новыми резисторами, соединяющими две буферные цепи вместе. Предполагаем, что все резисторы, кроме R<sub>усил</sub>, имеют одинаковые номиналы,

Отрицательная обратная связь верхнего левого операционного усилителя приводит к тому, что напряжение в точке 1 (верхняя часть R<sub>усил</sub>) будет равно V<sub>1</sub>. Аналогично, напряжение в точке 2 (нижняя часть R<sub>усил</sub>) удерживается на значении, равном V<sub>2</sub>. Это устанавливает падение напряжения на R<sub>усил</sub>, равное разности напряжений между V<sub>1</sub> и V<sub>2</sub>. Это падение напряжения вызывает ток через R<sub>усил</sub>, и поскольку петли обратной связи двух входных операционных усилителей не потребляют ток, то такая же величина тока, как через R<sub>усил</sub>, должна проходить и через два резистора «R» выше и ниже R<sub>усил</sub>.

Это вызывает падение напряжения между точками 3 и 4, равное:

$$V_{3-4} = (V_2 - V_1) \left(1 + \frac{2R}{R_{\text{усил}}}\right)$$

Обычный дифференциальный усилитель в правой части схемы затем берет это падение напряжения между точками 3 и 4 и усиливает его на коэффициент усиления 1 (предполагаем, что все резисторы «R» имеют одинаковую величину).

## Преимущества измерительного (инструментального) усилителя

Хотя это выглядит громоздким способом создания дифференциального усилителя, у него есть явные преимущества: наличие чрезвычайно высоких входных импедансов на входах  $V_1$  и  $V_2$  (потому что они подключаются прямо к неинвертирующим входам соответствующих операционных усилителей) и регулируемый коэффициент усиления, который может быть установлен с помощью одного резистора.

Немного преобразовав приведенную выше формулу, мы получим общее выражение для общего коэффициента усиления по напряжению измерительного усилителя:

$$A_V = \left(1 + \frac{2R}{R_{\text{усил}}}\right)$$

Хотя, если посмотреть на схему, это может быть не очевидно, но мы можем изменить дифференциальный коэффициент усиления измерительного усилителя просто путем изменения значения одного резистора:  $R_{\text{усил}}$ .

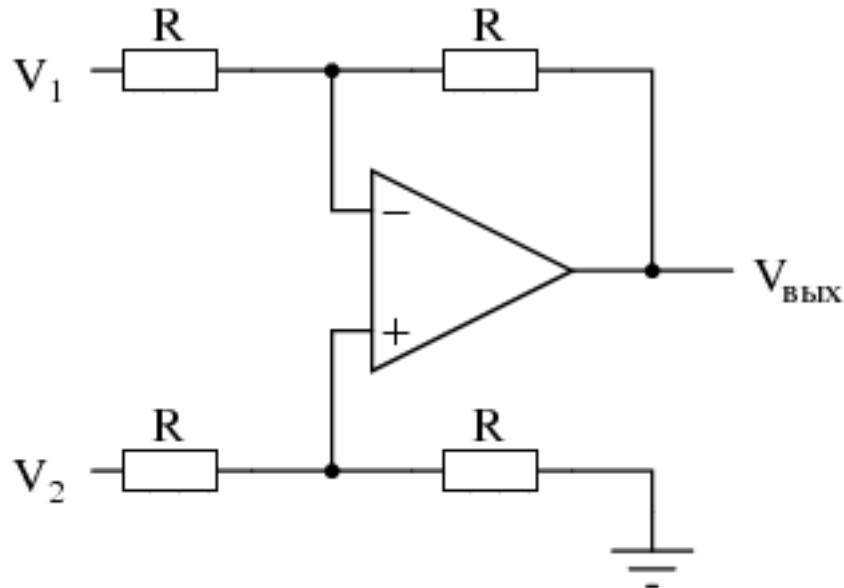
Да, мы всё еще могли бы изменить общий коэффициент усиления, изменив значения нескольких других резисторов, но, чтобы схема оставалась симметричной, потребовалось бы сбалансированное изменение значений резисторов. Обратите внимание, что наименьший возможный коэффициент усиления для приведенной выше схемы получается при полностью разорванном  $R_{\text{усил}}$  (бесконечное сопротивление), и это значение коэффициента усиления равно 1.

## Резюме

- Измерительный усилитель представляет собой схему дифференциального усилителя на операционных усилителях, обеспечивающую высокие выходные импедансы с простой регулировкой коэффициента усиления путем изменения одного резистора.

## Дифференциальные схемы на операционных усилителях

Операционный усилитель без обратной связи уже является [дифференциальным усилителем](#), усиливающим разность напряжений между двумя входами. Однако его коэффициент усиления нельзя контролировать, и он, как правило, слишком велик для практического использования. До сих пор наше применение [отрицательной обратной связи](#) для операционных усилителей приводило к практической потере одного из входов, и этот усилитель был хорош только для усиления напряжения одиночного входного сигнала. Однако с небольшой изобретательностью мы можем построить на операционном усилителе схему, поддерживающую оба входных напряжения, и с регулируемым коэффициентом усиления, установленным внешними резисторами.



*Схема дифференциального усилителя на операционном усилителе*

Если номиналы всех резисторов равны, этот усилитель будет иметь дифференциальный коэффициент усиления по напряжению 1. Анализ этой схемы, по сути, такой же, как и для инвертирующего усилителя, за исключением того, что неинвертирующий вход (+) операционного усилителя вместо того, чтобы быть непосредственно соединенным с землей, находится под напряжением, равным части  $V_2$ . Как и следовало ожидать,  $V_2$  действует как неинвертирующий вход конечной схемы усилителя. Следовательно:

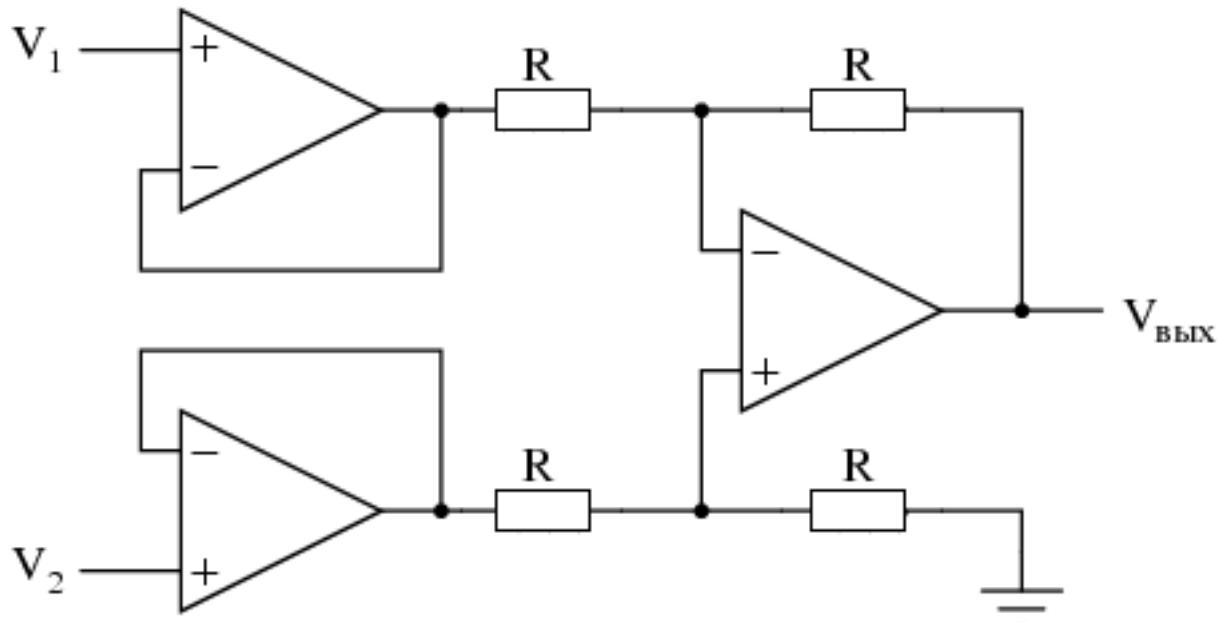
$$V_{\text{вых}} = V_2 - V_1$$

Если бы мы хотели обеспечить дифференциальное усиление, отличающееся от 1, нам пришлось бы подстраивать сопротивления и в верхнем, и в нижнем делителях напряжения, что потребовало бы изменений нескольких резисторов и балансировки между этими двумя делителями для симметричной работы. По понятным причинам это не всегда практично.

## Буфер сигнала входного напряжения

Другим ограничением конструкции этого усилителя является то, что его входные импедансы довольно низки по сравнению с другими схемами на операционных усилителях, в первую очередь, по сравнению с неинвертирующим

усилителем (с несимметричным входом). Каждый источник входного напряжения должен обеспечивать ток через сопротивление, которое значительно меньше импеданса просто входа одиночного операционного усилителя. Решение этой проблемы, к счастью, довольно простое. Всё, что нам нужно, это «буфер» для каждого сигнала входного напряжения через повторитель напряжения следующим образом:



*Использование буферных повторителей напряжения на входах дифференциального усилителя*

Теперь входные линии  $V_1$  и  $V_2$  подключаются напрямую к входам двух повторителей напряжения на операционных усилителях, что обеспечивает очень высокий импеданс. Два операционных усилителя слева теперь вместо источников входных напряжений обеспечивают ток через резисторы. Повышение сложности нашей схемы минимально для полученной существенной выгоды.

## Схема дифференциального усилителя с токовым выходом

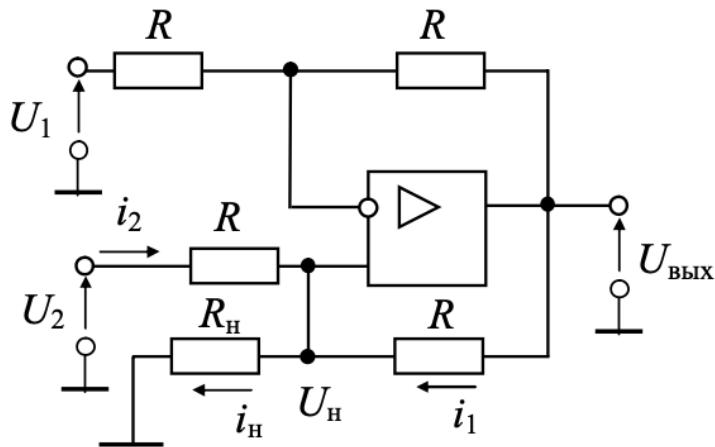


Рис. 12.13 – Схема усилителя с токовым выходом

Схема дифференциального усилителя с токовым выходом приведена на рис. 12.13. Наряду с ООС в ней используется ПОС с выхода ОУ на неинвертирующий вход.

Напряжение на выходе операционного усилителя

$$U_{\text{вых}} = 2U_{\text{н}} - U_1.$$

Подставив это выражение в уравнение тока нагрузки  $i_{\text{н}} = i_2 + i_1$ , получаем

140

$$\begin{aligned} i_{\text{н}} &= \frac{U_2 - U_{\text{н}}}{R} + \frac{U_{\text{вых}} - U_{\text{н}}}{R} = \\ &= \frac{U_2 + U_{\text{вых}} - 2U_{\text{н}}}{R} = \frac{U_2 - U_1}{R}, \end{aligned}$$

т.е. ток  $i_{\text{н}}$  не зависит от сопротивления нагрузки и пропорционален разности входных напряжений. Устройство выполняет функцию стабилизатора тока.

**25. Интегральные компараторы. Особенности структуры, основные параметры.  
Простейшая схема включения.**

## **12.5 Аналоговый интегратор**

Для идеального операционного усилителя коэффициент передачи устройства, показанного на рис. 12.8, *a*, определяется соотношением

$$K_{OC}(p) = -\frac{pC}{R} = -\frac{1}{p\tau}, \quad (12.4)$$

где  $\tau = RC$  – постоянная времени.

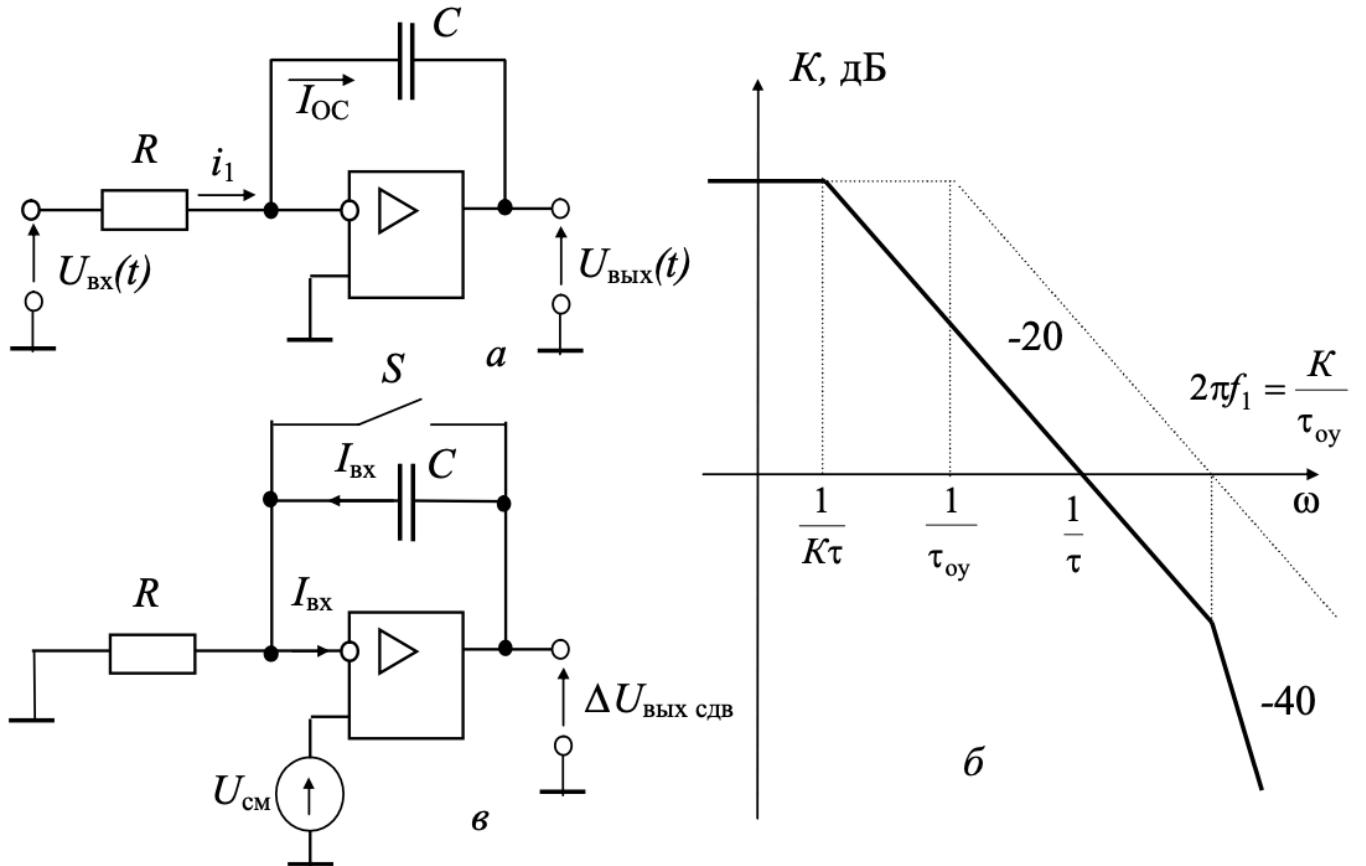


Рис. 12.8 – Аналоговый интегратор:

- a* – схема инвертирующего интегратора на ОУ;
- б* – ЛАЧХ коэффициента передачи интегратора;
- в* – эквивалентная схема для оценки сдвига и дрейфа ну-

Передаточная функция (12.4) соответствует идеальному интегратору. ЛАЧХ его коэффициента передачи идет с наклоном – 20 дБ/дек, пересекая ось абсцисс при  $\omega = 1/\tau$ . Для интегратора справедливы соотношения:  $i_1 = U_{\text{вх}} / R$  и  $i_{\text{ОС}} = C \cdot dU_{\text{вых}}(t) / dt$ , поэтому  $U_{\text{вых}}(t) = -\frac{1}{RC} \int U_{\text{вх}}(t) dt$ .

Оценим петлевое усиление контура ООС в интеграторе с учетом конечности коэффициента передачи реального ОУ

$$T(p) = K(p) \cdot \gamma(p) = \frac{K}{1 + p\tau_{oy}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{p\tau}},$$

где  $K(p) = \frac{K}{1 + p\tau_{oy}}$  – передаточная функция операционного усилителя;

$$\gamma(p) = \frac{R}{R + \frac{1}{pC}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{p\tau}} \text{ – коэффициент передачи цепи обратной связи.}$$

Для реального ОУ передаточную функцию интегратора можно записать в виде

$$K_{OC}(p) = \frac{-\frac{1}{pRC}}{1 + \frac{1}{T(p)}} \approx \frac{-K}{(1 + p\tau K) \left( 1 + p \frac{\tau_{oy}}{K} \right)}. \quad (12.5)$$

ЛАЧХ реального интегратора, построенная по выражению (12.5), приведена на рис. 12.8, б (там же пунктиром изображен ЛАЧХ ОУ). Ниже частоты  $1/K\tau$  она идет на уровне  $K$  дБ, а выше частоты единичного усиления ОУ увеличивает наклон до  $-40$  дБ/дек. Таким образом, полоса рабочих частот реального интегратора отличается от идеального интегратора (у него ЛАЧХ сохраняет наклон  $-20$  дБ/дек на всех частотах) на низких частотах за счет нечности величины коэффициента усиления операционного усилителя  $K$ , на высоких – за счет конечной величины частоты единичного усиления  $f_1$  реального ОУ.

Ошибку смещения нуля можно определить как напряжение на выходе схемы рис. 12.8, в при размыкании ключа  $S$ :

$$\Delta U_{\text{вых}_{\text{сдв}}} = U_{\text{см}} + \frac{1}{\tau} \int U_{\text{см}} dt + \frac{1}{C} \int I_{\text{вх}} dt = U_{\text{см}} + \frac{U_{\text{см}} t}{\tau} + \frac{I_{\text{вх}} t}{C}.$$

Следовательно, после создания нулевых начальных условий напряжение на конденсаторе линейно нарастает, пока ОУ не перейдет в насыщение. Эта ошибка ограничивает максимально время интегрирования. Для ее уменьшения необходимо или периодически разряжать  $C$  аналоговым ключом (так поступают при

интегрировании импульсных сигналов), или параллельно  $C$  поставить резистор  $R1$  (так поступают при интегрировании синусоидальных сигналов). В последнем случае  $U_{\text{вых}_{\text{сдв}}} = U_{\text{см}}(1 + R1/R) + I_{\text{вх}}R1$ , но полоса рабочих частот сужается ( $1/2\pi R1C$  до  $f_1$ , тогда как раньше интегрирование было возможно от  $1/2\pi K\tau$  до  $f_1$ ).

Переходная характеристика интегратора представляет собой линейно изменяющееся напряжение, идущее с наклоном минус  $U_{\text{вх}}/\tau$ , где  $U_{\text{вх}}$  – амплитуда ступеньки, подаваемой на вход. Это свойство интегратора используется в генераторе прямоугольного и треугольного напряжений, схема которого приведена на рис. 12.9, *a*. Операционный усилитель  $DA1$  работает как компаратор, переключаясь с  $+E$  к  $-E$  всякий раз, когда напряжение на неинвертирующем входе, изменяющееся за счет работы интегратора  $DA2$ , переходит нулевое значение.

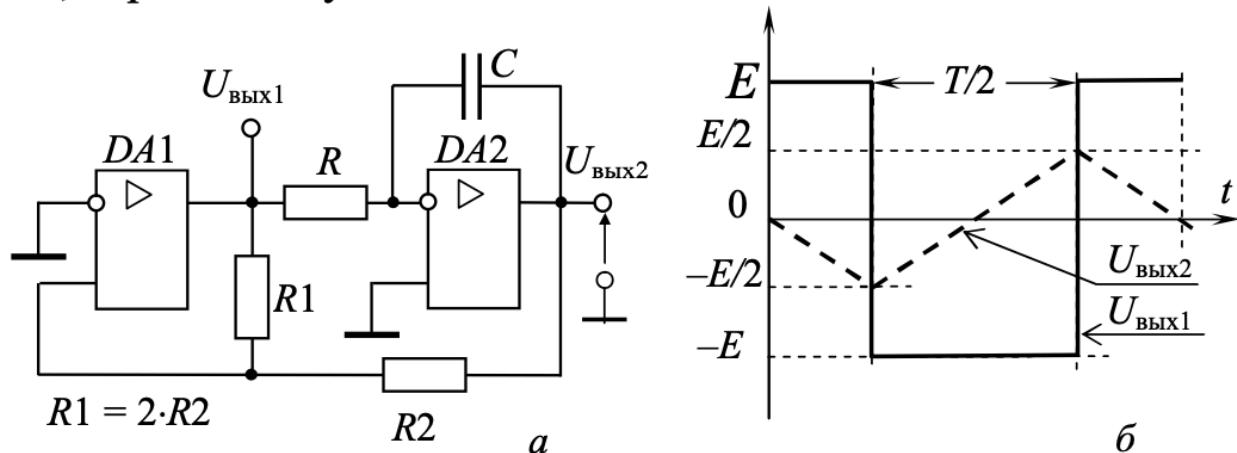


Рис. 12.9 – Схема (*a*) и временные диаграммы напряжений (*б*) генератора напряжений прямоугольной и треугольной формы

При отрицательном напряжении на выходе  $DA1$  ( $U_{\text{вых}1} = -E$ ) напряжение на выходе интегратора линейно нарастает со скоростью  $E/\tau$ . Когда выполняется условие  $U_{\text{вых}2}/R2 = U_{\text{вых}1}/R1$ , т.е при  $U_{\text{вых}2} = E/2$ , схема переключается в другое состояние и напряжение на выходе интегратора с той же скоростью изменяется в противоположном направлении до  $-E/2$  (рис. 12.9, *б*).

Из условия  $\frac{E}{\tau} \cdot \frac{T}{2} = E$  получаем соотношение для оценки периода генерируемых колебаний.

$$T = 2\tau = 2RC.$$

## **26. Триггеры на транзисторах и ОУ. ???**

## 27. Триггеры Шмитта.

ЛАНЬ

### 3.2. Генераторы импульсных сигналов

#### 3.2.1. Триггер Шмитта

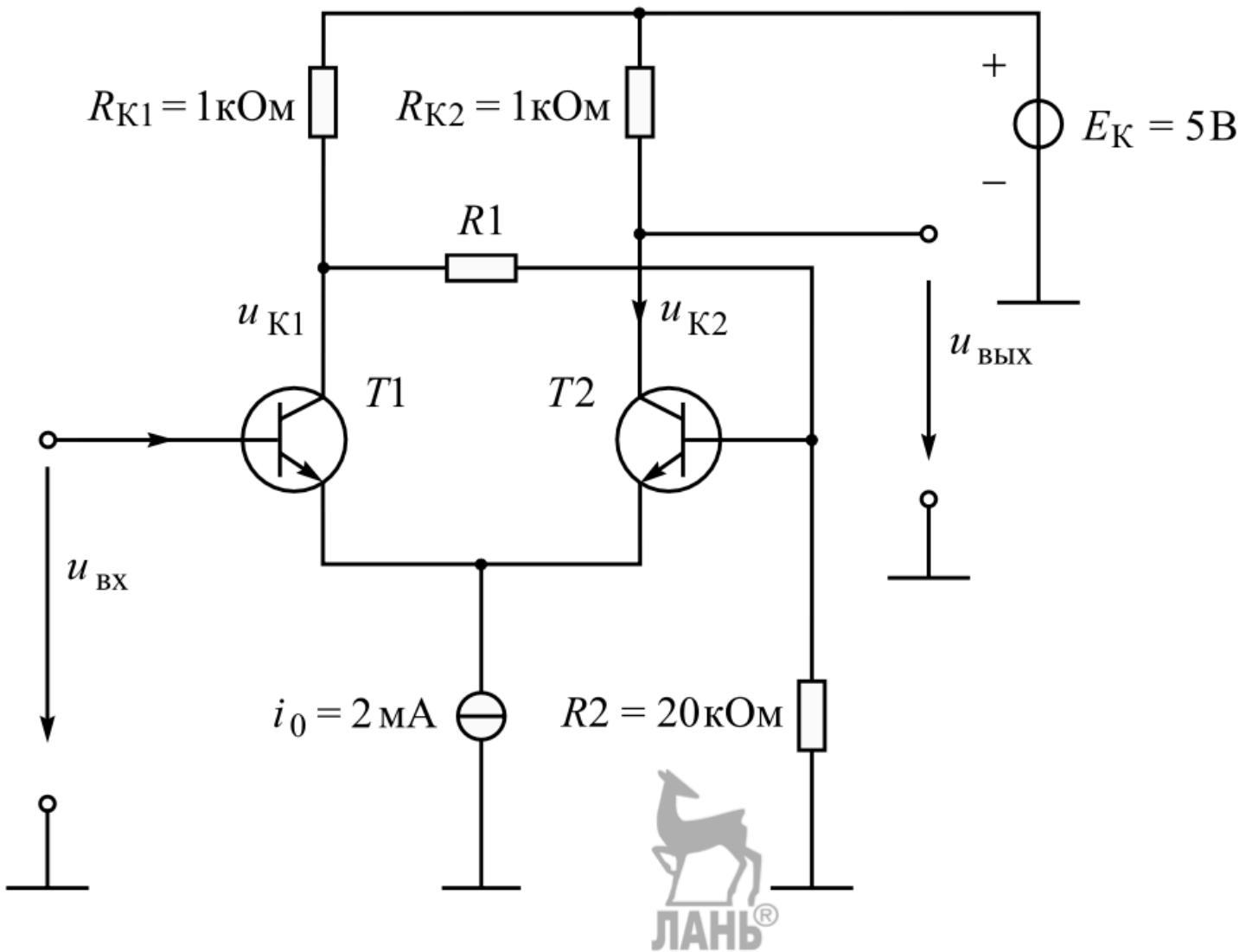
В триггере Шмитта используется дифференциальный каскад. На рис. 3.6 приведена схема с генератором стабильного тока, но его часто заменяют обычным эмиттерным резистором. Рассмотрим работу триггера Шмитта с генератором стабильного тока при заданных сопротивлениях, напряжениях и токах.

Предположим, что входное напряжение  $u_{\text{вх}}$  равно нулю. В этом случае транзистор  $T1$  заперт, а транзистор  $T2$  открыт. В начальном состоянии схемы напряжение на коллекторе транзистора  $T2$  будет  $u_{\text{K}1} = 5 \text{ В}$ , напряжение на базе транзистора  $T2$  составит  $u_{\text{B}2} = u_{\text{K}1}R2/(R1+R2) = 2,5 \text{ В}$ . Так как транзистор  $T2$  открыт, считаем, что  $u_{\text{B}\beta 2} = 0,7 \text{ В}$ , откуда следует  $u_{\text{Э}} = u_{\text{B}2} - u_{\text{B}\beta 2} = 1,8 \text{ В}$ .

Открытый транзистор  $T2$  находится в активном режиме. Напряжение на его коллекторе  $u_{\text{K}2} = E_{\text{K}} - I_0 R_{\text{K}2} = 3 \text{ В}$ . Оно больше напряжения  $u_{\text{B}2} = 2,5 \text{ В}$ , поэтому коллекторный переход закрыт. Иногда выбором большого  $R_{\text{K}}$  осуществляют режим насыщения, но при этом уменьшается быстродействие схемы.

Увеличивая входное напряжение, можно достигнуть порога срабатывания триггера. Оно происходит, когда входное напряжение становится больше напряжения на эмиттере примерно на 0,6 В (для кремниевого транзистора). Следовательно, транзистор отпирается при входном напряжении  $u_{\text{вх.срab}} = u_{\text{Э}} + U_{\text{БЭ пор}} = 1,8 + 0,6 = 2,4 \text{ В}$ .

Как только входное напряжение хотя бы немножко превысит это пороговое напряжение, начинается лавинообразный регенеративный процесс переклю-



**Рис. 3.6.** Схема триггера Шмитта:

$R_{K1}$ ,  $R_{K2}$  — сопротивления коллекторов;  $R1$ ,  $R2$  — резисторы, обеспечивающие запирание транзисторов и подачу смещения на базы транзисторов;  $T1$ ,  $T2$  — биполярные транзисторы;  $u_{K1}$ ,  $u_{K2}$  — напряжения на коллекторах транзисторов  $T1$ ,  $T2$  соответственно;  $u_{вх}$  — входное напряжение;  $u_{вых}$  — выходное напряжение;  $E_K$  — напряжение источника питания;  $i_0$  — ток генератора стабильного напряжения

чения схемы. Он протекает следующим образом. Небольшой ток транзистора  $T_1$  вызывает небольшое падение напряжения на его коллекторе. Через делитель напряжения из резисторов  $R_1, R_2$  это напряжение передается на базу транзистора  $T_2$ , являющегося эмиттерным повторителем, и далее на его эмиттер и эмиттер транзистора  $T_1$ . При этом и  $\Delta u_{K1}$  и  $\Delta U_{\varnothing 2}$  отрицательны.

Делитель напряжения из  $R_1, R_2$  имеет коэффициент передачи 0,5. Сначала коэффициент передачи эмиттерного повторителя на транзисторе  $T_2$  близок к единице. При равенстве токов транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  коэффициент передачи эмиттерного повторителя равен 0,5, но в начальный момент  $i_{\varnothing 1} \ll i_{\varnothing 2}$ ,  $r_{\varnothing 1} \ll r_{\varnothing 2}$  и коэффициент передачи повторителя близок к единице.

Чтобы начался лавинообразный процесс, необходим коэффициент передачи петли ОС  $\beta K_1 \geq 1$ . Так как  $\beta = 0,5$ , для начала лавинообразного процесса необходим коэффициент передачи первого транзистора  $K_1 \geq 2$ .

Для схемы с ОБ  $K_1 = R_{K1}/r_{\varnothing 1}$ . Следовательно, лавинообразный процесс начинается при  $r_{\varnothing 1} = R_{K1}/K_1 = 1000/2 = 500$  Ом. Это соответствует начальному току  $i_{\varnothing 1\text{ нач}} = 0,05$  мА транзистора  $T_1$ .

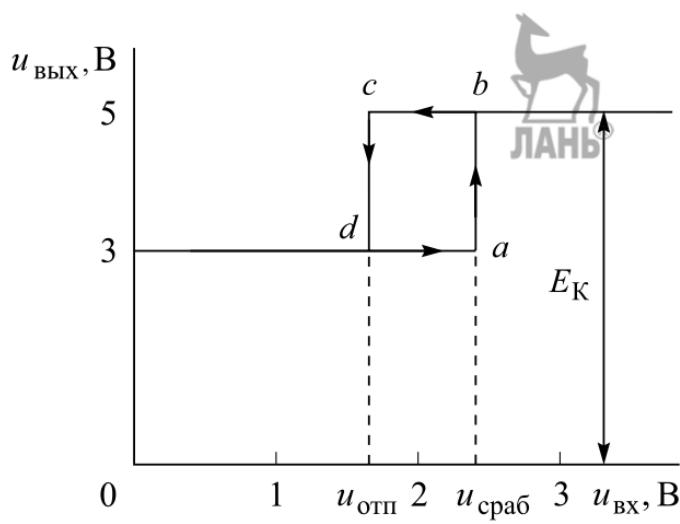
Регенеративный процесс быстро переводит схему из начального состояния, когда транзистор  $T_1$  заперт, а транзистор  $T_2$  открыт, в противоположное состояние. Для полного отпирания транзистора  $T_1$  необходима разность потенциалов  $u_{B\varnothing 1} \approx 0,7$  В, поэтому потенциал эмиттеров  $u_{\varnothing}$  в конце лавинообразного процесса изменяется на 0,1 В и становится по окончании процесса переключения равным 1,7 В.

Повышение входного напряжения по сравнению с напряжением срабатывания триггера  $u_{\text{вх, сраб}} = 2,4$  В не вызывает изменений в состоянии схемы. Выходное напряжение остается равным напряжению источника питания:  $u_{\text{вых}} = u_{K2} = E_K = 5$  В. Однако если повысить входное напряжение до значения, превышающего  $u_{K1} = E_K - I_0 R_{K1} = 5 - 2 = 3$  В, то транзистор  $T_1$  входит в режим насыщения, когда  $u_{\text{вх}} = u_{K1} + 0,6 = 3,6$  В. При этом режим транзистора  $T_2$  не изменяется.

Участок  $a-b$  переходной характеристики триггера Шмитта (рис. 3.7) отражает лавинообразное изменение выходного напряжения. Когда транзистор  $T_1$  открыт, транзистор  $T_2$  заперт (см. рис. 3.6), так как напряжение на его базе  $u_{B2} = 0,5u_{K1} = 0,5 \cdot 3 = 1,5$  В, а напряжение на эмиттере  $u_{\varnothing} = 1,7$  В. Следовательно, эмиттерный переход имеет обратное смещение 0,2 В.

Для перевода схемы, приведенной на рис. 3.6, в первоначальное состояние необходимо снять обратное смещение 0,2 В и сделать смещение перехода положительным и равным 0,6 В. Следовательно, требуется понизить потенциал эмиттера с 1,7 В до  $u_{\text{Э}} = u_{\text{Б2}} - 0,6 = 1,5 - 0,6 = 0,9$  В.

Так как транзистор  $T1$  до начала перехода схемы в первоначальное состояние остается открытый, то напряжение база—эмиттер  $u_{\text{БЭ}} \approx 0,7$  В, что соответствует входному напряжению схемы  $u_{\text{вх.отп}} = u_{\text{Э}} + u_{\text{БЭ}} = 0,9 + 0,7 \approx 1,6$  В. При этом начинается новый регенеративный процесс возвращения схемы (см. рис. 3.6) в первоначальное состояние, показанный на переходной характеристике (см. рис. 3.7) участком  $c-d$ .



**Рис. 3.7.** Переходная характеристика триггера Шмитта:

$u_{\text{вх}}$ ,  $u_{\text{вых}}$  — входное и выходное напряжения соответственно;  $u_{\text{отп}}$  — напряжение отпирания;  $u_{\text{сраб}}$  — напряжение срабатывания;  $E_K$  — напряжение источника питания;  $a$ ,  $b$ ,  $c$ ,  $d$  — точки смены устойчивых состояний

После окончания процесса переключения потенциал эмиттера  $u_{\text{Э}}$  возвращается к значению  $u_{\text{Э}} = 1,8$  В. Следовательно, потенциал эмиттера в процессе самого срабатывания триггера изменяется от 0,9 до 1,7 В.

Перед началом процесса отпускания при понижении входного напряжения потенциал эмиттера уменьшается до 0,9 В и может находиться вблизи этого значения сколь угодно долго, но в результате лавинообразного процесса он изменяется от 0,9 до 1,8 В.

Как следует из изложенного выше, срабатывание триггера Шмитта происходит при напряжении на входе транзистора  $T1$  на 0,1 В меньшем, чем при

напряжении на базе открытого транзистора  $T_2$ . Напряжение срабатывания триггера

$$u_{\text{вх.сраб}} = E_K R2 / (R1 + R2) - 0,1 \text{ В},$$

где 0,1 В — разность напряжений открытого (0,7 В) и запертого (0,6 В) кремниевого транзистора.

Отпускание триггера происходит при напряжении на базе транзистора  $T_1$ , которое на 0,1 В превышает напряжение на базе запертого транзистора  $T_2$ . Напряжение отпускания триггера

$$u_{\text{вх.отп}} = \frac{(E_K - I_0 R_{K1}) R2}{(R1 + R2) + 0,1}.$$



Таким образом, ширина гистерезисной петли

$$\Delta u = u_{\text{вх.сраб}} - u_{\text{вх.отп}} = \frac{I_0 R_{K1} R2}{(R1 + R2) - 0,2}.$$

В рассматриваемом случае

$$\Delta u = u_{\text{вх.сраб}} - u_{\text{вх.отп}} = 2,4 - 1,6 = 0,8 \text{ В}.$$

Триггер Шмитта находит широкое применение. В частности, его используют для формирования прямоугольных импульсов из плавно изменяющегося напряжения, например синусоидального, что показано на временных диаграммах (рис. 3.8).

Триггер Шмитта, используемый для формирования прямоугольных импульсов, является дифференциальным усилителем, имеющим положительную ОС с выхода на вход усилителя, которая создается делителем из резисторов. Операционный усилитель, по существу, является разновидностью дифференциального усилителя, но в отличие от него имеет не один, а обычно два каскада и несимметричный выход.

На рис. 3.9 приведена схема триггера Шмитта на ОУ. В триггере Шмитта используются усилители без частотной коррекции. Вместо ООС, обычно применяемой в ОУ, в триггере использу-

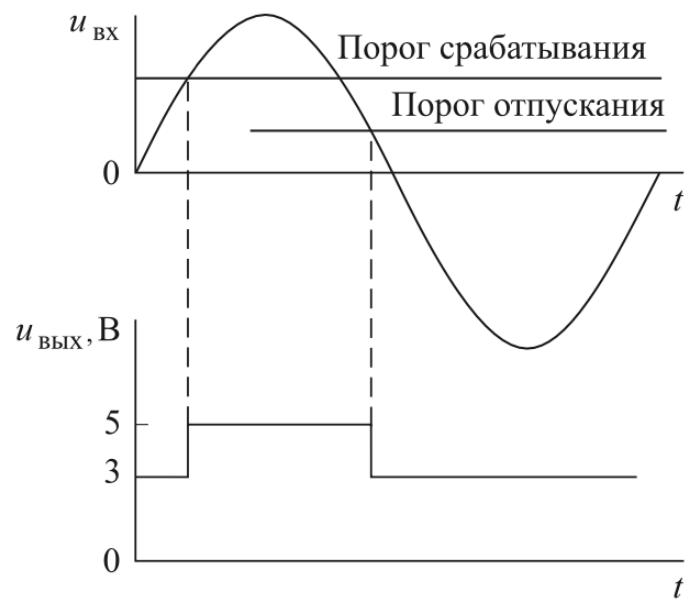
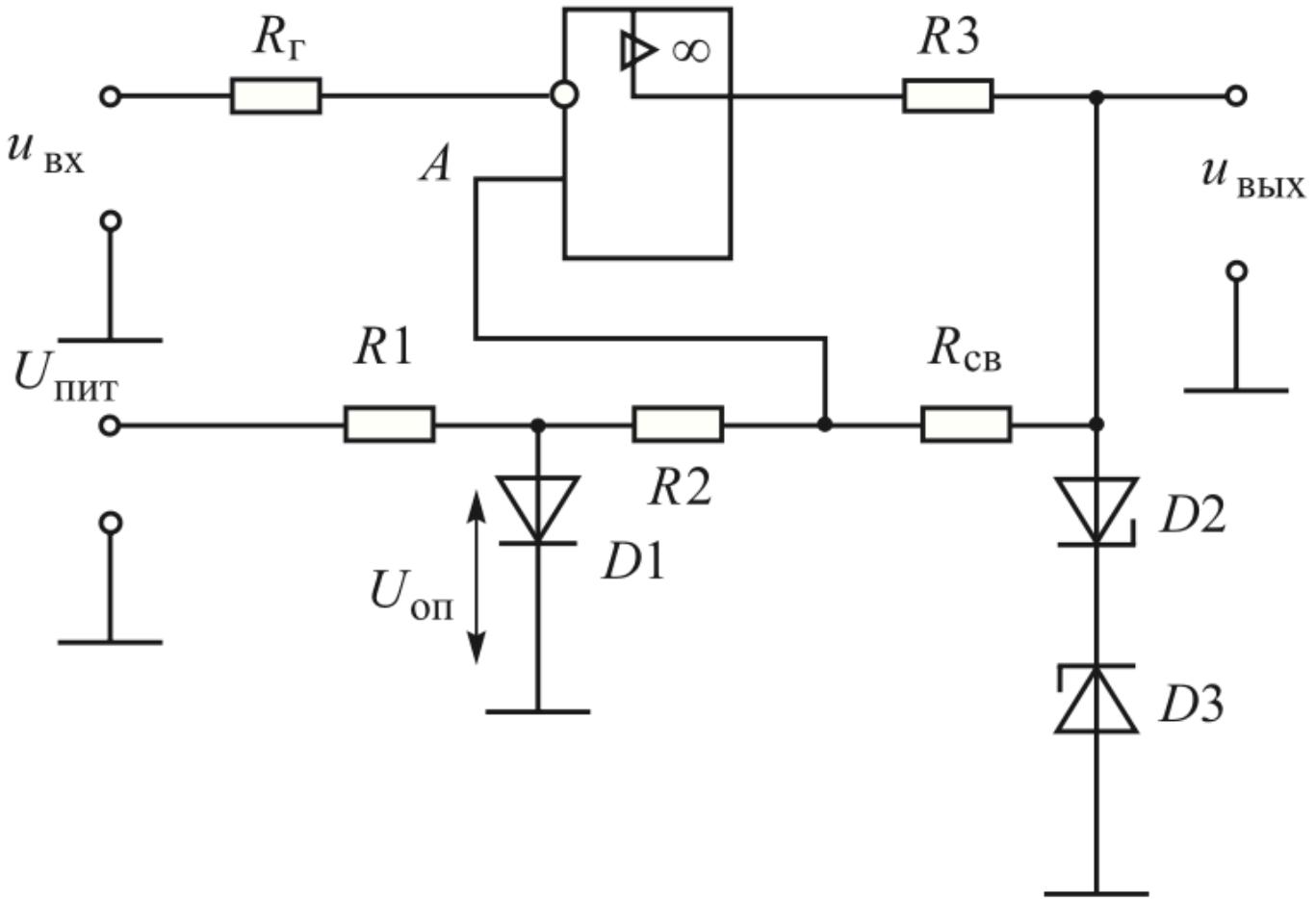


Рис. 3.8. Временные диаграммы напряжения на входе и выходе триггера Шмитта:  
 $u_{\text{вх}}$ ,  $u_{\text{вых}}$  — входное и выходное напряжения соответственно

зуется положительная ОС с коэффициентом передачи напряжения  $\beta = U_{\text{ОС}}/U_{\text{вых}} \approx R_2/(R_{\text{св}} + R_2)$ . Сопротивление  $R_{\text{св}}$  больше  $R_2$  в несколько (иногда в несколько десятков) раз. Следовательно,  $\beta$  много меньше единицы, но так как коэффициент усиления ОУ очень большой, то всегда  $\beta K > 1$ , а во многих случаях  $\beta K \gg 1$ .

От источника положительного напряжения через  $R_1$  на диоде  $D_1$  создается опорное напряжение, которое вместе с напряжением ОС подается на



**Рис. 3.9.** Схема триггера Шмитта на операционном усилителе:

$U_{\text{оп}}$  — опорное напряжение;  $R_{\text{св}}$  — сопротивление цепи ОС;  $D1$  — диод;  $D2$ ,  $D3$  — стабилитроны;  $u_{\text{вх}}$ ,  $u_{\text{вых}}$  — входное и выходное напряжения соответственно;  $A$  — неинвертирующий вход;  $R1$ — $R3$  — сопротивления цепи ОС;  $R_{\Gamma}$  — внутреннее сопротивление источника сигнала;  $U_{\text{пит}}$  — напряжение источника питания

неинвертирующий вход ОУ. Сопротивление  $R_f$  включено для устранения разбаланса схемы входными токами усилителя. Если входное напряжение равно нулю, то напряжение на выходе усилителя, равное разности напряжений на его зажимах, равно напряжению в точке  $A$  (см. рис. 3.9):

$$U_A = U_{\text{оп}} + \beta(u_{\text{вых}} - U_{\text{оп}}).$$

Даже без положительной ОС при таком напряжении напряжение на выходе становится максимально положительным.

Триггер Шmitta на ОУ можно использовать для формирования прямоугольного напряжения из синусоидального. При этом можно выключить опорное напряжение  $U_{\text{оп}}$ , исключив из схемы резистор  $R1$ , диод  $D1$  и соединив нижний конец  $R2$  с землей.

148

---

Таким образом, подавая на вход схемы синусоидальное напряжение достаточной амплитуды, например 1В, можно получать на выходе напряжение прямоугольной формы.

Благодаря регенеративным процессам при переключении прямоугольное напряжение имеет крутые фронты и срезы. Длительность фронтов получается значительно меньшей, чем при формировании прямоугольного (фактически трапецидального) напряжения из синусоидального двусторонним ограничением. При формировании ограничением наблюдается, кроме того, плавкость вершины и нижней части прямоугольной волны вследствие нееальности ограничения.

## 28. Простейшие ключи на биполярном и полевом транзисторе.

### Ключи на транзисторах

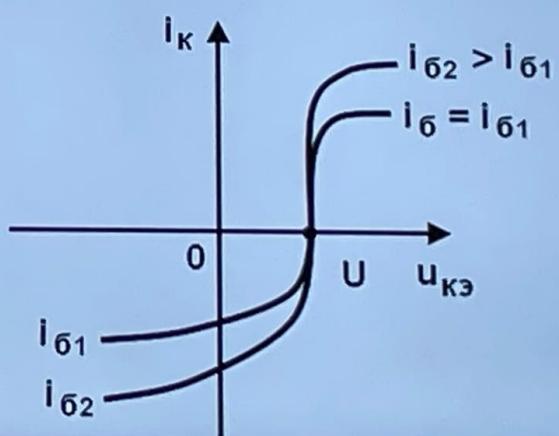
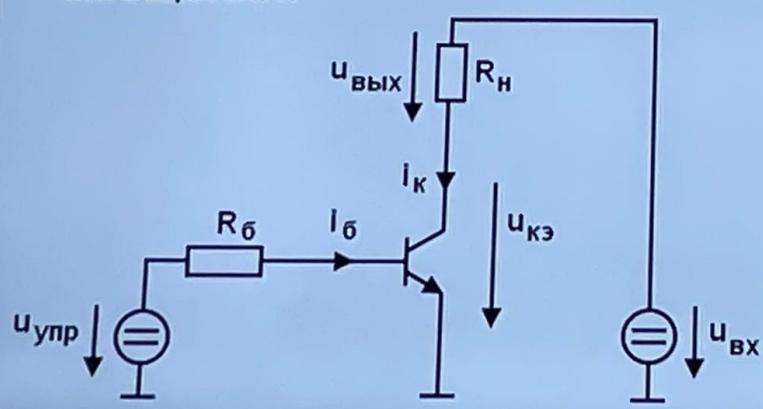
Назначение таких ключей состоит в том, чтобы создать на выходе или напряжение, близкое к нулю, или напряжение, близкое к напряжению питания. Такая работа характерна для ключей цифровой электроники и силовой электроники.

Используются также и ключи, имеющие другое назначение. Оно состоит в том, чтобы соединять или рассоединять источник входного аналогового сигнала и приемник этого сигнала. Такие ключи принято называть аналоговыми. Их также называют аналоговыми коммутаторами.

### Ключи на транзисторах

#### Ключ на биполярном транзисторе по схеме ОЭ.

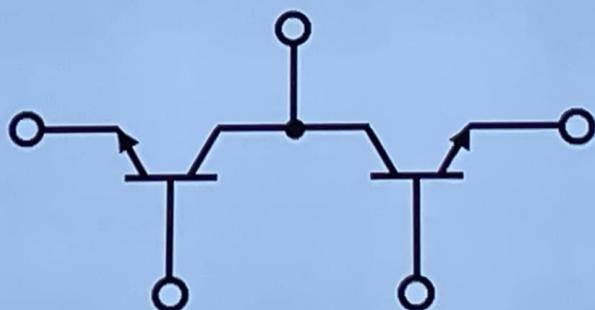
Одним из недостатков биполярного транзистора с точки зрения применения его в аналоговых ключах является то, что выходные характеристики не проходят через начало координат. Вследствие этого ток  $i_k$  и напряжение  $u_{\text{вых}}$  будут равны нулю не тогда, когда  $u_{\text{вх}} = 0$ , а при некотором положительном входном напряжении  $U$ . Напряжение  $U$  обычно составляет 10...100 мВ. Это напряжение называют остаточным или напряжением смещения.



## Ключи на транзисторах

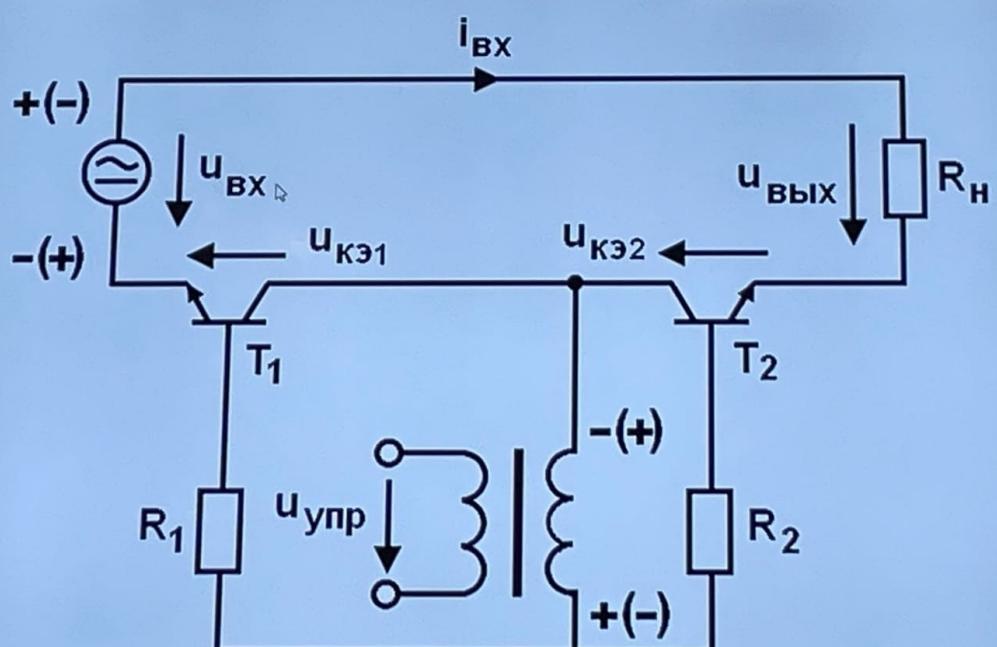
### Компенсационный аналоговый ключ на биполярных транзисторах.

С целью уменьшения напряжения на открытом ключе используют последовательное включение одинаковых транзисторов. Промышленность выпускает интегральные схемы, содержащие пары транзисторов, предназначенные для такого использования.



## Ключи на транзисторах

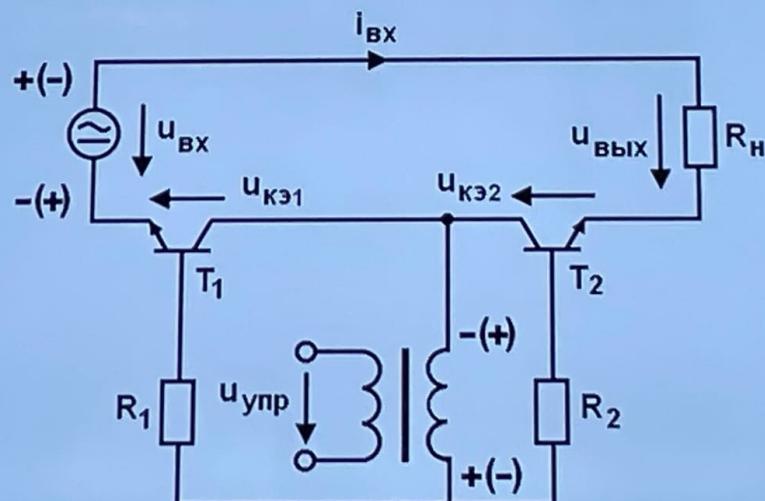
Схема аналогового ключа на основе такой микросхемы.



## Ключи на транзисторах

Транзистор  $T_1$  включен по схеме с общим коллектором. В режиме насыщения для этого транзистора  $u_{k\alpha 1} < 0$ .

Транзистор  $T_2$  будет работать в инверсном режиме. Для схемы с общим эмиттером при инверсном включении  $u_{k\alpha 2} > 0$ . Таким образом, остаточные напряжения на транзисторах будут взаимно компенсироваться. Благодаря этому общее напряжение на транзисторах оказывается очень малым.



## 29. Аналоговые коммутаторы сигналов.

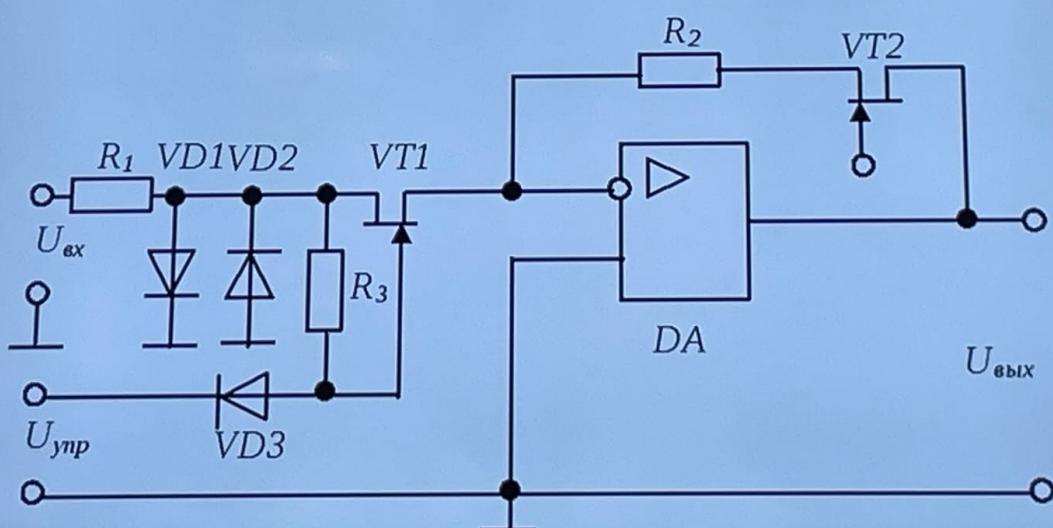
### Аналоговые коммутаторы

Ключи на полевых транзисторах являются единственными ключами, у которых практически отсутствует остаточное напряжение. Благодаря этому они особенно подходят для реализации прецизионных коммутаторов аналоговых сигналов.

Их существенным недостатком является относительно большая величина выходного сопротивления. Эта величина может быть уменьшена путем последовательного с ключом включения повторителя на операционном усилителе с заданным коэффициентом усиления.

### Аналоговые коммутаторы

Полевой транзистор VT1, исполняющий роль последовательного ключа, подключен к входу операционного усилителя в инвертирующем включении. При этом потенциал истока полевого транзистора VT1 практически равен нулю.



## Аналоговые коммутаторы

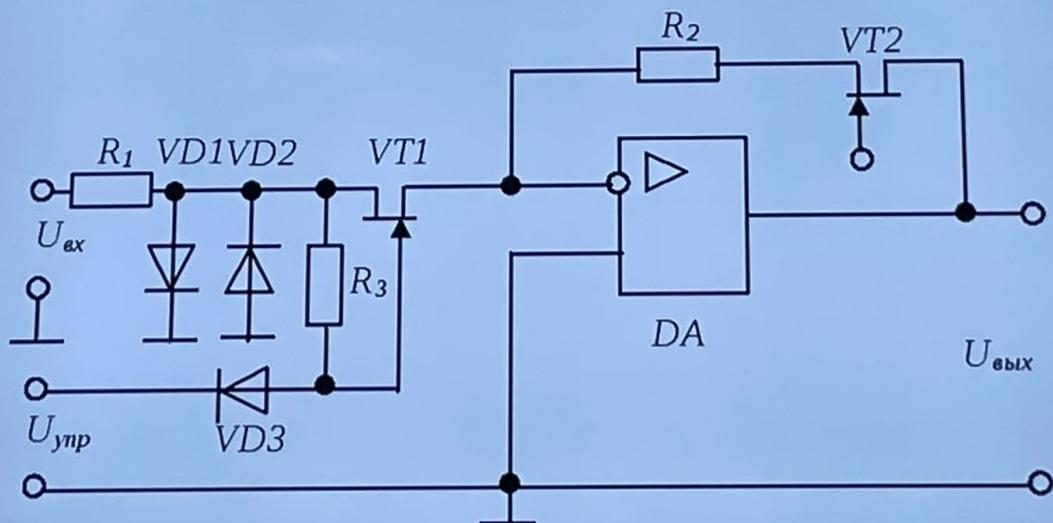
Величина ограничивающего сопротивления  $R_1$  рассчитывается так, чтобы падение напряжения на открытом транзисторе  $VT1$  было незначительным. В таком режиме работы потенциалы стока и истока  $VT1$  близки к нулю, и полевой транзистор  $VT1$  при  $U_{\text{упр}} = 0$  окажется открытым вне зависимости от величины входного напряжения.

## Аналоговые коммутаторы

Если транзистор  $VT1$  закрыть, потенциал его стока возрастет. В зависимости от знака входного напряжения откроется либо диод  $VD1$ , либо диод  $VD2$ .

## Аналоговые коммутаторы

Отрицательное управляющее напряжение, запирающее транзистор  $VT1$ , должно по абсолютной величине лишь незначительно превышать величину порогового напряжения. Благодаря этому передаваемые на выход схемы через проходную емкость транзистора импульсы управляющего напряжения оказываются достаточно малыми.



## Аналоговые коммутаторы

Так как величины падения напряжения на полевом транзисторе  $VT1$  в обоих его состояниях невелики, то при соответствующем выборе  $R1$  можно коммутировать входные сигналы практически любой амплитуды.

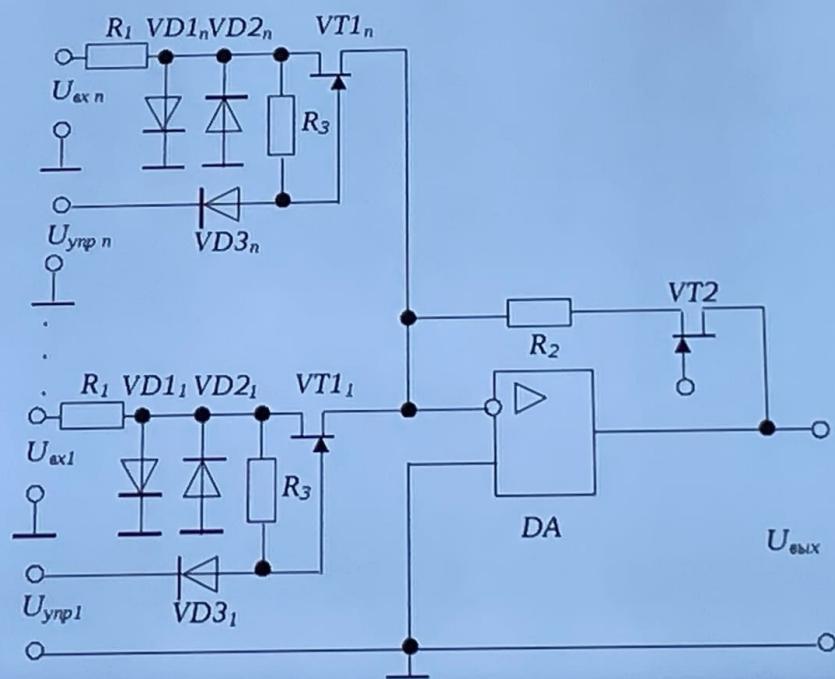
С помощью сопротивления  $R2$  устанавливается требуемый коэффициент усиления по напряжению.

## Аналоговые коммутаторы

Транзистор  $VT2$ , работающий в режиме постоянно замкнутого ключа, подбирается максимально идентичным по параметрам транзистору  $VT1$  и устанавливается с целью практически полной компенсации статической погрешности.

## Аналоговые коммутаторы

К суммирующей точке операционного усилителя можно подключить еще несколько идентичных коммутаторов на полевых транзисторах. Полученная при этом схема называется **аналоговым мультиплексором**.



## *Аналоговые коммутаторы*

При построении аналогового мультиплексора для определения допустимого количества  $n$  каналов необходимо учитывать:

- наличие межканальной емкости и собственной емкости операционного усилителя, которые ухудшают динамические свойства ключей, увеличивая время переключения;
- наличие токов утечки, за счет чего при разомкнутых ключах возможно появление выходного сигнала, сравнимого по величине с полезным сигналом.

## 30. Избирательные усилители. Каскодные схемы.

### 13.1 Резонансный усилитель с параллельным LC-контуром

Усилители, предназначенные для усиления сигналов в узкой полосе частот, называют *избирательными*. Избирательное усиление можно получить с помощью частотно-зависимой цепи (например, параллельного или последовательного *LC*-контура), включенной либо в нагрузку, либо в цепь обратной связи транзисторного усилительного каскада. Усилители с резонансными кон-

турами иначе называют *резонансными усилителями*.

Избирательные усилители широко используются для усиления сигналов радиочастот (усилители высоких частот – УВЧ), при супергетеродинном приеме (усилители промежуточной частоты – УПЧ), в измерительной технике, в

системах телемеханики с частотным разделением каналов.

В представленном на рис. 13.1 усилительном каскаде в цепь коллекторной нагрузки включен параллельный колебательный контур. Сопротивление контура зависит от частоты. На резонансной частоте  $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  оно имеет максимальное значение  $R_0$ . Соответственно коэффициент усиления каскада на этой частоте максимальный и убывает при расстройке частоты в область более высоких и низких значений.

Эквивалентная схема каскада приведена на рис. 13.2. Предполагается, что в рассматриваемом диапазоне частот конденсато-

ры  $C1$ ,  $C2$ ,  $C3$  можно считать закороченными, а частотные свойства транзистора еще не проявляются.

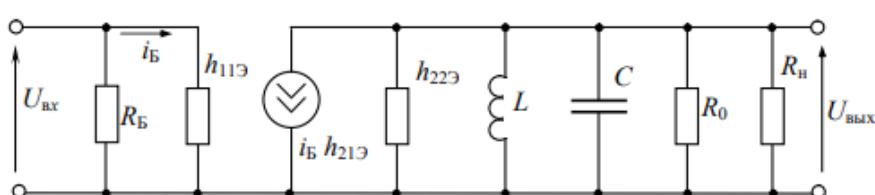


Рис. 13.2 – Эквивалентная схема каскада для диапазона частот вблизи резонансной частоты контура

$$K(\omega) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\mathcal{Q}_{\text{экв}} Y)^2}}, \quad (13.3)$$

где  $\mathcal{Q}_{\text{экв}} = \frac{R_{\text{экв}}}{\rho}$  – эквивалентная добротность каскада;  $(13.4)$

$$\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ – волновое сопротивление контура;}$$

$$Y = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \frac{(\omega - \omega_0)(\omega_0 + \omega)}{\omega_0 \omega} \approx \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \text{ – относительная рас-}$$

стройка частоты.

Полосе пропускания каскада на уровне  $K(\omega) = \frac{K_0}{\sqrt{2}}$  соответ-

ствует относительная расстройка частоты  $Y' = \frac{2\Delta f'}{f_0} = \frac{1}{\mathcal{Q}_{\text{экв}}}$ , откуда

получаем выражение для определения добротности каскада:

$$\mathcal{Q}_{\text{экв}} = \frac{f_0}{2\Delta f'}. \text{ Следовательно, доб-}$$

ротность каскада можно определить экспериментально как отношение резонансной частоты к по-

лосе пропускания (см. рис. 13.5, а).

Резисторы  $R1$  и  $R2$  отображены на схеме одним эквивалентным резистором

$$R_B = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}.$$

Выходное напряжение можно определить как произведение тока  $h_{21\Theta} i_B$  на комплексное сопротивление выходной цепи каскада  $Z_{\text{экв}}(j\omega)$  и записать коэффициент усиления каскада по напряжению в виде

$$K(j\omega) = -\frac{h_{21\Theta} i_B Z_{\text{экв}}(j\omega)}{i_B h_{11\Theta}} = -\frac{h_{21\Theta} Z_{\text{экв}}(j\omega)}{h_{11\Theta}}, \quad (13.1)$$

$$\text{где } Z_{\text{экв}}(j\omega) = \frac{1}{j\omega C + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R_{\text{экв}}}} = \frac{R_{\text{экв}}}{1 + jR_{\text{экв}} \left( \omega C - \frac{1}{\omega L} \right)};$$

$$R_{\text{экв}} = R_0 \parallel \frac{1}{h_{22\Theta}} \parallel R_h.$$

Модуль  $K(j\omega)$  определяет амплитудно-частотную характеристику коэффициента усиления по напряжению

$$K(\omega) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + R_{\text{экв}}^2 \left( \omega C - \frac{1}{\omega L} \right)^2}}, \quad (13.2)$$

где  $K_0 = -\frac{h_{21\Theta} R_{\text{экв}}}{h_{11\Theta}}$  – коэффициент усиления каскада на частоте резонанса.

Соотношение (13.2) легко приводится к типовому виду

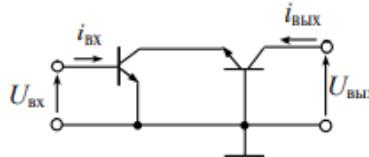


Рис. 13.3 – Каскодное включение транзисторов по схемам с общим эмиттером и общей базой

$$K(\omega) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (Q_{\text{экв}} Y)^2}}, \quad (13.3)$$

где  $Q_{\text{экв}} = \frac{R_{\text{экв}}}{\rho}$  – эквивалентная добротность каскада;  $\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}}$  – волновое сопротивление контура;

$$Y = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{(\omega - \omega_0)(\omega_0 + \omega)}{\omega_0 \omega} \approx \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \quad \text{– относительная расстройка частоты.}$$

Полосе пропускания каскада на уровне  $K(\omega) = \frac{K_0}{\sqrt{2}}$  соответствует

относительная расстройка частоты  $Y' = \frac{2\Delta f'}{f_0} = \frac{1}{Q_{\text{экв}}}$ , откуда получаем выражение для определения добротности каскада:  $Q_{\text{экв}} = \frac{f_0}{2\Delta f'}$ . Следовательно, добротность каскада можно определить экспериментально как отношение резонансной частоты к полосе пропускания (см. рис. 13.5, а).

Рис. 13.3 – Каскодное включение транзисторов по схемам с общим эмиттером и общей базой

Важной характеристикой усилителя является его **избирательность**, определяемая как отношение коэффициента усиления на резонансной частоте к коэффициенту усиления на заданной частоте помехи  $f_{\text{n}}$

$$M = \frac{K_0}{K(f_{\text{n}})} = \sqrt{1 + (Q_{\text{экв}} Y_{\text{n}})^2} = \sqrt{1 + Q_{\text{экв}}^2 \left( \frac{f_{\text{n}}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{\text{n}}} \right)^2}. \quad (13.5)$$

Добротность контура  $Q = \frac{R_0}{\rho}$  должна быть выше добротности каскада, рассчитанной по заданной избирательности:

$$Q_{\text{экв}} = \frac{\sqrt{M^2 - 1}}{Y_{\text{n}}} \approx \frac{M}{Y_{\text{n}}},$$

так как контур шунтируется выходным сопротивлением транзистора и сопротивлением нагрузки.

## 13.2 Каскодный усилитель

Если один каскад обеспечивает требуемую избирательность, но не обеспечивает необходимое усиление, можно ввести дополнительный усилительный каскад с резистивной нагрузкой.

При последовательном включении двух резонансных усилителей, настроенных на одну и ту же частоту, их избирательности перемножаются.

Высокочастотные избирательные усилители с большим коэффициентом усиления склонны к самовозбуждению за счет внутренней обратной связи по напряжению в транзисторе (ее отражает параметр  $h_{12\beta}$ , который мы не учитывали в приближенных эквивалентных схемах). Для устранения самовозбуждения используется каскодное включение транзисторов (рис. 13.3). Входной транзистор включен по схеме с ОЭ, выходной – по схеме с ОБ. Эквивалентный транзистор имеет следующие параметры:

$$h_{11} \approx h_{11\beta}; \quad h_{21} \approx h_{21\beta}; \quad h_{12} \approx h_{12\beta}; \quad h_{22} \approx h_{22\beta}.$$

Каскад с общей базой отличается очень малыми значениями параметров  $h_{12\beta}$  и  $h_{22\beta}$ . Поэтому в каскодном усилителе уменьшается внутренняя обратная связь в транзисторе по напряжению и шунтирующее влияние выходной проводимости транзистора на контур. Это позволяет устраниить самовозбуждение при высоком коэффициенте усиления каскада.

Для уменьшения шунтирующего влияния нагрузки связь контура с ней делается трансформаторной или автотрансформаторной. Для уменьшения влияния выходной проводимости транзистора используется неполное включение транзистора в контур.

С учетом ряда отмеченных приемов построена схема резонансного усилителя, приведенная на рис. 13.4. Выходные цепи транзистора  $VT1$  с ОЭ и транзистора  $VT2$  с ОБ по постоянному току включены последовательно. Задаваясь током в выходной цепи  $I_0 \approx 1$  мА и током делителя  $I_d \approx 10I_B = 10I_0/\beta$  легко рассчитать сопротивления резисторов  $R_\phi$ ,  $R1$ ,  $R2$ ,  $R3$ ,  $R_\beta$ , задающих указанные на схеме потенциалы.

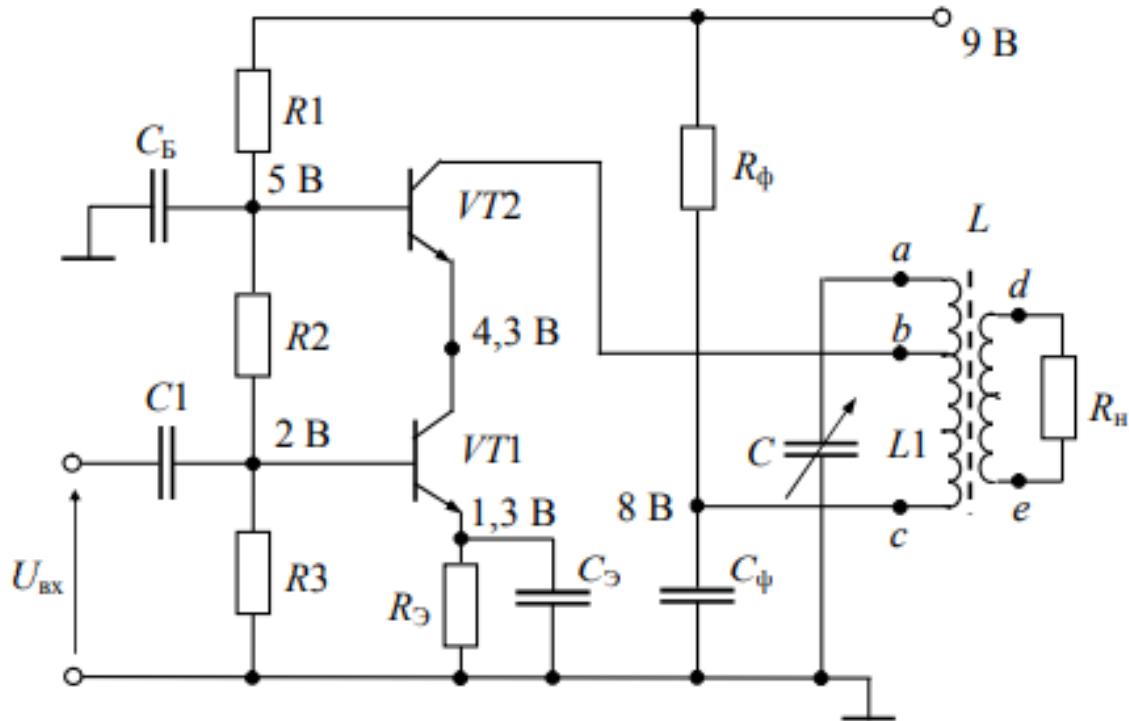


Рис. 13.4 – Схема каскодного усилителя

Коэффициент усиления каскада на резонансной частоте определяется выражением  $K_0 = pn \frac{h_{21\Theta} \cdot R_{\text{экв}}}{h_{11\Theta}}$ , (13.6)

эквивалентная добротность каскада

$$Q_{\text{экв}} = \frac{Q}{1 + R_0 \left( p^2 h_{22B} + \frac{n^2}{R_h} \right)}, \quad (13.7)$$

где  $n = \frac{W_{de}}{W_{ac}}$  – коэффициент трансформации трансформатора;

$p = \frac{W_{bc}}{W_{ac}} = \frac{L1}{L}$  – коэффициент включения транзистора в контур;

$Q$  – добротность свободного контура;

$R_0$  – резонансное сопротивление контура;

$R_{\text{экв}} = R_0 \left| \frac{R_h}{n^2} \right| \frac{1}{p^2 h_{22B}}$  – эквивалентное сопротивление контура.

Катушка контура выполнена с применением ферритового сердечника. Настройка контура на резонансную частоту осуществляется с помощью конденсатора переменной емкости  $C$ .

Иногда от усилителей требуется воспроизведение полосы частот (например, в УПЧ). Частотную характеристику столообразной формы получают, используя «двойки» или «тройки» последовательно включенных взаимно расстроенных каскадов или полосовой двухконтурный фильтр со связью, близкой к критической (рис. 13.5,  $\delta$ ).

Резонансные усилители типа  $LC$  просты в изготовлении и настройке на высоких частотах (десятки килогерц и выше). В диапазоне звуковых и промышленных частот, когда трудно изготовить контуры с высокой добротностью, находят применение избирательные усилители типа  $RC$ . Все процессы в  $RC$ -цепях могут протекать только апериодически. Однако процесс может стать колебательным, если с помощью усилителя компенсировать потери в схеме, повысив тем самым ее добротность. Частоту настройки  $RC$ -цепи, соответствующую резонансу в  $LC$ -контуре, называют частотой квазирезонанса.

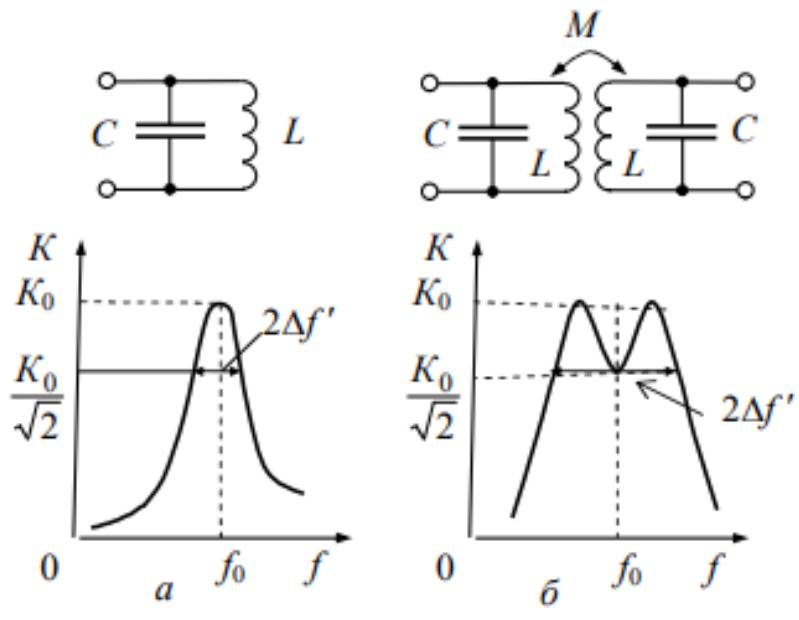


Рис. 13.5 – АЧХ резонансного усилителя ( $a$ ) с простым параллельным контуром и усилителя с системой связанных контуров ( $\delta$ ) при критической связи

### 31. Генераторы гармонических колебаний. Условия возникновения колебаний и условие стационарного режима.

**Электронным генератором** называют устройство, преобразующее с помощью усилительных элементов энергию источника питания в энергию электрических колебаний заданной формы и частоты. По форме генерируемых колебаний различают генераторы гармонических колебаний и релаксационные (импульсные) генераторы. По виду избирательной цепи различают *LC*- и *RC*-генераторы гармонических колебаний.

Маломощные генераторы гармонических колебаний широко используются в измерительной технике, автоматике, как задающие устройства радиопередатчиков и устройств преобразовательной техники. Генераторы средней и большой мощности применяются для питания технологических установок высокочастотного нагрева, ультразвуковой обработки, электронных микроскопов, в радиопередающих устройствах.

Структурная схема *LC*-генератора гармонических колебаний показана на рис. 14.1. В колебательном контуре непрерывно возникают и постоянно затухают из-за наличия потерь собственные электрические колебания с малыми амплитудами, частота которых определяется параметрами контура. Их причиной являются флюктуационные токи, вызванные тепловым движением электронов в проводнике. Усилительный элемент и цепь обратной связи предназначены для превращения этих колебаний в незатухающие. Пополнение энергии контура происходит током транзистора каждый период в фазе с собственными колебаниями контура. Иначе такой автогенератор можно рассматривать как избирательный усилитель с положительной обратной связью (ПОС). Процесс возникновения и нарастания колебаний происходит до тех пор, пока в автогенераторе не установятся стационарные значения тока и напряжения, обусловленные нелинейными свойствами усилительного элемента.

Для анализа процессов в автогенераторе в петле ПОС можно выделить два звена, коэффициенты передачи которых зависят соответственно от амплитуды и частоты колебаний. Тогда петлевое

усиление контура ПОС можно записать в виде  $T(A, j\omega) = K(A) \cdot \gamma_{oc}(j\omega)$ . Для возникновения автоколебаний обратная связь должна быть положительной и петлевое усиление должно быть больше единицы.

**Стационарный режим** автоколебаний описывается уравнением

$$T(A_r, j\omega_r) = K(A_r) \cdot \gamma_{oc}(j\omega_r) = 1,$$

где  $A_r$  – амплитуда колебаний генератора,  $\omega_r$  – частота колебаний.

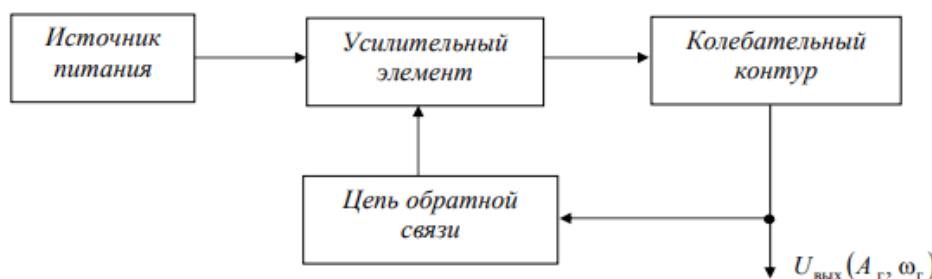


Рис. 14.1 – Структурная схема генератора

Это уравнение обычно распадается на два условия:

*a) баланс фаз* (из которого определяется частота колебаний):

$$\arg T = \varphi_k + \varphi_{oc} = 2\pi n, \text{ где } n = 0, 1, 2, \dots;$$

*б) баланс амплитуд* (из которого определяется  $A_r$ ):

$$\left| T(A_r) \right|_{\omega=\omega_r} = K(A_r) \cdot \gamma_{oc} = 1.$$

Определение частоты колебаний производится в рамках линейной теории, определение же амплитуды колебаний требует решения нелинейных уравнений. Проще всего такая задача решается графическим путем (совмещением амплитудной характеристики усилителя и характеристики передачи цепи обратной связи; их точка пересечения соответствует стационарному режиму автоколебаний).

На рис. 14.2 представлены три этапа работы автогенератора, начиная с момента его запуска и до установления в нем стационарной амплитуды колебаний. До момента пуска (автогенератор выключен) ни одно из условий (или хотя бы одно из них) не выполнено и автогенератор не работает. С момента пуска условия баланса амплитуд и фаз выполнены:  $T > 1$ ,  $\varphi_k + \varphi_{oc} = 2\pi n$  и в автогенераторе возникают и нарастают колебания от  $U_{\text{вых}} = 0$  до  $U_{\text{вых}} = A_r$ . Следует подчеркнуть, что на этапе установления колебаний уравнение баланса амплитуд автогенератора превращается в неравенство  $T > 1$  и время нарастания колебаний до стационарного уровня будет тем меньше, чем сильнее это неравенство.

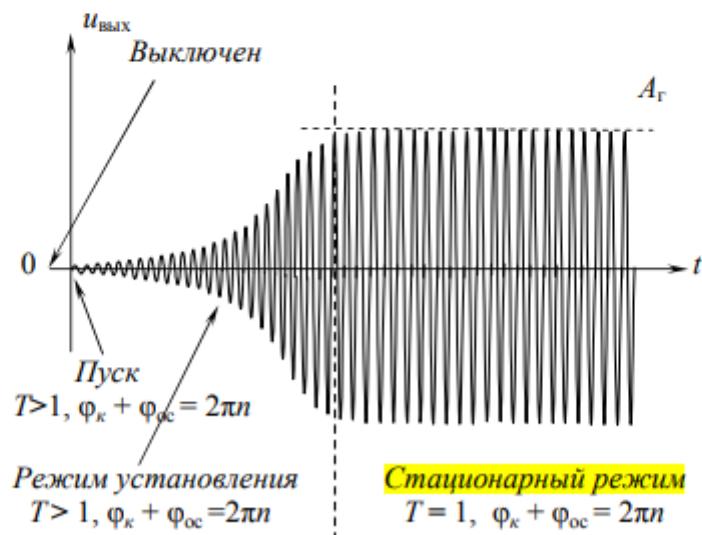


Рис. 14.2 – Этапы работы автогенератора

## 32. LC-генераторы на транзисторах. Мягкий и жесткий режимы работы автогенератора.

### 14.2 Автогенератор с трансформаторной обратной связью

Электрическая схема высокочастотного *автогенератора гармонических колебаний с трансформаторной обратной связью* показана на рис. 14.3. Эту схему принято называть классической. Основу генератора составляет резонансный усилитель с колебательным контуром  $LC$ , катушка которого индуктивно связана

с катушкой обратной связи  $L_{oc}$ , выполняющей роль четырехполюсника обратной связи. Величина взаимоиндукции между катушками равна  $M$ . Для обеспечения положительной обратной связи катушки  $L$  и  $L_{oc}$  должны быть включены встречно (показано точками на рис. 14.3).

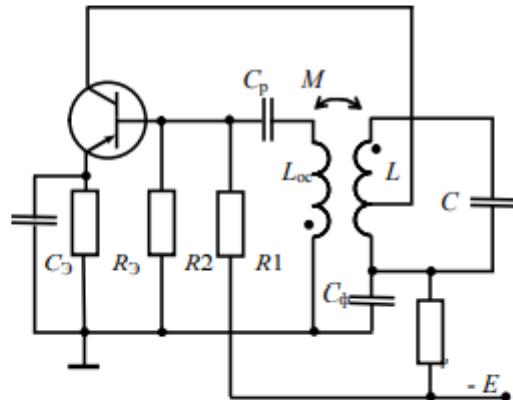


Рис. 14.3 – Схема автогенератора с трансформаторной обратной связью

$$\gamma_{oc} = k_{cb} = \frac{M}{\sqrt{L L_{oc}}}.$$

Частично включенный колебательный контур  $LC$  последовательно включен в нагрузочную цепь биполярного транзистора  $p-n-p$ -типа с общим эмиттером. Резистор  $R_3$  блокирован конденсатором  $C_3$  для устранения отрицательной обратной связи по переменному току. Резисторы  $R_2, R_1$  обеспечивают необходимое начальное положение рабочей точки. Конденсатор  $C_p$  является разделяльным. Фильтр  $R_f, C_f$  в цепи питания препятствует проникновению токов ра-

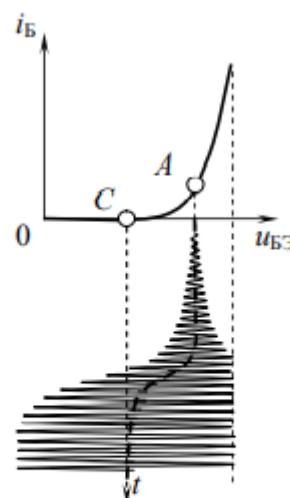


Рис. 14.4 – Смещение рабочей точки

бочих частот в источник питания, исключая тем самым возможность паразитных связей между каскадами устройства по цепям питания.

Исходное положение рабочей точки А (рис. 14.4) на входной характеристике транзистора обеспечивает возможно большее значение крутизны транзистора  $S = \beta/h_{113}$ , необходимое для выполнения условия самовозбуждения  $S R_{экв} \gamma_{oc} > 1$ , при этом в системе возникают автоколебания. По мере их роста начинается отсечка базового тока, что приводит к появлению постоянной составляющей тока, которая заряжает конденсатор  $C_p$ , смещающая рабочую точку влево до тех пор (положение С), пока величина крутизны не снизится до значения, удовлетворяющего условию стационарного режима работы.

### **Мягкий и жесткий режимы работы автогенератора**

Применительно к автогенераторным устройствам существуют два понятия: мягкий режим работы, жесткий режим работы. Сделаем пояснения с помощью рис. 14.4.

Предположим, что рабочая точка на входной характеристике может занимать либо позицию А, либо позицию С. В первом случае, как было пояснено выше, после пуска генератора в нем плавно, начиная с нуля, колебания нарастают до стационарного уровня. Такой режим работы получил название «мягкий». Положительным качеством такого режима является простота запуска, недостатком – низкий коэффициент полезного действия.

При положении рабочей точки в позиции С генератору необходим внешний толчок для возбуждения в нем колебаний. Этот режим работы получил название «жесткий». Положительным качеством такого режима является высокий коэффициент полезного действия (ток в коллекторной цепи транзистора протекает лишь половину периода, как в режиме класса В), недостатком – сложность возбуждения в нем колебаний.

В автогенераторе, собранном по схеме рис. 14.3, перемещение рабочей точки из положения А в положение С происходит автоматически, что обеспечивает ему два полезных качества:

- легкий и плавный запуск;

- высокий коэффициент полезного действия в стационарном режиме.

Несмотря на несинусоидальную форму тока в выходной цепи транзистора, форма  $U_{вых}$  близка к синусоидальной, так как контур хорошо фильтрует высшие гармоники. Поэтому в схемах высокочастотных генераторов обычно не применяют специальных методов регулирования выходного сигнала усилителя, а выходное напряжение  $U_{вых}$  снимают непосредственно с контура.

### 33. Стабильность частоты колебаний автогенератора. Кварцевая стабилизация частоты.

**Стабильность частоты колебаний автогенератора.** При передаче информации по радиоканалам требуется высокая стабильность частоты радиопередающего устройства, недостижимая без принятия специальных мер по стабилизации частоты задающего генератора. Сделаем некоторые пояснения. Обозначим номинальную частоту некоторого высокочастотного автогенератора  $f_0$ . Под действием целого ряда дестабилизирующих факторов (влияние окружающей температуры, нестабильность источников питания, влажность, вибрации, старение элементов схемы и др.) мгновенное значение частоты  $f_r$  автогенератора отличается от номинального. Разность  $f_r - f_0 = \Delta f$  носит название абсолютной нестабильности частоты автогенератора. Качество автогенератора принято характеризовать относительной нестабильностью его частоты  $\delta_f = \Delta f / f_0$ . Для автогенератора, в котором не предпринято специальных мер по стабилизации частоты, значение относительной нестабильности его частоты  $\delta_f \approx 10^{-3}$ , что не является удовлетворительным. В результате применения целого комплекса конструктивно-технологических мероприятий, таких, например, как применение высокостабильных элементов колебательного контура  $LC$ , высокостабильных источников питания, обеспечение минимальной связи с нагрузкой, стабилизация режима работы нелинейного элемента, терmostатирование автогенератора и других мер, удается достигнуть относительной нестабильности не лучше  $\delta_f > 10^{-4} \dots 10^{-5}$ , что для систем связи также не является удовлетворительным.

Прежде чем наметить пути решения этой проблемы, рассмотрим упрощенный механизм возникновения нестабильности частоты генератора. Вспомним условие баланса фаз в автогенераторе и запишем его в несколько иной форме:

$$(\varphi_s + \varphi_{oc}) + \varphi_z = \varphi_1 + \varphi_z = 2\pi n = 0,$$

где  $\varphi_1 = (\varphi_s + \varphi_{oc})$  является слагаемым, практически не зависящим от частоты, в то время как  $\varphi_z$  является частотно- зависимым. На рис. 14.6 оба слагаемых уравнения баланса фаз представлены своими частотными зависимостями. Слагаемое  $\varphi_1$  изображено горизонтальной пунктирной линией, слагаемое  $\varphi_z$  есть фазовая характеристика колебательного контура. Крутая фазовая характеристика (сплошная кривая) соответствует контуру с высокой добротностью, пологая кривая (пунктир) – контуру с низкой добротностью. Точки пересечения  $A$  и  $B$  графиков слагаемых соответствуют условию выполнения баланса фаз и определяют значение частоты автогенератора ( $f_r$  и



Рис. 14.6 – Пояснение механизма возникновения нестабильности частоты в автогенераторе с помощью фазовой характеристики

$f_{\Gamma 1}$ ). Обоюдно направленными стрелками показано, в каких направлениях перемещаются составляющие фазового баланса под воздействием дестабилизирующих факторов. Из рис. 14.6 видно, что при крутой фазовой характеристики абсолютные уходы частоты будут меньше, чем при пологой. Следовательно, для повышения стабильности частоты в автогенераторе необходимо использовать колебательные контуры с наибольшей возможной добротностью. Однако наибольшая достижимая величина добротности колебательного контура не превышает 200...300. Выходом из этой ситуации является использование в качестве колебательной системы в автогенераторе кварцевого резонатора (рис. 14.7), эквивалентная добротность которого на три-четыре порядка превышает добротность обычного колебательного контура. Для стабилизации частоты применяются кварцевые пластинки, вырезанные из монокристалла кварца под определенными углами к осям кварца и обладающие пьезоэлектрическим эффектом. Кварцевую пластину, помещенную в кварцодержатель, называют кварцевым резонатором, сокращенно – кварцем. Эквивалентная электрическая схема кварца представляет собой параллельный колебательный контур второго рода, показанный на рис. 14.7. На схеме  $L_k$ ,  $C_k$ ,  $r_k$  являются собственными параметрами кварца,  $C_0$  –

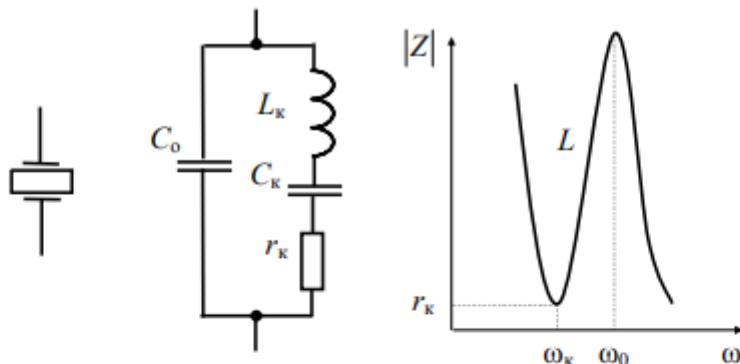


Рис. 14.7 – УГО, эквивалентная схема и частотная характеристика кварцевого резонатора

емкость кварцодержателя. Их величины определяются геометрическими размерами кварцевой пластины и типом механических колебаний, которые могут быть колебаниями по толщине или по длине. Необычны по сравнению с колебательным контуром значения собственных параметров кварца. Типовыми значениями параметров схемы замещения кварца на 4 МГц являются следующие:  $L_k = 100$  мГн,  $C_k = 0,015$  пФ,  $r_k = 100$  Ом,  $Q = 25000$ . Величина  $C_0$  зависит от конструктивного выполнения и лежит в пределах 1...10 пФ. Кварц имеет две резонансные частоты: частоту последовательного резонанса  $\omega_k = 1/\sqrt{L_k C_k}$  и частоту па-

параллельного резонанса  $\omega_0 = 1 / \sqrt{L_k C_0} \cdot \sqrt{\frac{C_k C_0}{C_k + C_0}}$ . В полосе частот между двумя резонансными частотами кварц ведет себя как некоторая индуктивность, что позволяет включить его в схему генератора по емкостной трехточке (рис. 14.8, а). Генератор работает чуть ниже частоты параллельного резонанса. Развязывающий дроссель  $L_{dp}$  в цепи источника питания обеспечивает малое сопротивление постоянному току и высокое сопротивление на частоте генерируемых колебаний.

Можно включить кварц и в цепь обратной связи усилителя. Такая схема (рис. 14.8, б) работает на частоте последовательного резонанса. В контур ПОС включены усилительные каскады по схемам с ОБ и ОК, не инвертирующие фазу сигнала. Условие баланса амплитуд выполняется только на частоте  $\omega_k$ , на которой

кварц имеет очень малое сопротивление  $r_k$  и петлевое усиление контура ПОС оказывается большим единицы.

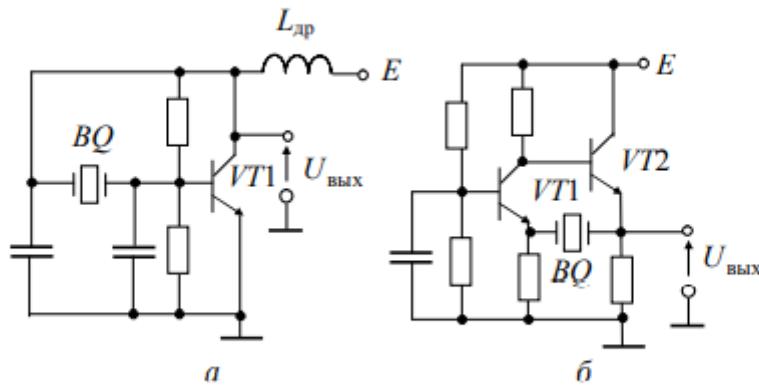


Рис. 14.8 – Варианты схем генераторов с кварцевой стабилизацией частоты

Для генерирования гармонических колебаний на частотах доли герца – десятки килогерц использование  $LC$ -генераторов становится нецелесообразным, так как массогабаритные показатели элементов контура становятся недопустимо большими. По этим же причинам затрудняется перестройка частоты автогенераторов. Поэтому автогенераторы низких и инфразвуковых частот используют особенности частотных зависимостей ряда  $RC$ -цепей, включаемых в цепь обратной связи между входом и выходом широкополосного усилителя. Автоколебания возникают на единственной частоте при одновременном выполнении условий баланса амплитуд и фаз. Такие устройства получили название  $RC$ -генераторов. В них в качестве  $RC$ -цепей используют многозвенные  $RC$ -цепи, мосты Вина и двойные  $T$ -образные мосты.

## 34. RC-генераторы на транзисторах и ОУ.

### 14.5 Автогенератор с трехзвенной RC-цепью

Электрическая схема автогенератора показана на рис. 14.9. Трехзвенная  $RC$ -цепь с одинаковыми элементами (выделена пунктиром) включена в петлю обратной связи инвертирующего усилителя. Как видно из графиков амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик трехзвенной  $RC$ -цепи (рис. 14.10), на

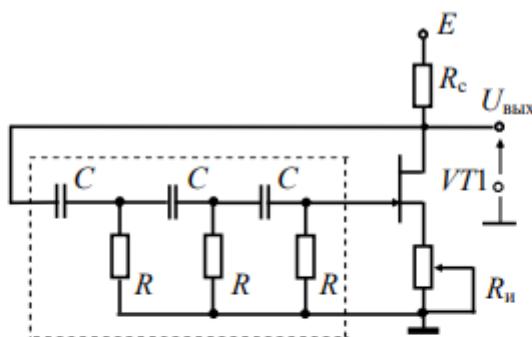


Рис. 14.9 – Схема автогенератора с трехзвенной фазосдвигающей цепью

частоте  $\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{6} RC}$  цепь вносит фазовый сдвиг  $180^\circ$  и ос-

лабляет сигнал в 29 раз. Таким образом, в схеме рис. 14.9 на частоте  $f_0$  выполняется условие баланса фаз. Для возникновения колебаний на этой частоте усилитель должен иметь коэффициент усиления по напряжению не ниже 29. С помощью подстроекного резистора усиление устанавливается чуть больше критического, иначе форма стационарных колебаний будет существенно отличаться от синусоидальной, так как система не обладает избирательными свойствами. Форма выходного напряжения повторяет форму выходного тока, а для ограничения амплитуды колебаний приходится использовать режим насыщения или отсечки. Чисто синусоидальную форму колебаний можно получить при использовании инерционно-нелинейной ООС, как это показано в схеме генератора с мостом Вина.

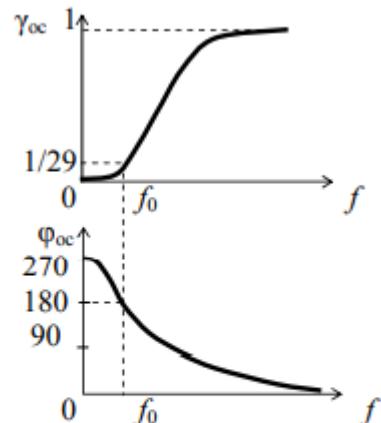


Рис. 14.10 Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики трехзвенной  $RC$ -цепи

## **35. Генераторы прямоугольных импульсов. Мультивибраторы на транзисторах и ОУ.**

Генераторы прямоугольных импульсов широко используются в радиотехнике, телевидении, системах автоматического управления и вычислительной технике.

Для получения импульсов прямоугольной формы с крутыми фронтами широко применяются устройства, принцип работы которых основан на использовании электронных усилителей с положительной обратной связью. К этим устройствам относятся так называемые релаксационные генераторы – мультивибраторы, блокинг-генераторы. Эти генераторы могут работать в одном из следующих режимов: ждущем, автоколебательном, синхронизации и деления частоты.

В ждущем режиме генератор имеет одно устойчивое состояние равновесия. Внешний запускающий импульс вызывает скачкообразный переход ждущего генератора в новое состояние, которое не является устойчивым. В этом состоянии, называемом квазиравновесным, или временно устойчивым, в схеме генератора происходят относительно медленные процессы, которые в конечном итоге приводят к обратному скачку, после чего устанавливается устойчивое исходное состояние. Длительность состояния квазиравновесия, определяющая длительность генерируемого прямоугольного импульса, зависит от параметров схемы генератора. Основными требованиями к ждущим генераторам является стабильность длительности формируемого импульса и устойчивость его исходного состояния. Ждущие генераторы применяются, прежде всего, для получения определенного временного интервала, начало и конец которого фиксируются соответственно фронтом и спадом генерируемого прямоугольного импульса, а также для расширения импульсов, для деления частоты повторения импульсов и других целей.

В автоколебательном режиме генератор имеет два состояния квазиравновесия и не имеет ни одного устойчивого состояния. В этом режиме без какого-либо внешнего воздействия генератор последовательно переходит скачком из одного состояния квазиравновесия в другое. При этом генерируются импульсы, амплитуда, длительность и частота повторения которых определяются в основном только параметрами генератора. Основным требованием, предъявляемым к таким генераторам, является высокая стабильность частоты автоколебаний. Между тем в результате изменения питающих напряжений, смены и старения элементов, воздействия других факторов (температуры, влажности, наводок и т. п.) стабильность частоты автоколебаний генератора обычно невелика.

В режиме синхронизации или деления частоты частота повторения генерируемых импульсов определяется частотой внешнего синхронизирующего напряжения (синусоидального или импульсного), подаваемого в схему генератора. Частота повторения импульсов равна или кратна частоте синхронизирующего напряжения.

Генератор периодически повторяющихся прямоугольных импульсов релаксационного типа называется мультивибратором.

Схема мультивибратора может быть реализована как на дискретных элементах, так и в интегральном исполнении.

### **3.2.2. Мультивибратор**

На рис. 3.10 представлена схема симметричного мультивибратора на транзисторах  $T_1$  и  $T_2$ . Коллектор каждого транзистора связан с базой другого транзистора, но связь в мультивибраторе не непосредственная, а через конденсаторы.

По сравнению с триггером мультивибратор в принципе способен самостоятельно генерировать колебания, близкие к прямоугольным. Следовательно, он является автогенератором колебаний прямоугольной формы.

В отличие от  $RC$ -генераторов синусоидальных колебаний в мультивибраторах применяется очень сильная положительная ОС, в результате чего транзисторы  $T_1$  и  $T_2$  поочередно находятся то в режиме насыщения, то в режиме отсечки. Возможно также и длительное устойчивое состояние, когда оба транзистора находятся в насыщении.

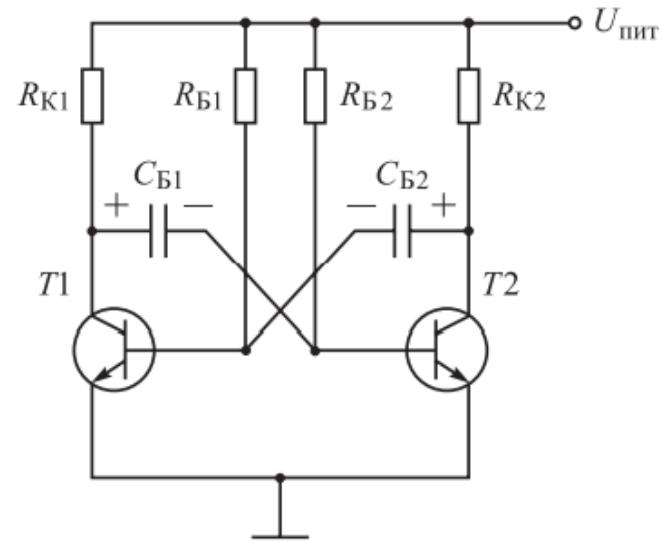
При этом для возникновения колебаний необходим импульс, запирающий один из транзисторов. Следовательно, в мультивибраторе возможен жесткий режим возникновения колебаний.

Мультивибратор бывает как симметричным, так и несимметричным. У симметричного мультивибратора коллекторные сопротивления в обоих плечах одинаковы, одинаковы также базовые сопротивления и емкости. Рассмотрим работу симметричного мультивибратора (см. рис. 3.10).

Если транзистор  $T_1$  открыт и находится в режиме насыщения, то в это же время транзистор  $T_2$  заперт. При этом правая обкладка конденсатора  $C_{B1}$  соединена через  $R_{K2}$  с источником питания, а левая соединена с базой

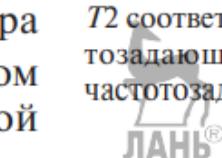
транзистора  $T_1$ . Протекающий зарядный ток поддерживает потенциал базы этого транзистора на уровне, близком к  $u_{B\bar{E}} \approx 0,8$  В, вполне достаточном, чтобы транзистор  $T_1$  находился в режиме насыщения. Напряжение база–эмиттер не может превысить это напряжение вследствие ограничивающего действия экспоненциальной входной характеристики транзистора и ограничения тока резистором  $R_{K2}$ . Конденсатор заряжается до напряжения питания  $U_{\text{пит}} - u_{B\bar{E}1}$ , где  $u_{B\bar{E}1} \approx 0,8$  В. После окончания заряда конденсатора  $C_{B1}$  напряжение  $u_{B\bar{E}1}$  остается примерно таким же и поддерживается за счет тока через  $R_{B1}$ .

Во время и после окончания заряда конденсатора  $C_{B1}$  транзистор  $T_2$  остается запертым напряжением на конденсаторе  $C_{B2}$ , зарядившемся в предыдущий полупериод. Если конденсатор  $C_{B2}$  зарядился до напряжения  $U_{\text{пит}} - u_{B\bar{E}2}$ , то все это напряжение приложено между базой и эмиттером транзистора  $T_2$ , так как потенциал левой обкладки конденсатора, равный напряжению коллектор–эмиттер насыщенного транзистора  $T_1$ , очень близок к нулю.



**Рис. 3.10.** Схема мультивибратора на транзисторах:

$U_{\text{пит}}$  — напряжение источника питания;  $R_{K1}$ ,  $R_{K2}$  — коллекторная нагрузка транзисторов  $T_1$ ,  $T_2$  соответственно;  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$  — резисторы частотозадающей цепи;  $C_{B1}$ ,  $C_{B2}$  — конденсаторы частотозадающей цепи;  $T_1$ ,  $T_2$  — одинаковые биполярные транзисторы



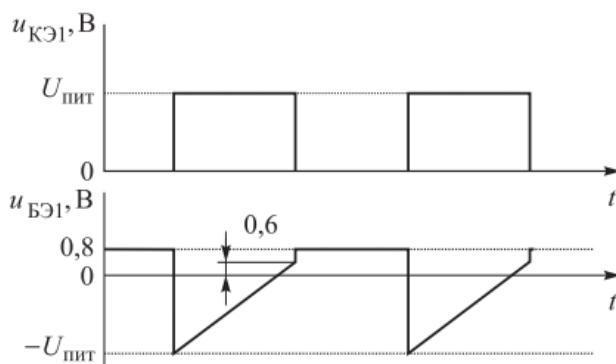
Для открытия транзистора  $T_2$  необходимо, чтобы конденсатор  $C_{B2}$  не только полностью разрядился, но и частично перезарядился до напряжения  $u_{B2} \approx 0,6$  В, при котором транзистор  $T_2$  становится проводящим. Как только транзистор  $T_2$  начинает проводить, его коллекторный потенциал уменьшается и через конденсатор  $C_B$  передается на базу транзистора  $T_1$ . Последний переходит в активный режим. Возникающий при этом регенеративный процесс быстро переключает схему из одного квазистойчивого состояния в другое, при котором транзистор  $T_1$  находится в режиме отсечки, а транзистор  $T_2$  — в режиме насыщения.

На рис. 3.11 приведены временные диаграммы тока и напряжений на коллекторе и базе транзистора  $T_1$ . Временные диаграммы для транзистора  $T_2$  имеют такой же вид, но сдвинуты по фазе на половину периода.

При заряде конденсатора его напряжение

$$u_C(t) = -0,8 + U_{пит}(1 - e^{-t/T_{зар}}),$$

где  $T_{зар} = R_K C_B$  — постоянная времени заряда.



**Рис. 3.11.** Временные диаграммы напряжений на коллекторе и базе транзистора  $T_1$  мультивибратора:  
 $U_{пит}$  — напряжение источника питания;  
 $u_{БЭ1}$  — напряжение на базе транзистора  $T_1$ ;  
 $u_{КЭ1}$  — напряжение на коллекторе  $T_1$  транзистора  $T_1$

При разряде конденсатора его напряжение

$$u_C(t) = U_{пит} - 2U_{пит}(1 - e^{-t/T_{разр}}),$$

где  $T_{разр} = R_B C_B$  — постоянная времени разряда.

Постоянная времени разряда  $T_{разр}$  должна быть не менее чем на порядок больше постоянной времени заряда  $T_{зар}$ . Это необходимо для того, чтобы один из конденсаторов  $C_B$  полностью зарядился (за время, равное нескольким постоянным времени заряда), пока другой конденсатор разряжается и держит запертым «свой» транзистор.

Транзистор отпирается, когда  $u_C(t) = 0,6$  В. Следовательно, полупериод прямоугольного колебания, генерируемого симметричным мультивибратором, можно найти из равенства

$$-0,6 = U_{пит} - 2U_{пит}(1 - e^{-0,5T/T_{разр}}).$$

Отсюда

$$e^{0,5T/T_{разр}} = \frac{2U_{пит}}{U_{пит} - 0,6}.$$

Пренебрегая напряжением 0,6 В по сравнению с напряжением  $U_{пит}$ , получаем период колебаний мультивибратора:

$$T = 2(\ln 2)T_{разр} = 1,47T_{разр}.$$

Данное выражение выведено в предположении мгновенности переключения транзисторов и не учитывает времени на рассасывание зарядов, накопленных в базе.

## 36. Генераторы линейно изменяющегося напряжения. Функциональные генераторы на ОУ.

### 4.3. Генераторы линейно изменяющегося напряжения и тока

Линейно изменяющееся напряжение (рис. 4.13) характеризуется двумя промежутками времени: рабочего хода  $t_{\text{раб}}$ , в течение которого напряжение изменяется по линейному закону, и обратного хода  $t_{\text{обр}}$ , в течение которого напряжение возвращается к исходному значению. Закон изменения напряжения за время обратного хода обычно несуществен.

Различают положительное и отрицательное, а также линейно нарастающее и линейно спадающее напряжения. На рис. 4.13 приведены положительные нарастающее (а), спадающее (б) и отрицательные спадающее (в) и нарастающее (г) напряжения.

Для получения линейно изменяющегося напряжения в схеме генератора необходимо обеспечить в течение времени  $t_{\text{раб}}$  заряд или разряд некоторого конденсатора большой емкости постоянным током. Действительно, если  $I_c = \text{const}$ , то напряжение на конденсаторе

$$U_c = \int_{t_1}^{t_2} (I_c / C) dt = (I_c / C)(t_2 - t_1),$$

т.е. для получения идеальной линейности напряжения на конденсаторе  $U_c$  ток заряда его должен быть постоянным. Напряжение  $U_c$  для большинства генераторов является выходным или передается на выход через повторитель.

Требование постоянства тока  $I_c$  вытекает также из выражения для скорости заряда (разряда) конденсатора постоянным током:

$$dU_c / dt = I_c / C.$$

Чтобы оценить степень линейности напряжения за время рабочего хода  $t_{\text{раб}}$ , вводят коэффициент нелинейности

$$K_H = \frac{(dU_c / dt)_{t=t_1} - (dU_c / dt)_{t=t_2}}{(dU_c / dt)_{t=t_1}}.$$

Подставляя в формулу, получаем

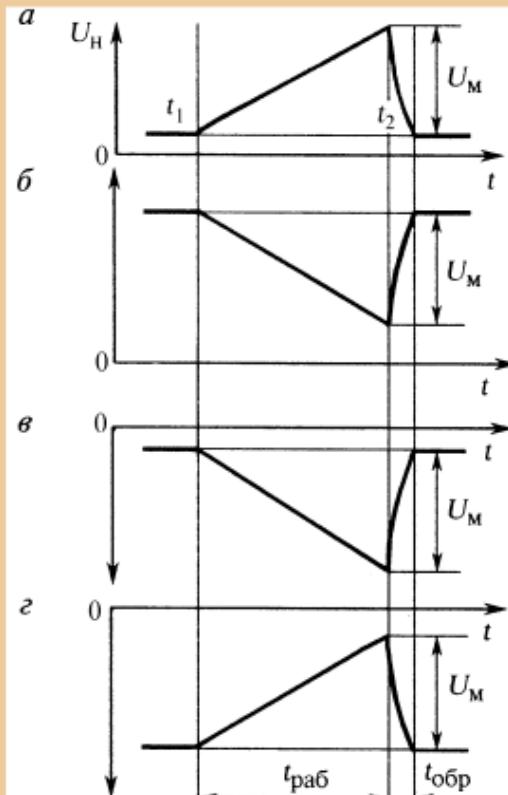


Рис. 4.13. Положительные нарастающие (а), спадающие (б), отрицательные спадающие (в) и нарастающие (г) напряжения

$$K_H = \frac{I_c(t_1) - I_c(t_2)}{I_c(t_1)}. \quad (4.2)$$

Простейшим пассивным генератором линейно изменяющегося напряжения может служить  $RC$ -цепь (рис. 4.14, а), на вход которой подается прямоугольный импульс напряжения с амплитудой  $E_{\text{вх}}$  (рис. 4.14, б), а выходное напряжение снимается с конденсатора большой емкости. Такая  $RC$ -цепь называется интегрирующей, так как ее выходное напряжение пропорционально интегралу входного. Действительно,

$$U_{\text{вых}} = U_c = \frac{1}{C} \int I_c dt.$$

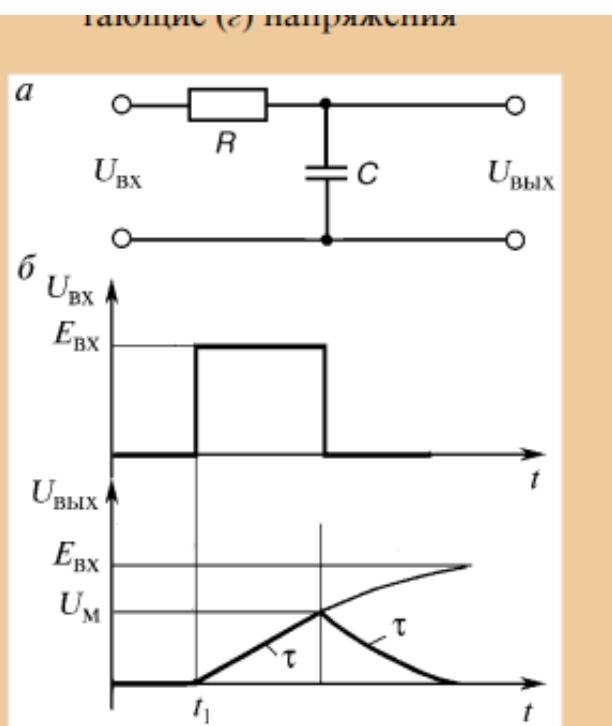


Рис. 4.14. Интегрирующая  $RC$  цепочка

Учитывая, что  $I_R = I_c = U_R/R = (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}})/R$ , можно записать

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{RC} \int (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}) dt = \frac{1}{RC} \int U_{\text{вх}} dt - \frac{1}{RC} \int U_{\text{вых}} dt. \quad (4.3)$$

Первый член в (4.3) характеризует полезный результат операции интегрирования, а второй — определяет ошибку. Ошибка интегрирования уменьшается с увеличением постоянной времени  $\tau = RC$ , однако при этом уменьшается и первый член выражения, определяющий  $U_{\text{вых}}$ .

Таким образом,  $RC$ -цепь (рис. 4.14, а) может обеспечить достаточную точность операции интегрирования, а следовательно, приемлемую линейность выходного напряжения лишь при выполнении условия:  $U_{\text{вх}} \gg U_{\text{вых}}$ .

При поступлении скачка напряжения  $E_{\text{вх}}$  на вход цепи (момент времени  $t_1$  на рис. 4.14, б) напряжение на выходе цепи  $U_{\text{вых}}(t_1) = U_c(t_1)$  скачком измениться не может.

Затем конденсатор заряжается с постоянной времени  $\tau = RC$ , а напряжение  $U_{\text{вых}} = U_c$  с той же постоянной возрастает по экспоненте, стремясь к уровню

$$U_{\text{вых}}(t) = E_{\text{вх}} \left(1 - e^{-t/\tau}\right),$$

и к моменту времени  $t_2$ , когда происходит обратный скачок вход-

ногого напряжения, достигает значения  $U_M = E_{\text{вх}} \left(1 - e^{-t_i/\tau}\right)$  — длительность входного импульса напряжения.

При  $t_i \ll \tau$ :

$$U_M \approx E_{\text{вх}} t_i / \tau = E_{\text{вх}} t_{\text{раб}} / \tau,$$

т.е. по мере увеличения  $t_i$  экспоненциальное выходное напряжение цепи все больше отклоняется от прямой линии, а это отклонение наступает тем раньше, чем меньше постоянная времени  $\tau$ . Записав

$$I_c(t_1) = E_{\text{вх}} / R,$$

$$I_c(t_2) = E_{\text{вх}} t_i / \tau,$$

из выражения (4.2) найдем коэффициент нелинейности цепи

$$K_i \approx t_i / \tau = t_{\text{раб}} / \tau.$$

После момента времени  $t_2$  конденсатор разряжается с постоянной времени  $\tau = RC$ , а выходное напряжение с той же постоянной спадает по экспоненте к нулю.

Интегрирующая пассивная цепь — составная часть активных генераторов линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН), обеспечивающих приемлемую линейность выходного напряжения при  $U_M > E_{\text{вх}}$ . Схема простейшего транзисторного генератора линейно возрастающего напряжения (*а*) и временные диаграммы ее входного и выходного напряжений (*б*) приведены на рис. 4.15.

В исходном состоянии транзистор находится в режиме насыщения. Пренебрегая остаточным напряжением на электродах насыщенного транзистора, можно принять  $U_c(0) \approx 0$ . В момент времени  $t_1$  транзистор под действием входного импульса запирается и конденсатор  $C$  заряжается с постоянной времени  $\tau_{\text{зар}} = R_k C$ . Напряжение  $U_{\text{вых}} = U_c$  возрастает по экспоненте с той же постоянной времени, стремясь к значению  $E_k$ .

В момент времени  $t_2$  окончания входного импульса транзистор снова открывается и конденсатор разряжается через выходное сопротивление открытого транзистора  $R_{\text{вых э}}$ , включенного с общим эмиттером. Выходное напряжение уменьшается, стремясь к нулю, с постоянной времени  $\tau_{\text{разр}} = (R_k \parallel R_{\text{вых э}})C < \tau_{\text{зар}}$ .

При  $t_i \ll \tau_{\text{зар}}$  изменение выходного напряжения в течение времени  $t_i = t_2 - t_1$  можно считать линейным:

$$U_M = U_{\text{вых}}(t_2) \approx E_k t_i / \tau_{\text{зар}} \equiv E_k K_H.$$

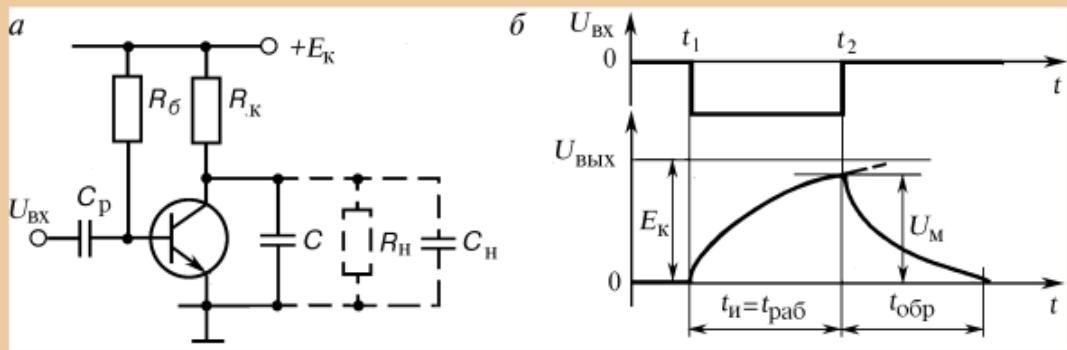


Рис. 4.15. Транзисторный генератор линейно возрастающего напряжения (а) и временные диаграммы входного и выходного напряжений (б)

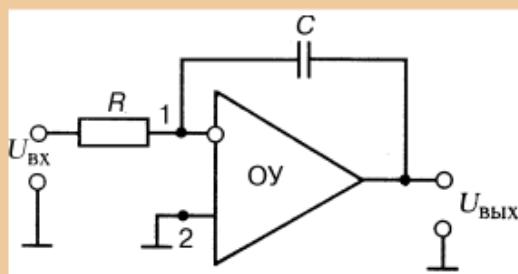


Рис. 4.16. Генератор линейного напряжения на ОУ

Время обратного хода, определяемое до момента времени, когда транзистор входит в режим насыщения, определяется формулой

$$t_{обр} = t_{и} / (N - 1).$$

Таким образом, для уменьшения времени обратного хода следует увеличивать степень насыщения транзистора, однако при этом выходное напряжение генератора с подачей входного сигнала задерживается на время, обусловленное рассасыванием носителей в базе  $t_{рас}$ .

В настоящее время широко используется ГЛИН с отрицательной обратной связью на операционных усилителях. Схема интегратора на ОУ, выполняющего роль ГЛИН с управлением от внешнего источника  $U_{вх}$ , приведена на рис. 4.16.

Интегрирующий конденсатор  $C$  большой емкости включен в цепь отрицательной обратной связи ОУ. Поэтому в процессе его перезаряда напряжения непосредственно на входах 1 и 2 ОУ равны, т.е.  $U_1 = U_2 = 0$ .

Тогда ток, протекающий через резистор  $R$ , равен

$$I_R = U_{вх} / R,$$

а ток, протекающий через конденсатор  $C$ :

$$I_c \approx U_c C / t = U_{вых} C / t.$$

Поскольку токи  $I_R$  и  $I_c$  представляют собой один и тот же ток в цепи конденсатора ( $R_{вх\text{ ОУ}} \rightarrow \infty$ ), то можно записать  $I_R = I_c = I$  или

$$\frac{U_{вх}}{R} = \frac{U_{вых}}{t} = C.$$

Откуда найдем  $U_{вых1} = U_{вх} t / RC$ .

На рис. 4.17, а приведена схема автоколебательного ГЛИН. Операционный усилитель ОУ<sub>1</sub> работает как компаратор напряжения, переключающийся в тот момент времени, когда напряжение на его не-

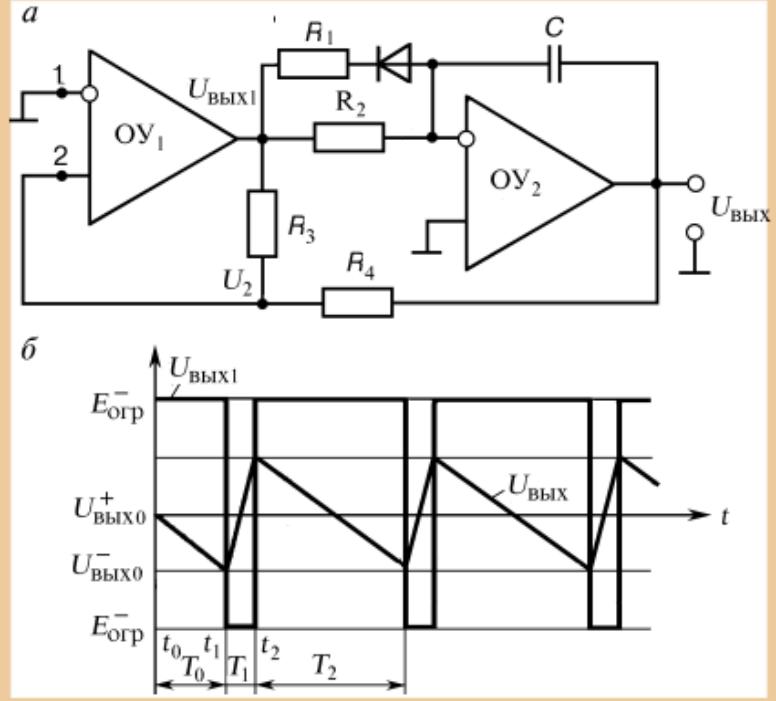


Рис. 4.17. Автоколебательный ГЛИН на ОУ (а) и временные диаграммы (б)

инвертирующем входе  $U_2$  изменяет свой знак ( $U_2 = 0$ ). Напряжение  $U_2$  в свою очередь зависит от напряжения на выходе схемы  $U_{\text{вых}}$ .

Операционный усилитель ОУ<sub>2</sub> представляет собой интегратор (рис. 4.16), управляемый напряжением  $U_{\text{вых}1}$  на выходе компаратора.

При напряжении  $U_{\text{вых}1} = E_{\text{огр}}^+$  выходное напряжение спадает по линейному закону:  $U_{\text{вых}}(t) \approx -E_{\text{огр}}^+ t / \tau$  (рис. 4.17, б)

В момент времени  $t_1$  напряжение  $U_{\text{вых}}$  достигает значения  $U_{\text{вых}0}^- = -E_{\text{огр}}^+ T_0 / \tau$ , при котором  $U_2$  становится равным нулю, т.е.

$$U_2 = -|U_{\text{вых}0}^-| + (E_{\text{огр}}^+ + |U_{\text{вых}0}^-|)\gamma = 0, \quad (4.4)$$

где  $\gamma = R_4 / (R_3 + R_4)$ .

Напряжение  $U_{\text{вых}1}(t_1)$  компаратора скачком изменяется от  $E_{\text{огр}}^+$  до  $E_{\text{огр}}^-$  и после момента времени  $t_1$  напряжение  $U_{\text{вых}}$  изменяется почти по линейному закону от  $U_{\text{вых}0}^-$  до  $U_{\text{вых}0}^+$ .

Амплитуда выходного напряжения схемы:

$$|U_m| = |U_{\text{вых}0}^-| + |U_{\text{вых}0}^+| = (E_{\text{огр}}^+ + |U_{\text{вых}0}^-|)T_1 / \tau',$$

где  $\tau' = (R_1 \parallel R_2)C$ , так как диод открыт.

Из этого выражения следует, что

$$T_1 t_{\text{обр}} = \frac{|U_m| \tau'}{E_{\text{огр}}^+ + |U_{\text{вых}0}^-|}. \quad (4.5)$$

При достижении напряжением  $U_{\text{вых}}^+$  уровня  $U_{\text{вых}0}^+$  будем иметь:

$$U_2 = U_{\text{вых}0}^+ - (|E_{\text{огр}}^-| + U_{\text{вых}0}^+) \gamma = 0. \quad (4.6)$$

Компаратор ОУ<sub>1</sub> срабатывает, его выходное напряжение в момент времени  $t_2$  изменяется скачком от  $E_{\text{огр}}^-$  до  $E_{\text{огр}}^+$ , а выходное напряжение схемы после момента времени  $t_2$  линейно падает от  $U_{\text{вых}0}^+$  до  $U_{\text{вых}0}^-$ . Амплитуда выходного напряжения схемы определяется выражением

$$|U_m| = U_{\text{вых}0}^+ + |U_{\text{вых}0}^-| = (|E_{\text{огр}}^-| + U_{\text{вых}0}^+) T_2 / \tau',$$

откуда

$$T_2 = t_{\text{раб}} = U_m \tau' / (|E_{\text{огр}}^-| + U_{\text{вых}0}^+). \quad (4.7)$$

Из выражений (4.4) и (4.6) найдем, что  $|U_{\text{вых}0}^-| = E_{\text{огр}}^+ \gamma$ ,  $U_{\text{вых}0}^+ = |E_{\text{огр}}^-| \gamma$ , а следовательно, амплитуда выходного сигнала

$$U_m = |U_{\text{вых}0}^-| + U_{\text{вых}0}^+ = (E_{\text{огр}}^+ + |E_{\text{огр}}^-|) \gamma.$$

При  $E_{\text{огр}}^+ = |E_{\text{огр}}^-| = E_{\text{огр}}$  получим

$$U_m = 2E_{\text{огр}}. \quad (4.8)$$

Подставляя  $U_m$  из выражения (4.8) в (4.5) и (4.7), получим:

$$T_1 = t_{\text{огр}} = 2\tau' \gamma \lambda, \quad T_2 = t_{\text{раб}} = 2\tau' \gamma \lambda, \quad \text{где } \lambda = E_{\text{огр}} / (E_{\text{огр}} + U_{\text{вых}0}).$$

Генераторы линейно изменяющегося тока используются в основном для создания временной развертки в отклоняющих катушках электронно-лучевых трубок. Одним из способов получения линейно изменяющегося тока является использование ГЛИН с большим внутренним сопротивлением  $R_g$ . Тогда форма тока катушки, на которую нагружен такой генератор, не будет зависеть от параметров катушки. Такой способ можно реализовать в схеме (рис. 4.18), представляющей собой операционный усилитель, в цепь отрицательной обратной связи которого включена катушка индуктивности.

Тогда при подаче на вход ОУ с  $R_{\text{вх oy}} \rightarrow \infty$  линейно изменяющегося напряжения через элементы  $R$  и  $L$  протекает один и тот же ток  $I = I_R = I_L$ . Учитывая, что в ОУ с обратной связью напряжения на входах 1 и 2 одинаковы, т.е.  $U_1 = U_2 = 0$ , можно записать:  $I_L = I_R = U_{\text{вх}} / R$ .

Таким образом, в цепи катушки будет протекать ток, форма которого определяется линейно изменяющимся входным напряжением.

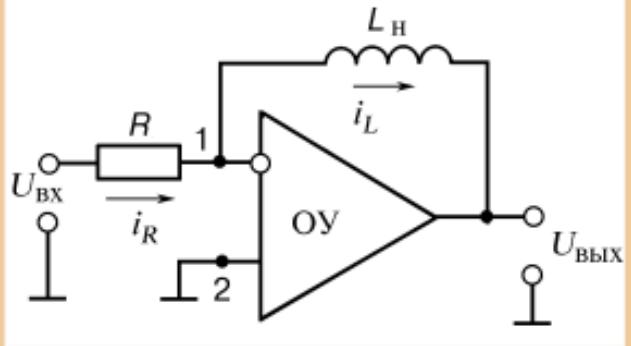


Рис. 4.18. Генератор линейно изменяющегося тока

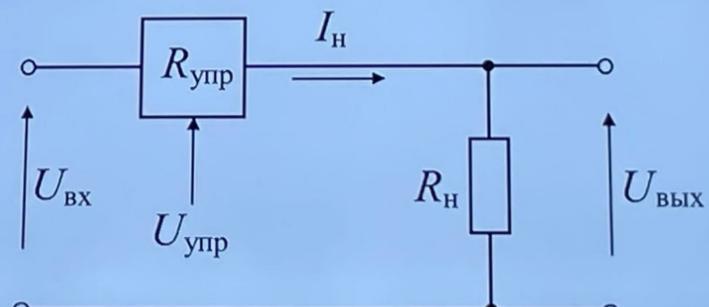
### 37. Источники опорного напряжения. Схемы сдвига уровня.

#### Стабилизаторы постоянного напряжения

Стабилизаторы, в которых регулирующее сопротивление включено последовательно с нагрузкой, называются **стабилизаторами последовательного типа**.

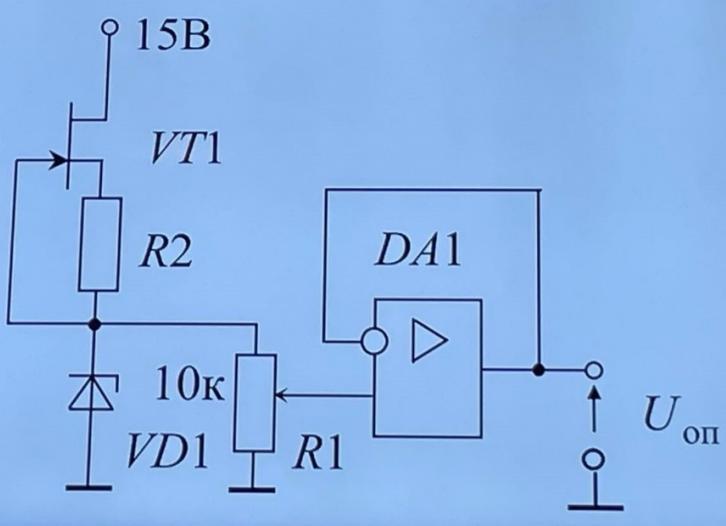
$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - I_{\text{н}} R_{\text{упр}},$$

где  $R_{\text{упр}}$  – сопротивление управляемого элемента, например, транзистора, откуда видно, что, меняя сопротивление  $R_{\text{упр}}$ , можно поддерживать напряжение  $U_{\text{вых}}$  постоянным при изменении  $R_{\text{н}}$  и  $U_{\text{вх}}$ .



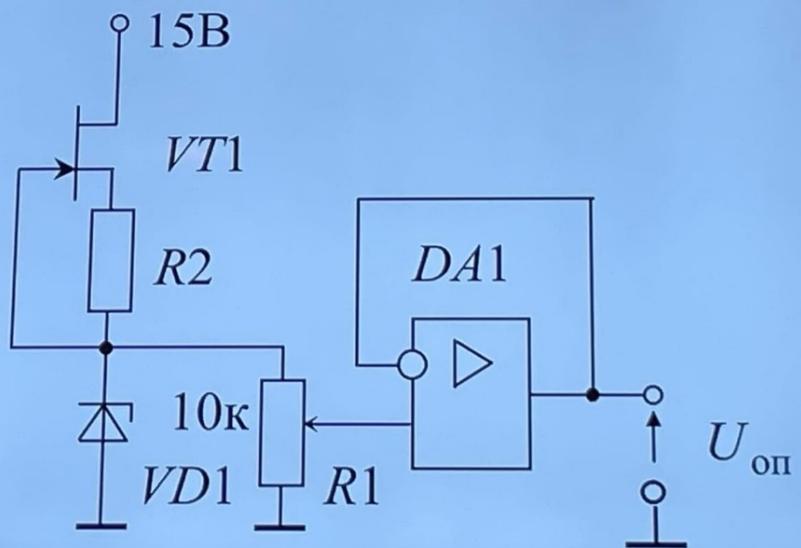
#### Источник опорного напряжения

Рассмотрим пример построения источника опорного напряжения с применением прецизионного кремниевого стабилитрона КС196Г. При токе стабилизации  $I_{\text{ст}} = 10 \text{ мА}$  он имеет следующие характеристики:  $U_{\text{ст}}=9 \text{ В}$ ,  $r_{\text{ст}}=18 \text{ Ом}$ .



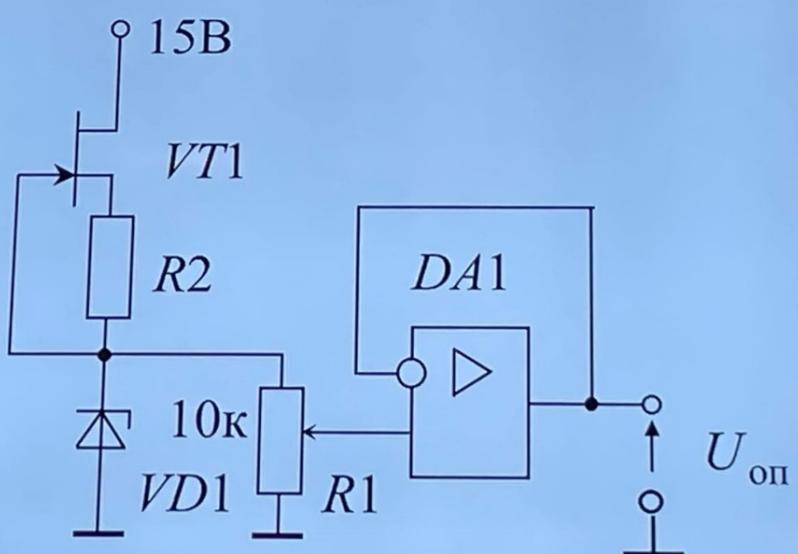
### Источник опорного напряжения

Балластный резистор заменен стабилизатором тока на полевом транзисторе  $VT1$  с высоким внутренним сопротивлением. Регулирование выходного напряжения осуществляется потенциометром  $R1$ .



### Источник опорного напряжения

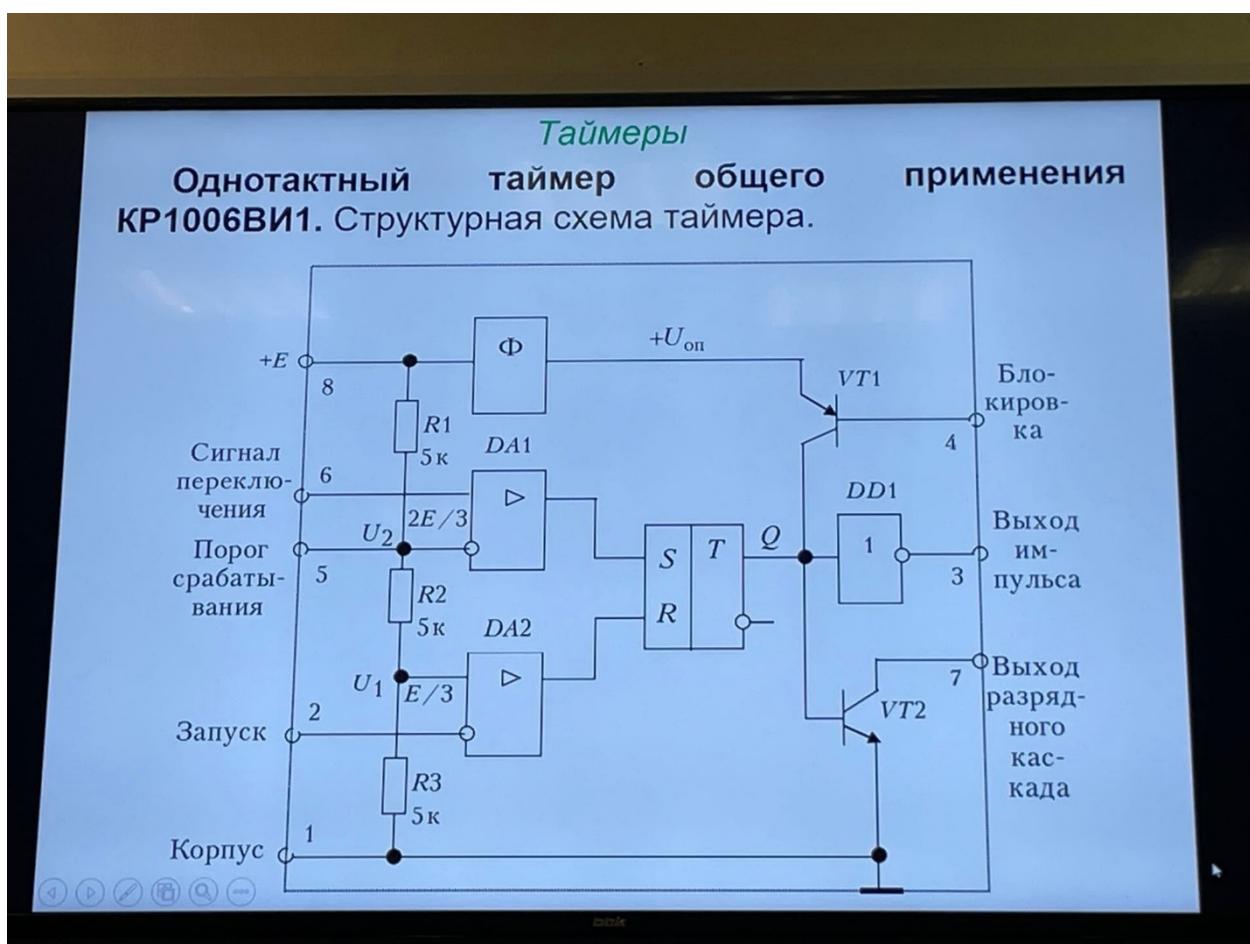
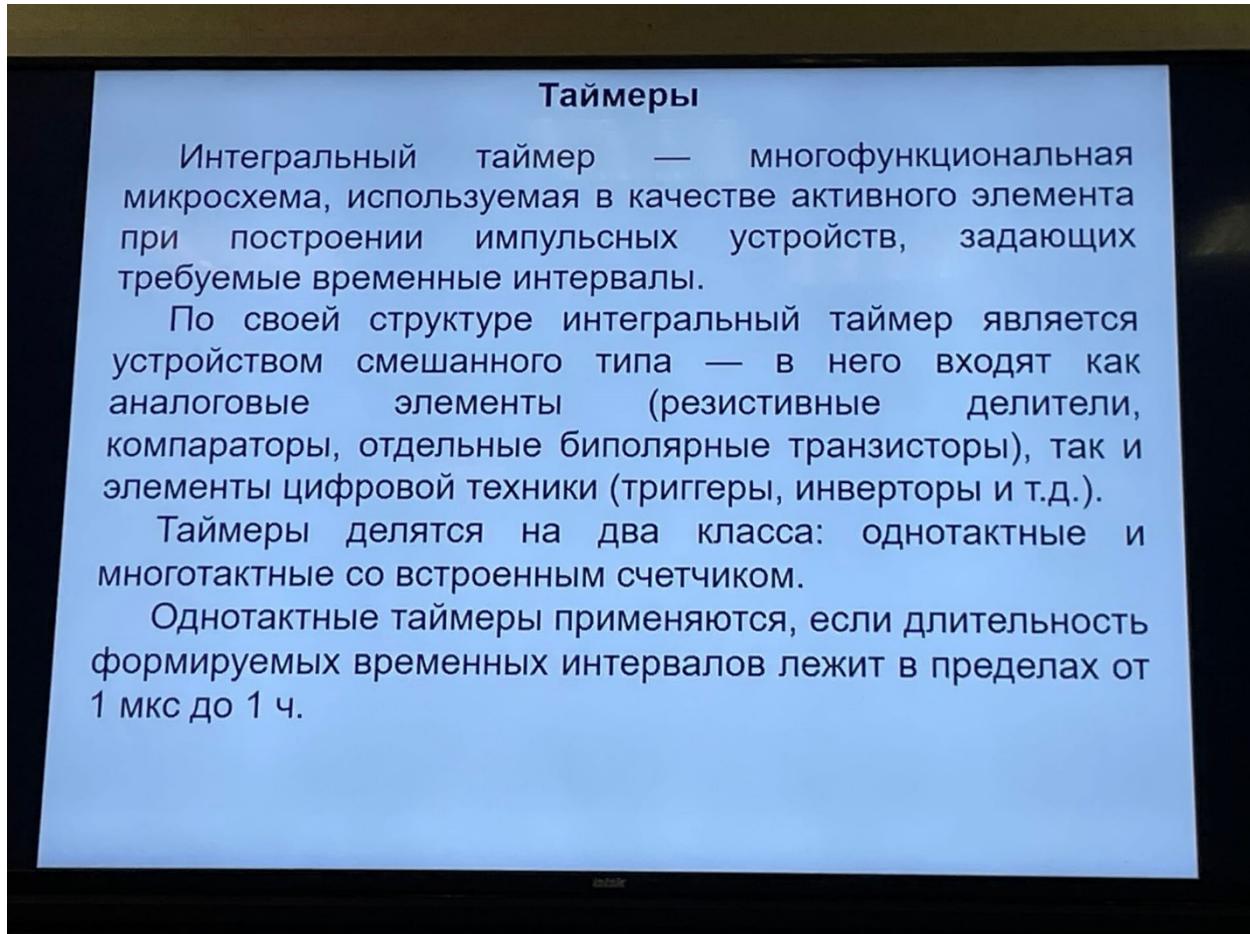
Малое выходное сопротивление источника опорного напряжения обеспечивает повторитель напряжения на операционном усилителе  $DA1$ .



## *Источник опорного напряжения*

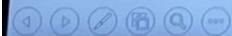
Источники опорного напряжения с хорошей временной и температурной стабильностью  $U_{\text{оп}}$  требуются, в частности, для построения аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей.

### 38. Интегральные таймеры. Внутренняя структура. Реализация генераторов импульсов на таймерах.



## Таймеры

Таймер содержит: делитель на прецизионных резисторах  $R1$ ,  $R2$ ,  $R3$  по 5 кОм, при этом пороговые уровни, поступающие на компараторы  $DA1$  и  $DA2$ , соответственно равны  $U_1 = 0,33E$ ,  $U_2 = 0,66E$ ; формирователь  $\Phi$ , который из напряжения питания  $+E$  формирует постоянное опорное напряжение ( $U_{\text{оп}} < E$ ) для питания цепи блокировки; компараторы напряжения  $DA1$  и  $DA2$ ;  $RS$ -триггер; инвертор  $DD1$ , обеспечивающий повышение мощности выходного сигнала; транзистор  $VT1$ , предназначенный для блокировки (при необходимости) интегрального таймера; транзистор  $VT2$ , выполняющий в импульсных устройствах с применением интегрального таймера функцию разрядного элемента.



back

После включения источника питания  $+E$  на резисторе  $R3$  вырабатывается напряжение  $U_1$ , задающее порог срабатывания компаратора  $DA2$ , в точке соединения резисторов  $R1$  и  $R2$  образуется напряжение  $U_2$ , задающее порог срабатывания компаратора  $DA1$ .

Так как резистор  $R1$  имеет внешние выводы (5 и 8), то уровни  $U_1$  и  $U_2$ , выбранные в исходном состоянии как  $E/3$  и  $2E/3$  соответственно, можно изменять в небольших пределах путем включения внешнего резистора между указанными выводами.

Для того чтобы исключить влияние внешних наводок на пороговые напряжения и поддерживать уровни  $U_1$  и  $U_2$  постоянными, к контакту 5 часто подключают внешний фильтрующий конденсатор емкостью около 0,01 мкФ.

Компаратор  $DA2$  срабатывает только в том случае, если напряжение на его инвертирующем входе станет меньше  $U_1$ .

Компаратор  $DA1$  срабатывает в том случае, когда напряжение на его неинвертирующем входе превысит значение  $U_2$ .

Выходные сигналы компараторов  $DA1$  и  $DA2$  управляют состоянием  $RS$ -триггера. Если на выходе  $RS$ -триггера уровень напряжения соответствует логической 1, то на выходе инвертора  $DD1$  напряжение равно логическому 0.

При этом сигналом логической 1 с выхода  $RS$ -триггера эмиттерный переход  $VT2$  смещается в прямом направлении и  $VT2$  включается. Если на выходе  $RS$ -триггера сигнал логического 0, то на выходе  $DD1$  формируется сигнал логической 1. Транзистор  $VT2$  при этом выключается, и таким образом меняется состояние разрядного транзистора.

Возможен особый режим — режим блокировки, когда выходное напряжение инвертора зафиксировано на уровне логического 0 и импульсный сигнал на выходе не создается независимо от того, воздействуют или не воздействуют логические сигналы на  $RS$ -триггер. Блокировка обеспечивается следующим образом. При работе генераторов на интегральном таймере на его вход 4, называемый входом блокировки (то есть на базу  $VT1$ ), должно подаваться постоянное напряжение несколько большего уровня, чем  $U_{оп}$ . При этом  $VT1$  заперт и не влияет на работу остальных элементов устройства.

### 39. Аналоговые перемножители. Простейший перемножитель на базе дифференциального каскада: принцип работы, основные недостатки.

Аналоговые перемножители (АП) предназначены для операции перемножения двух аналоговых величин - токов или напряжений. На их основе могут быть построены схемы удвоителей частоты, балансных модуляторов, фазовых детекторов, смесителей, усилителей с электронной регулировкой усиления и многие другие радиотехнические и электротехнические схемы.

Выполняемую перемножителем функцию можно представить как

$$U_{\text{вых}} = K U_X U_Y,$$

где  $K$  – масштабный коэффициент перемножения, имеющий размерность [1/В].

Идеальный перемножитель имеет бесконечное входное сопротивление, нулевое выходное сопротивление и частотно-независимый масштабный коэффициент, который не зависит ни от  $U_X$ , ни от  $U_Y$ . Его выходное напряжение равно нулю, когда хотя бы одно из входных напряжений равно нулю – то есть, напряжение смещения, дрейф и шум отсутствуют.

Реальные перемножители являются только приближениями идеального устройства, имеют конечные (не нулевые) значения напряжения смещения, дрейфа и шума, и что наиболее важно – зависимость масштабного коэффициента от входных напряжений и частоты.

В настоящее время при проектировании АП наибольшее распространение получили перемножители, построенные на дифференциальных транзисторных парах. Иногда этот метод называют «метод переменной крутизны». Он основан на использовании экспоненциальных свойств биполярных транзисторов: изменение входного напряжения на базах дифференциальной пары транзисторов приводит к экспоненциальному изменению<sup>6</sup> токов коллекторов и вызывает пропорциональное изменение крутизны.

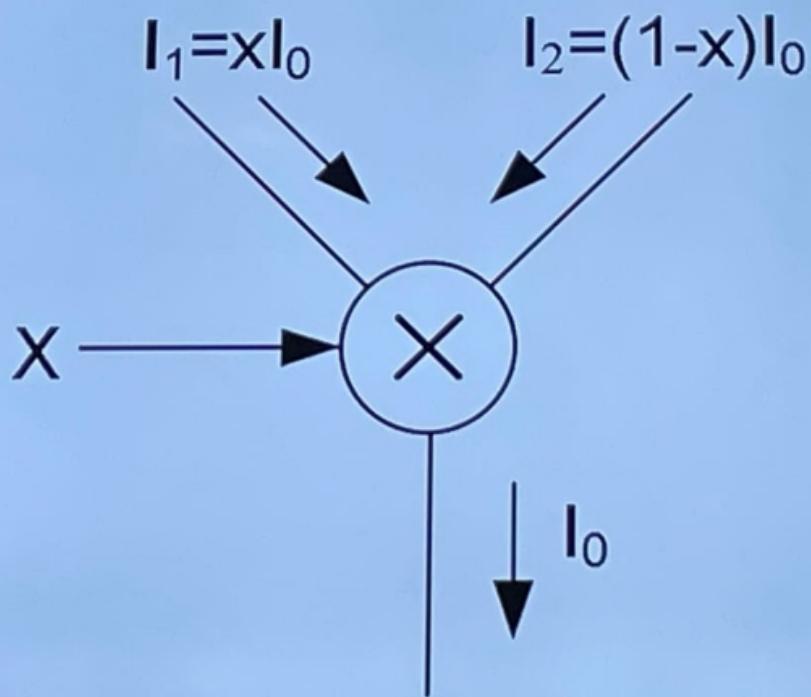
Суть этого метода заключается в том, что выходной дифференциальный ток управляемого линейного делителя тока пропорционален произведению входных величин.

Выходные токи и их разность соответственно равны

$$I_1 = xI_0; I_2 = (1-x)I_0; I_1 - I_2 = (2x - 1)I_0.$$

Если положить, что  $X = k_X(2x - 1)$ , а  $Y = k_YI_0$ , то

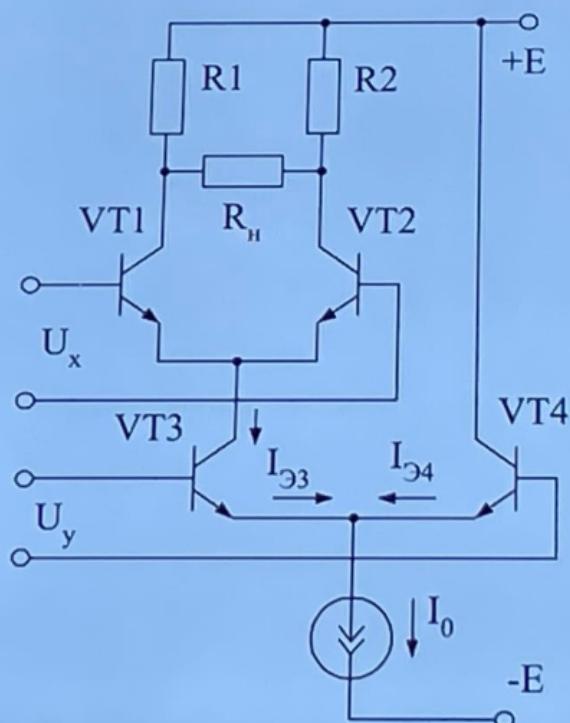
$$Z = k_Z(I_1 - I_2) = (k_Z/k_Xk_Y)XY.$$



Управляемые делители тока хорошо работают на высоких частотах, кроме того относительно просто реализуются в интегральном исполнении.

Простейший способ реализации управляемого напряжением делителя тока заключается в использовании симметричного дифференциального каскада.

По своему действию дифференциальный каскад на транзисторах VT1 и VT2 подобен усилителю с общим эмиттером, только токи эмиттеров указанных транзисторов не зависят от входных напряжений.



Разность токов коллекторов транзисторов VT1 и VT2 пропорциональна не только входному дифференциальному напряжению  $U_x$ , но и току эмиттера транзистора VT3 -  $I_{\text{Э}3}$ . Ток  $I_{\text{Э}3}$  можно регулировать подачей напряжения между базами транзисторов VT3 и VT4.

Если резисторы  $R_1$  и  $R_2$  равны, то напряжение на сопротивлении  $R_H$  может быть представлено следующим образом:

$$U_{\text{вых}} = \frac{I_0 R_H}{2} \left[ \operatorname{th}\left(\frac{U_X}{2\varphi_T}\right) \times \operatorname{th}\left(\frac{U_Y}{2\varphi_T}\right) \right],$$

$\varphi_T$  – температурный потенциал.

Из выражения следует, что зависимость выходного напряжения от входных сигналов существенно нелинейная. Разложив гиперболический тангенс в ряд и, ограничившись первым членом разложения, получим выражение:

$$U_{\text{вых}} \approx \frac{I_0 R_H}{8\varphi_T^2} U_X U_Y.$$

## 40. Типовая ИМС аналогового перемножителя: внутренняя структура, варианты применения.

Разработано несколько способов построения аналоговых перемножителей: логарифмирующие, квадратирующие, с широтноимпульсной модуляцией и др., однако в интегральных микросхемах преимущественно применяется метод построения перемножителей на принципе переменной крутизны. Базовая схема перемножителя с переменной крутизной приведена на рис 6.2, а, а его упрощенная структурная схема изображена на рис.6.2, б.

Метод переменной крутизны основан на зависимости крутизны биполярного транзистора от тока эмиттера. С этой целью в схему введен дифференциальный каскад, на вход которого подается сигнал  $U_x$ . Выходное напряжение дифференциального каскада пропорционально произведению крутизны  $S$  на входное напряжение  $U_x$ :

$$U_{\text{вых}} = S R_H U_x \quad (6.3)$$

где  $R_H$  – сопротивление нагрузки.

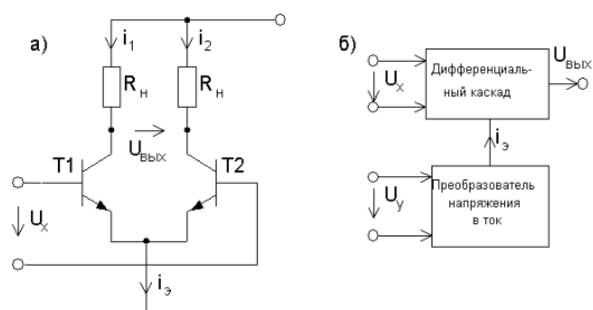


Рис.6.2. Упрощенная схема перемножителя с переменной крутизной:

Принципиальная (а) и структурная (б)

Для регулирования крутизны дифференциального каскада в схему введен преобразователь напряжения  $U_y$  в ток  $i_3$  на транзисторе  $T_3$ . При достаточно большом значении сопротивления  $R_3$  ток эмиттера транзистора  $T_3$  можно определить по формуле

$$i_3 = U_y / R_3$$

Если оба входных напряжения равны нулю, т.е.  $u_x = u_y = 0$ , то все токи одинаковы:  $i_1 = i_2 + i_3 = i_4 = i_0$ . В этом случае выходное напряжение  $u_{\text{вых}}$  также равно нулю. Если же, например  $u_y > 0$ , то токи  $i_1$  и  $i_2$  увеличиваются, а  $i_3$  и  $i_4$  уменьшаются. При малом  $u_x$  связи между токами и напряжениями можно представить в виде:

$$i_1 = i_2 = i_0(1 + \kappa_x u_x); \quad i_3 = i_4 = i_0(1 - \kappa_x u_x), \quad (6.8)$$

где  $\kappa_x$  – коэффициент пропорциональности. Подставив (6.8) в (6.7) получим, что и в этом случае  $u_{\text{вых}} = 0$ .

При  $u_x = 0$  и  $u_y > 0$ , приняв, что

$$i_1 = i_4 = i_0(1 + \kappa_y u_y), \quad i_2 = i_3 = i_0(1 - \kappa_y u_y), \quad (6.9)$$

также получим  $u_{\text{вых}} = 0$ .

Наконец, если оба напряжения не равны нулю, то по аналогии с (6.8) и (6.9), записав

$$i_1 = i_0(1 + \kappa_x u_x)(1 + \kappa_y u_y);$$

$$i_2 = i_0(1 + \kappa_x u_x)(1 - \kappa_y u_y);$$

(6.10)

$$i_3 = i_0(1 - \kappa_x u_x)(1 - \kappa_y u_y);$$

$$i_4 = i_0(1 - \kappa_x u_x)(1 + \kappa_y u_y)$$

и подставив (6.10) в (6.7), найдем

$$u_{\text{вых}} = 4\kappa_x \kappa_y R_H i_0 u_x u_y = k_\pi u_x u_y \quad (6.11)$$

где  $k_\pi = 4\kappa_x \kappa_y R_H i_0$  – коэффициент пропорциональности.

Преобразование симметричного выхода перемножителя в несимметричный в специализированных микросхемах выполняют при помощи дифференциального усилителя на ОУ. Схема подключения такого усилителя приведена на рис.6.3, б. Коэффициент передачи такого усилителя равен отношению  $R_o/R_1$ .

**Применение перемножителей.** Как уже отмечалось, микросхемы перемножителей находят применение в различных электронных устройствах. Кроме того, они входят составной частью во многие специализированные микросхемы и узлы. Столь широкое применение ИМС перемножителей обусловлено прежде всего тем, что нелинейная операция перемножения приводит к изменению спектра выходного сигнала. Так, например, если оба сигнала  $U_x$  и  $U_y$  гармонические, но с разной частотой  $\omega_x$  и  $\omega_y$ , то

$$U_x = U_{mx} \cos(\omega_x t), U_y = U_{my} \cos(\omega_y t) \quad (6.12)$$

В результате перемножения этих сигналов на выходе перемножителя образуются два сигнала, один из которых имеет суммарную, а другой – разностную частоту

$$U_{\text{вых}}(t) = 0,5K_n U_{mx} U_{my} [\cos(\omega_x - \omega_y) + \cos(\omega_x + \omega_y)] \quad (6.13)$$

Амплитуды сигналов одинаковы и равны  $0,5K_n U_{mx} U_{my}$ . В то же время на выходе перемножителя отсутствуют сигналы с частотами перемножаемых сигналов. Такое преобразование двух сигналов является операцией балансной модуляции. Если же на оба входа перемножителя подать один и тот же сигнал  $U_x = U_y = U_m \cos \omega t$ , то выходное напряжение будет содержать постоянную составляющую и сигнал удвоенной частоты

$$U_{\text{вых}}(t) = 0,5K_n U_m^2 (1 + \cos 2\omega t) \quad (6.14)$$

Если отфильтровать постоянную составляющую, то получится схема удвоения частоты.

**Квадратор.** Если в формуле (6.14) с помощью конденсатора отфильтровать переменную составляющую, то получим величину пропорциональную квадрату входного напряжения:

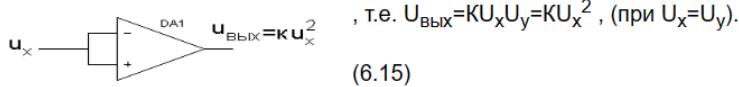
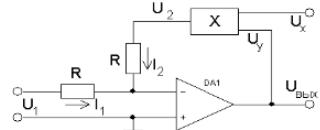


Рис.6.4. Квадратор.

**Аналоговые делители.** Как известно, деление – действие обратное умножению.

Рис.6.5. Схема деления на ОУ.



Здесь  $U_1$  – одно из входных напряжений, которое надо поделить на второе входное напряжение  $U_x$ .

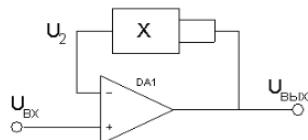
Из приведенного рисунка видно, что  $U_2 = K U_x U_y$ , но с другой стороны  $U_2 = K U_x U_{\text{вых}}$ . Далее ток  $I_1 = U_1/R$ ; ток  $I_2 = U_2/R$ . Но эти токи по модулю равны друг другу, как и в любой схеме на ОУ (из-за ее большого входного сопротивления). Т.е.  $I_1 = I_2$ , следовательно  $U_1 = U_2$  или  $U_1 = K U_x U_{\text{вых}}$ , отсюда следует, что

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_1}{K U_x} \quad (6.16)$$

**Извлечение квадратного корня.** Извлечение квадратного корня является обратной операцией возведения в квадрат. Поэтому, чтобы произвести операцию извлечения, необходимо в обратную связь схемы на рис. 6.6. поместить квадратор. Из рисунка следует:  $U_2 = K U_{\text{вых}}^2$ , но  $U_{\text{вх}} = U_1 = U_2$  (как показано было выше).

$$\text{Значит: } U_{\text{вых}} = \sqrt{\frac{U_{\text{вх}}}{K}} \quad (6.17)$$

Рис.6.6. Схема извлечения квадратного корня.



Кроме этих применений, перемножители можно использовать для вычисления активной и реактивной мощности, определения фазового сдвига двух напряжений, деления частоты сигналов и во многих других случаях.

**СРОП-1.**