

## Оглавление

1. Классификация, основные параметры и характеристики, общая структурная схема усилителя. Понятие усилительного каскада.....	3
2. Режимы работы активных элементов усилительных каскадов. Схемы задания и стабилизации режима покоя в транзисторных каскадах.....	8
3. Программное обеспечение исследования и проектирования аналоговых электронных устройств.....	12
4. Классификация и способы осуществления обратной связи (ОС) .....	15
5. Влияние ОС на параметры и характеристики усилителя. Устойчивость усилителей с ОС.....	18
6. Простейшие усилительные каскады в режиме малого сигнала: анализ методом эквивалентных схем. ....	25
7. Каскады на биполярных транзисторах: схемы с общим эмиттером, общей базой, общим коллектором (коэффициент усиления, влияние элементов схемы на АЧХ).....	30
8. Режимы работы усилительных каскадов (A, B, AB, C, D). .....	41
9. Работа усилительного каскада в импульсном режиме. Способы коррекции АЧХ....	46
10. Простейшие каскады на полевых транзисторах. ....	49
11. Транзисторные дифференциальные усилительные каскады.....	56
12. Транзисторные источники тока. Токовые зеркала. ....	61
13. Выходные трансформаторные усилительные каскады. Однотактные и двухтактные схемы. ....	63
14. Бестрансформаторные выходные усилительные каскады. Двухтактные схемы усиления. ....	69
15. Многокаскадные усилители. Частотные и переходные искажения.....	73
16. Понятие идеального ОУ. Внутренняя структура ОУ. ....	75
17. Основные схемы включения ОУ. ....	77
18. Классификация ОУ, их параметры и характеристики. Особенности прецизионных и быстродействующих ОУ. ....	78
19. Типовые схемы на ОУ: суммирующий усилитель, дифференциальный усилитель, интегратор и дифференциатор, преобразователи ток-напряжение и напряжение-ток, логарифмический усилитель, компаратор напряжений.....	80
20. Активные выпрямители на ОУ. ....	88
21. Преобразователи сопротивления. Гираторы. ....	89
22. Обобщенное описание ФНЧ. Фильтры Баттерворта, Чебышева, Бесселя.....	91
23. Реализация активных ФНЧ на ОУ. Полосовые и заградительные фильтры на ОУ.	96

24. Измерительные (инструментальные) усилители. Усилители с дифференциальным входом и выходом. ....	100
25. Интегральные компараторы. Особенности структуры, основные параметры. Простейшая схема включения. ....	102
26. Триггеры на транзисторах и ОУ. ....	107
27. Триггеры Шмитта. ....	110
28. Простейшие ключи на биполярном и полевом транзисторе. ....	116
29. Аналоговые коммутаторы сигналов. ....	121
30. Избирательные усилители. Каскодные схемы. ....	124
31. Генераторы гармонических колебаний. Условия возникновения колебаний и условие стационарного режима. ....	129
32. LC-генераторы на транзисторах. Мягкий и жесткий режимы работы автогенератора. ....	132
33. Стабильность частоты колебаний автогенератора. Кварцевая стабилизация частоты. ....	134
34. RC-генераторы на транзисторах и ОУ. ....	138
35. Генераторы прямоугольных импульсов. Мультивибраторы на транзисторах и ОУ. ....	141
36. Генераторы линейно изменяющегося напряжения. Функциональные генераторы на ОУ. ....	146
37. Источники опорного напряжения. Схемы сдвига уровня. ....	147
38. Интегральные таймеры. Внутренняя структура. Реализация генераторов импульсов на таймерах. ....	154
39. Аналоговые перемножители. Простейший перемножитель на базе дифференциального каскада: принцип работы, основные недостатки. ....	159
40. Типовая ИМС аналогового перемножителя: внутренняя структура, варианты применения. ....	162

# 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 децибелах 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 децибелах 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 требуется усилители с полосой пропускания от 20 Гц до 20 кГц.

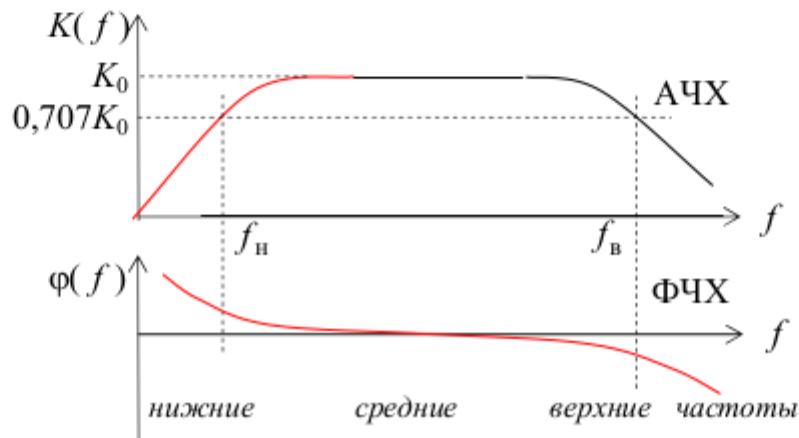


Рис. 1.2 – АЧХ и ФЧХ усилителя низких частот

## 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:

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

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-

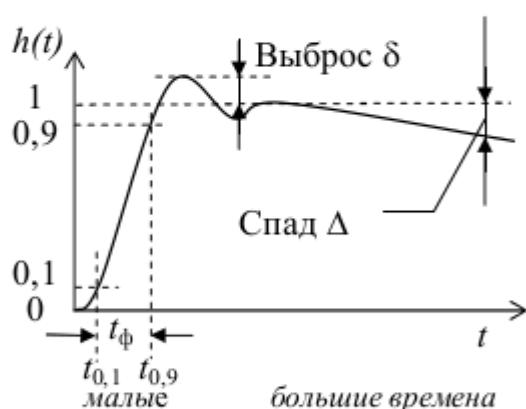


Рис. 1.3 – Переходная характеристика усилителя

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

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

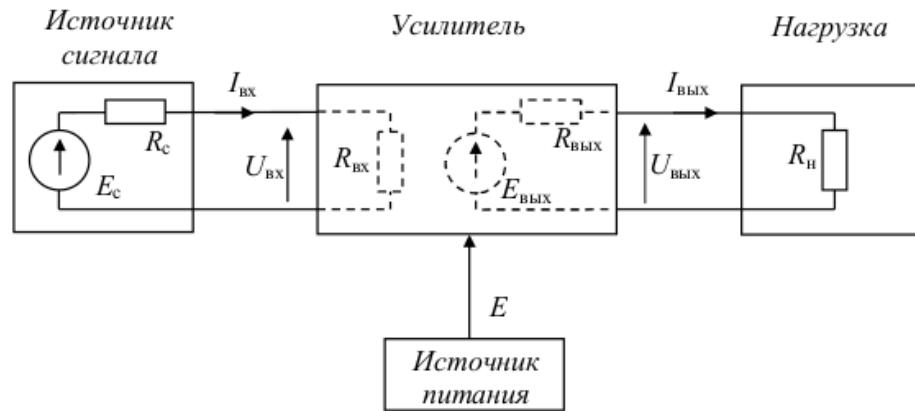


Рис. 1.1 – Структурная схема усилительного устройства

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.

О линейности усилителя можно судить и по его амплитудной характеристике (АХ), т.е. зависимости амплитуды выходного сигнала от амплитуды входного  $U_{m \text{ вых}} = f(U_{m \text{ вх}})$  (рис.

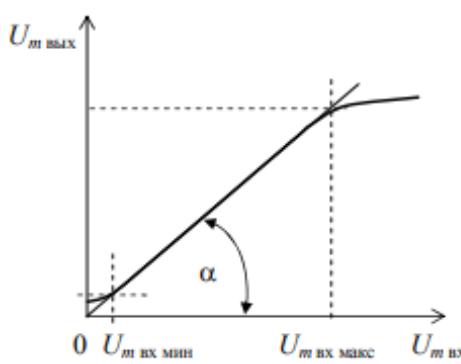


Рис. 1.4 – Амплитудная характеристика усилителя

1.4). Амплитудная характеристика снимается при подаче на вход усилителя гармонического сигнала частотой  $f$ , лежащей в полосе пропускания усилителя. Отношение выходного и входного напряжений равно  $K_0$ . Поэтому амплитудная характеристика, казалось бы, должна быть прямой линией, исходящей

из начала координат. Однако в действительности она совпадает с этой прямой только в средней части.

Начальный участок АХ отклоняется от прямой из-за наличия на выходе усилителя собственных помех. Основными из них являются фон, наводки и шумы, а в УПТ – еще и дрейф нуля. Они приводят к появлению напряжения на выходе усилителя даже при отсутствии входного сигнала.

## 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

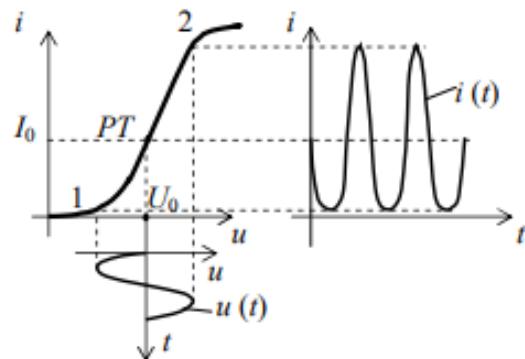


Рис. 1.5 – К пояснению статического и динамического режимов работы НЭ

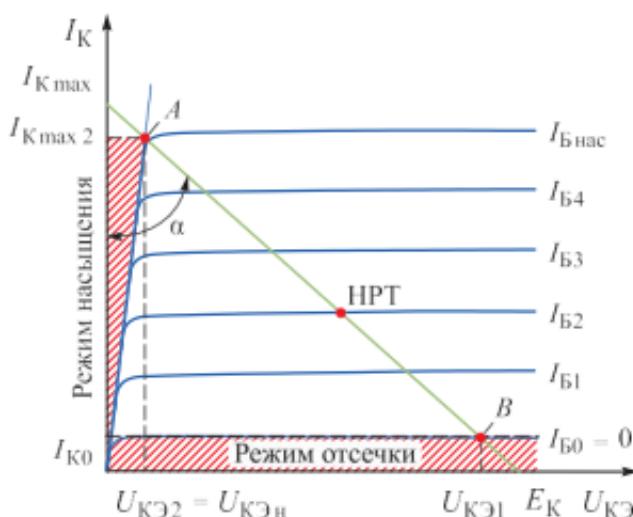
носит название **режима малого сигнала**. Когда размах сигнала соизмерим с протяженностью ВАХ или превышает ее, говорят, что нелинейный элемент работает в **режиме большого сигнала** (рис. 1.6, б). Кроме того, в практике радиотехнических устройств широко пользуются понятием **класса режима работы**. 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;  $U_{K\bar{E}}$  — напряжение на коллекторе транзистора;  $U_{K\bar{E}0}$  — начальное напряжение между коллектором и эмиттером;  $I_{K \max}$  — максимальный ток источника коллекторного питания;  $I_{K \max 2}$  — максимальное значение тока коллектора;  $A$  — режим насыщения;  $B$  — режим отсечки;  $I_{k0}$  — обратный ток коллекторного перехода;  $I_{B \text{ нас}}$  — ток базы в режиме насыщения;  $I_{B0} - I_{B4}$  — значения тока базы;  $U_{K\bar{E}1}, U_{K\bar{E}2}$  — 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  $(U_{E_{\bar{E}0}}, I_{E_0})$ , где  $U_{E_{\bar{E}0}}$  — начальное напряжение между коллектором и эмиттером;  $I_{E_0}$  — 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  $I_B \approx \frac{E_E}{R_B}$ .

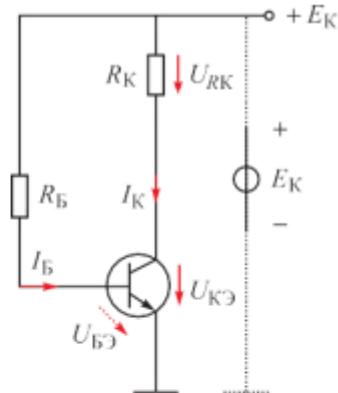
Таким образом, в рассматриваемой схеме ток базы  $I_B$  задается величинами  $E_E$  и  $R_B$  (ток фиксирован). При этом

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

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.

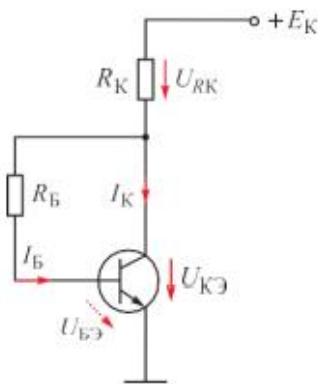


**Рис. 2.14.** Схема усилителя с ОЭ и с фиксированным током базы:

$I_K$  — ток коллектора;  $I_B$  — ток базы;  $R_B$  — балластное сопротивление на входе базы транзистора;  $R_K$  — сопротивление коллектора;  $E_K$  — источник напряжения в выходной цепи;  $U_{RK}$  — напряжение на сопротивлении коллектора;  $U_{B3}$  — входное напряжение на базе транзистора;  $U_{K3}$  — 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:

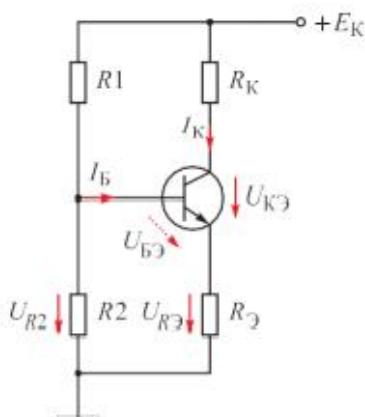
$I_K$  — ток коллектора;  $I_B$  — ток базы;  $R_B$  — балластное сопротивление на входе базы транзистора;  $R_K$  — сопротивление коллектора;  $E_K$  — источник напряжения в выходной цепи;  $U_{RK}$  — напряжение на сопротивлении коллектора;  $U_{BE}$  — входное напряжение на базе транзистора;  $U_{CE}$  — 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  $U_{RE}$ , снижению напряжения  $U_{BE}$  и уменьшению тока  $I_B \approx \frac{U_{BE}}{R_B}$ , 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  $U_{RE}$ . При этом

$$I_E = \frac{U_{RE}}{R_E} = \text{const.}$$



**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;  $U_{BE}$  — напряжение между базой и эмиттером;  $U_{CE}$  — напряжение на коллекторе транзистора;  $U_{RE}$  — напряжение на сопротивлении эмиттера транзистора, обеспечивающем ООС по напряжению

Для создания требуемого напряжения  $U_{RE}$  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  $U_{RE}$ . При этом

$$U_{R2} = \frac{E_K}{R_1 + R_2} \cdot R_2.$$

В соответствии со вторым законом Кирхгофа

$$U_{RE} = U_{R2} - U_{BE}.$$

При воздействии дестабилизирующих факторов напряжение  $U_{BE}$  изменяется мало, поэтому мало изменяется и  $U_{RE}$ . На практике обычно напряжение  $U_{RE}$  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, харктериограф-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

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.

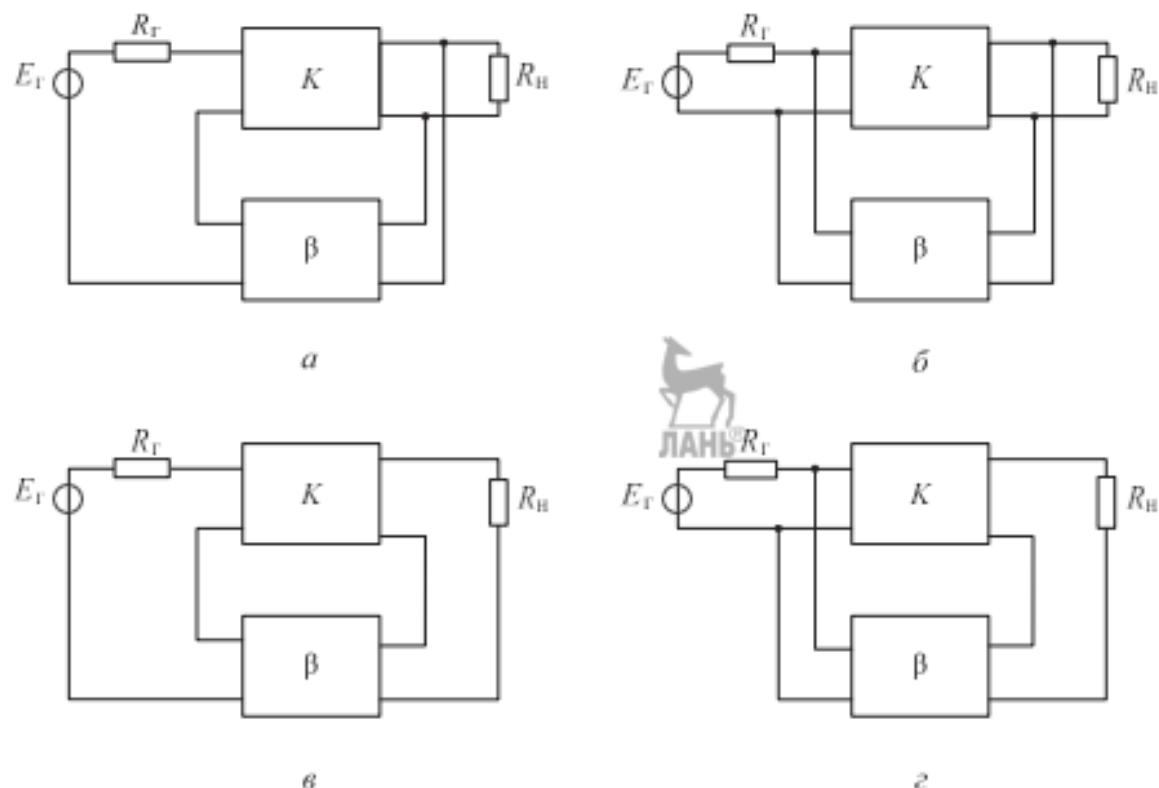


Рис. 2.9. Четыре вида ОС в усилителях:

*a* — 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):

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

где  $U_{\text{вх}2}$ ,  $U_{\text{вых}}$  — соответственно комплексные напряжения входа и выхода. Цепь ОС характеризуется комплексным коэффициентом ОС  $\beta$ :

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

где  $U_{OC}$  — комплексное напряжение ОС.

Коэффициент усиления усилителя  $K_{UOC}$ , охваченного ОС, определяется по формуле

$$K_{UOC} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх1}}},$$

где  $U_{\text{вх1}}, U_{\text{вых}}$  — комплексные напряжения входа и выхода.

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

$$U_{\text{BX}2} = U_{\text{BX}1} - U_{\text{OC}}$$

$$U_{\text{bx}1} = U_{\text{bx}2} + U_{\text{QC}}.$$

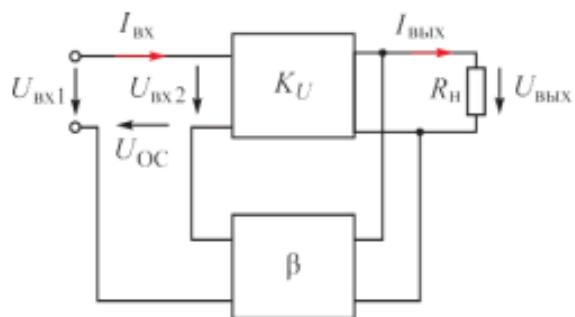


Рис. 2.10. Структурная схема усилителя:

$K_U$  — коэффициент усиления прямой цепи;  $I_{вх}$ ,  
 $I_{вых}$  — входной и выходной токи усилителя;  
 $U_{вых}$  — выходное напряжение на нагрузке  $R_u$ ;  
 $U_{ОС}$  — выходное напряжение в цепи ОС;  $U_{вх2}$  —  
 входное напряжение в прямой цепи усилителя;  
 $U_{вх1}$  — входное напряжение усилителя

Поэтому

$$\begin{aligned} K_{U \text{ ос}} &= \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх1}}} = \frac{K_U U_{\text{вх2}}}{U_{\text{вх2}} + U_{\text{ос}}} = \frac{K_U U_{\text{вх2}}}{U_{\text{вх2}} + \beta U_{\text{вых}}} = \\ &= \frac{K_U U_{\text{вх2}}}{U_{\text{вх2}} + \beta K_U U_{\text{вх2}}} = \frac{K_U}{1 + \beta K_U}. \end{aligned}$$

Таким образом,

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

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  $K_U$  ос будет иметь следующий вид:

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

Отсюда можно сделать важный вывод: если глубина ООС достаточно велика, то коэффициент усиления  $K_U$  ос 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 коэффициент  $K_U$  является нестабильным. Но если используется глубокая ООС и в цепи ОС применяются высокостабильные пассивные элементы (резисторы, конденсаторы), то общий коэффициент усиления  $K_U$  ос оказывается стабильным.

Если глубина ОС не настолько велика, что можно пренебречь единицей в выражении  $1 + \beta K_U$ , то введение ООС уменьшает нестабильность коэффициента  $K_U$  ос. 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  $K_U$  ос оказываются однозначно определенными выражением

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

Рассмотрим вопрос влияния ООС на частотные свойства усилителя. Пусть коэффициенты  $K_U$  и  $\beta$  являются вещественными. Тогда и коэффициент  $K_{U\text{ ос}}$  — 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 · 9,99 · 9,99 · 9,99) до 9606 (9,9 · 9,9 · 9,9 · 9,9), а его изменение составит 3,6 % ( $(9960 - 9606)/9960 \cdot 100\%$ ), что значительно меньше 90 %.

В диапазоне частот, в котором выполняется условие

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

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

$$|K_U| = \frac{1}{|\beta|}.$$

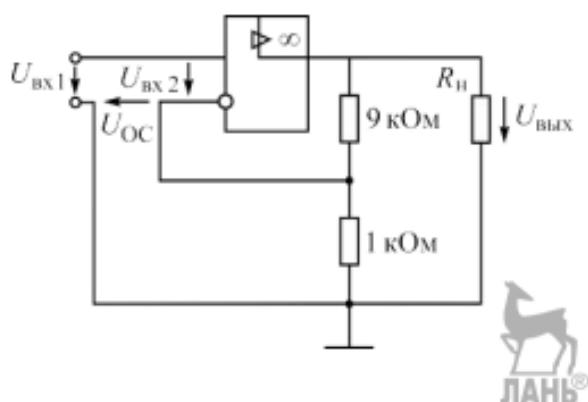
Пусть в качестве цепи прямой передачи используется операционный усилитель К140УД8, а в качестве цепи ОС — делитель напряжения, причем  $\beta = 0,1$  (рис. 2.11).

Напряжение на выходе усилителя, охваченного ОС, вычислим по формуле

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

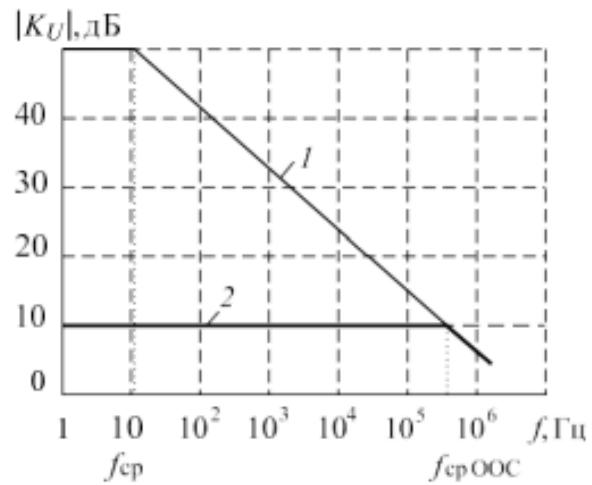
Таким образом, для этой схемы действительно

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



**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:

$f_{\text{cp}}$  — частота среза усилителя;  $f_{\text{cp, OOS}}$  — 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  $f_{\text{cp}}$  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  $f_{\text{cp, OOS}} \approx 5 \cdot 10^5$  Гц. Это значительно больше частоты среза  $f_{\text{cp}}$  операционного усилителя ( $f_{\text{cp}} \approx 10$  Гц), не охваченного ОС.

Линия 2 соответствует АЧХ усилителя с ООС, которая оказывает благоприятное воздействие и 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  $Z_{\text{вхOC}}$  усиленного ОС:

$$Z_{\text{вхOC}} = \frac{U_{\text{вх1}}}{I_{\text{вх}}} ;$$

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

Следовательно,

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

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

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

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  $Z_{\text{вых OC}}$  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

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

Если предположить, что на некоторой частоте аргумент  $\phi$  комплексной величины  $K_U \beta$  окажется равен  $\pi$ , то это будет означать, что напряжение ОС  $U_{\text{ОС}}$  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  $U_{\text{вх2}}$ ,  $U_{\text{вых}}$ ,  $U_{\text{ОС}}$  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:

$$|K_U \beta| < 1; \quad \phi = \pi;$$

$$|K_U \beta| = 1; \quad \phi < \pi.$$

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  $30^\circ$ .

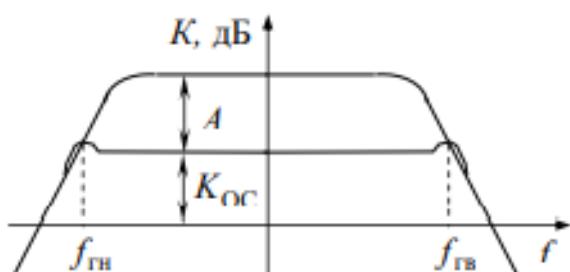


Рис. 2.2 – Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика усилителя с ООС

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

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

В схемах усилителей используется активный режим работы биполярных транзисторов, когда эмиттерный переходмещен в прямом, а коллекторный переход – в обратном направлении. Величины токов эмиттера, базы и коллектора зависят от напряжений, приложенных к электродам транзистора. В зависимости от способа подключения источника входного сигнала  $U_{\text{вх}}$  и сопротивления нагрузки  $R$  и того, какой из электродов транзистора является для них общим, различают схемы включения транзистора с общей базой (ОБ), общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК). Схемы включения показаны на рис. 3.1, *a*, *б*, *в* соответственно. На схемах указаны полярности напряжений источников питания, обеспечивающих работу *n-p-n*-транзистора в активном режиме.

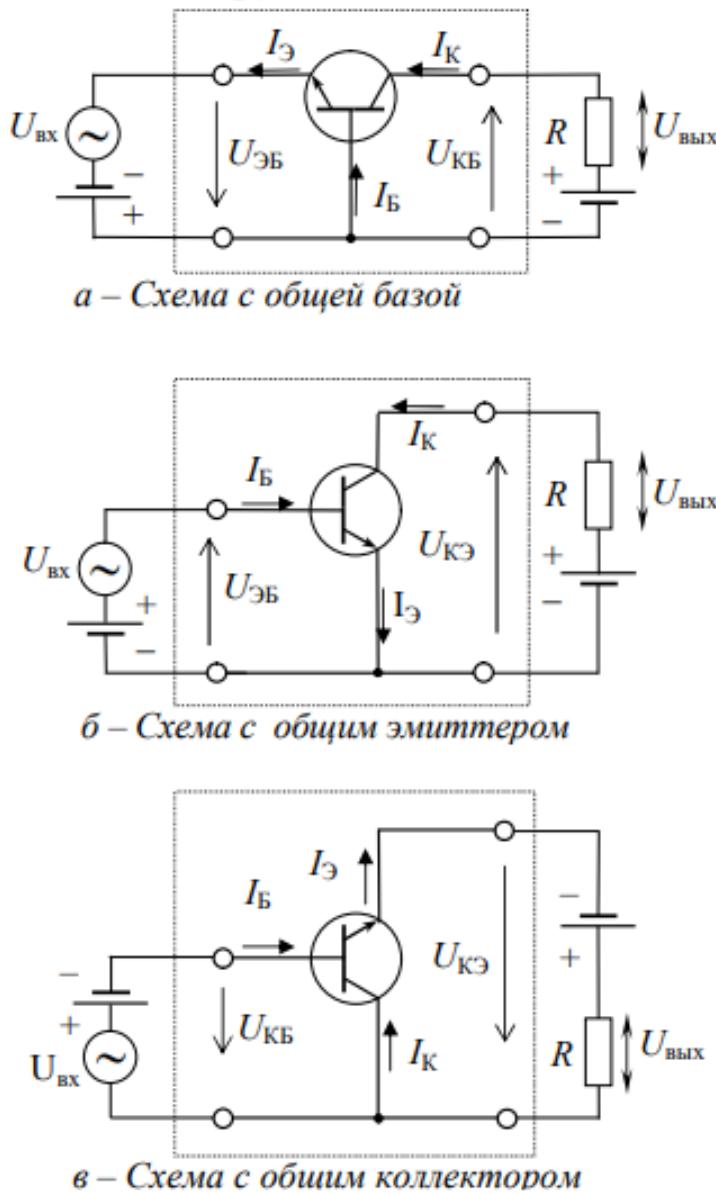


Рис. 3.1 – Схемы включения транзистора

Зависимости токов электродов транзистора от приложенных напряжений отражаются статическими вольт-амперными характеристиками (ВАХ) – входными и выходными. Рассмотрим поведение ВАХ на примере *n-p-n*-транзисторов.

3.4 Т-образная схема замещения транзистора при включении с общей базой

В электронных схемах на электроды транзистора подают постоянные питающие напряжения, задавая таким образом положение рабочей точки на его ВАХ. Если при этом на усилитель-

ный элемент поступает еще и переменное напряжение – входной сигнал, то по отношению к этому сигналу он ведет себя как активный четырехполюсник. При малых амплитудах сигнала этот четырехполюсник можно считать линейным и представить одной из линейных эквивалентных схем. Все параметры рассматриваемых эквивалентных схем – дифференциальные, т.е. определены для приращений токов и напряжений. Обычно такие схемы называют малосигнальными схемами замещения усилительных элементов, подчеркивая этим, что они справедливы только для режима малого сигнала.

Исходя из принципа работы биполярного транзистора, можно построить физические эквивалентные схемы замещения. На

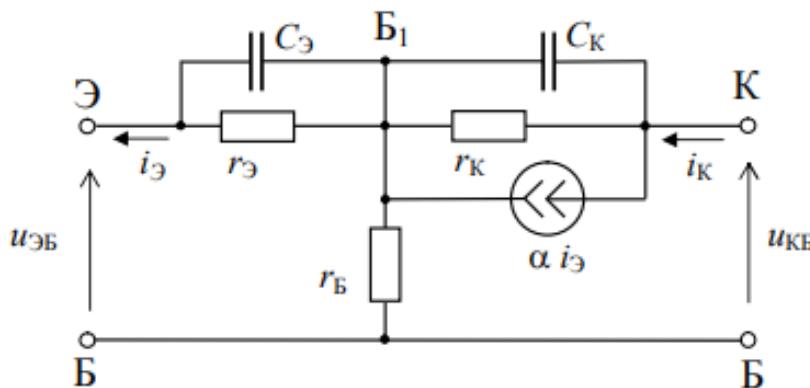


Рис. 3.4 – Т-образная эквивалентная схема транзистора для схемы с ОБ

рис. 3.4 показана эквивалентная Т-образная схема биполярного транзистора, включенного по схеме с общей базой (ОБ). В схеме имеются две базовые точки: точка Б, соот-

ветствующая внешнему выводу базы, и воображаемая точка  $B_1$ , находящаяся внутри объемной области базы. Положительное направление тока эмиттера выбрано произвольно, поскольку знак приращения  $i_E = \Delta I_E$  (**приращения токов и напряжений обозначены строчными буквами**) может быть любым.

Дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода:

$$r_E = \frac{\Phi_T}{I_E} = \frac{26}{I_E}, \quad (3.6)$$

где  $I_E$  – постоянная составляющая тока эмиттера, мА;

$\Phi_T$  – температурный потенциал, при комнатной температуре примерно равный 26 мВ.

Другие параметры представленной схемы имеют следующий физический смысл:

$r_B$  – омическое сопротивление области базы (30…70 Ом для транзисторов малой и средней мощности, 5…30 Ом для транзисторов повышенной и высокой мощности);

$$r_K = \frac{k\sqrt{U_{KB}}}{I_3} = (1-3) \text{ МОм} \quad \text{– дифференциальное сопротивление коллекторного перехода;}$$

$C_3$  – емкость эмиттерного перехода;

$C_K$  – емкость коллекторного перехода.

### 3.5 Т-образная схема замещения транзистора при включении с общим эмиттером

Для биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, малосигнальная Т-образная эквивалентная схема имеет вид рис. 3.5. Параметры схемы  $r_B$ ,  $r_3$ ,  $C_3$  имеют те же значения, что и в схеме с общей базой, а  $C_K^*$  и  $r_K^*$  изменяются. Сопротивление  $r_K^* = r_K / (1 + \beta)$ , а емкость  $C_K^* = C_K (1 + \beta)$ . Это обусловлено тем, что управляющим током стал ток базы.

В данном учебном пособии мы не делаем различия в обозначении интегральных и дифференциальных величин коэффициентов передачи токов базы и эмиттера. В первом приближении они равны, хотя более строго в расчетах по постоянному току надо использовать интегральные, а по переменному току – дифференциальные величины  $\alpha$  и  $\beta$ .

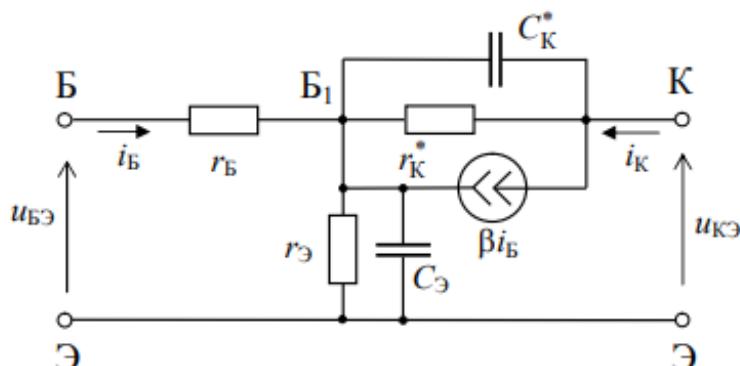


Рис. 3.5 – Т-образная эквивалентная схема транзистора для схемы с ОЭ

Параметры любой из рассмотренных эквивалентных схем могут быть определены либо расчетным, либо экспериментальным путем. Однако расчет не всегда обеспечивает требуемую точность, а эксперимент затруднен из-за недоступности для исследо-

вателя внутренней точки базы  $B_1$ . Поэтому часто заменяют физические эквивалентные схемы более удобным на практике представлением транзистора в виде активного четырехполюсника.

### 3.6 Н-параметры транзистора и их связь с параметрами физической эквивалентной схемы

При любой схеме включения транзистор может быть представлен в виде активного четырехполюсника (рис. 3.6, а), на входе которого действует напряжение  $u_1$  и протекает ток  $i_1$ , а на выходе – напряжение  $u_2$  и ток  $i_2$ . Для транзисторов чаще всего используются  $h$ -параметры. Система уравнений, показывающая связь напряжений и токов с  $h$ -параметрами, имеет вид:

$$\left. \begin{array}{l} u_1 = h_{11}i_1 + h_{12}u_2, \\ i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}u_2. \end{array} \right\} \quad (3.7)$$

Физический смысл соответствующих коэффициентов следующий:

$h_{11}$  – входное сопротивление при коротком замыкании на выходе;

$h_{12}$  – коэффициент ОС по напряжению при холостом ходе на входе;

$h_{21}$  – коэффициент передачи тока при коротком замыкании на выходе;

$h_{22}$  – выходная проводимость при холостом ходе на входе.

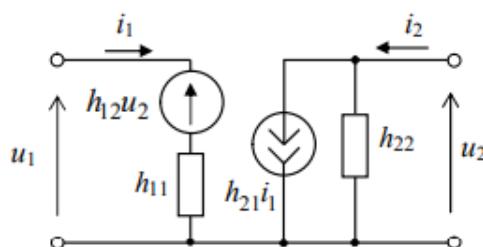


Рис. 3.6 – Эквивалентная схема четырехполюсника в системе  $h$ -параметров

Как и при анализе физических эквивалентных схем, схемы замещения с активным четырехполюсником справедливы только

для малых приращений токов и напряжений. Роль малых приращений могут играть малые гармонические токи и напряжения. Для переменных токов и напряжений все входные и выходные величины, а следовательно, и  $h$ -параметры – величины комплексные, зависящие от частоты. Представление транзистора в виде активного четырехполюсника справедливо для любой схемы включения. Для схемы с ОБ  $h$ -параметрам приписывают индекс Б:  $h_{11B}$ ,  $h_{12B}$ ,  $h_{21B}$  и  $h_{22B}$ . Для схемы с ОЭ  $h$ -параметры обозначаются через  $h_{11E}$ ,  $h_{12E}$ ,  $h_{21E}$  и  $h_{22E}$ .

### 3.10 Эквивалентные схемы замещения полевых транзисторов

Соотношениям (3.14) и (3.15) соответствуют эквивалентные схемы выходной цепи транзистора в виде генератора тока (рис. 3.12, а) и генератора напряжения (рис. 3.12, б). На высоких частотах в эквивалентной схеме полевого транзистора учитывают межэлектродные емкости  $C_{ЗИ}$ ,  $C_{ЗС}$ ,  $C_{СИ}$  (показаны пунктиром на рис. 3.12, а). Крутизна характеристики – величина непостоянная. С ростом отрицательного смещения на затворе полевого транзистора с управляющим  $p-n$ -переходом крутизна уменьшается, в чем можно убедиться, продифференцировав выражение (3.12):

$$S = \frac{dI_C}{dU_{ЗИ}} = \frac{2I_{C\text{ нач}}}{U_{\text{отс}}} \left( 1 - \frac{U_{ЗИ}}{U_{\text{отс}}} \right). \quad (3.16)$$

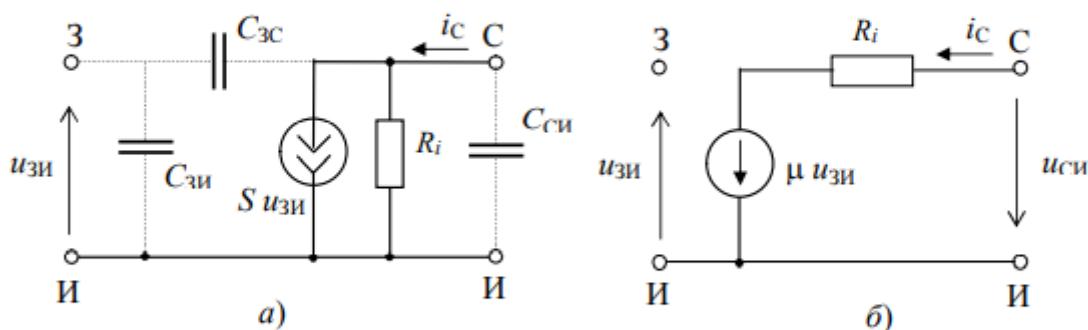


Рис. 3.12 – Малосигнальные эквивалентные схемы полевого транзистора

Увеличение удельного сопротивления канала при росте температуры ведет к уменьшению тока стока. С другой стороны, с ростом температуры уменьшается запирающее напряжение на  $p-n$ -переходе (примерно на 2 мВ/К), что приводит к увеличению тока стока. При правильном выборе рабочей точки ток стока остается почти постоянным в широком диапазоне температур. Рабочую точку, в которой изменение тока стока с изменением температуры имеет минимальное значение, называют термостабильной точкой. Ее ориентировочное положение можно найти из уравнения

$$U_{ЗИт} = U_{\text{отс}} - 0,63 \text{ В}. \quad (3.17)$$

При больших  $U_{\text{отс}}$  крутизна характеристики в термостабильной точке невелика и от транзистора можно получить значительно меньший коэффициент усиления, чем при работе с малым напряжением  $U_{ЗИ}$ .

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.

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

### 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

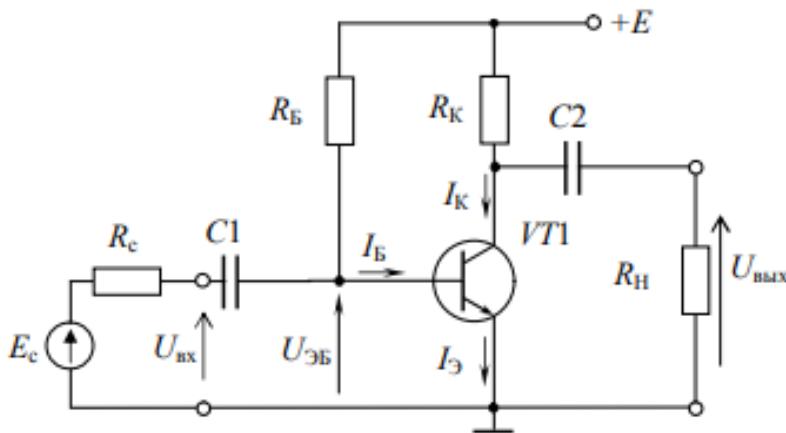


Рис. 4.1 – Схема каскада с общим эмиттером

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  $C1$  и  $C2$ . 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  $C1$  и вызывает изменения

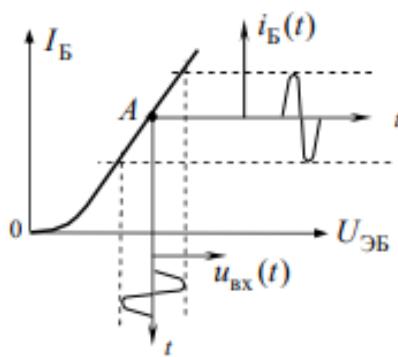


Рис. 4.2 – Рабочая точка на входной характеристике транзистора

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.

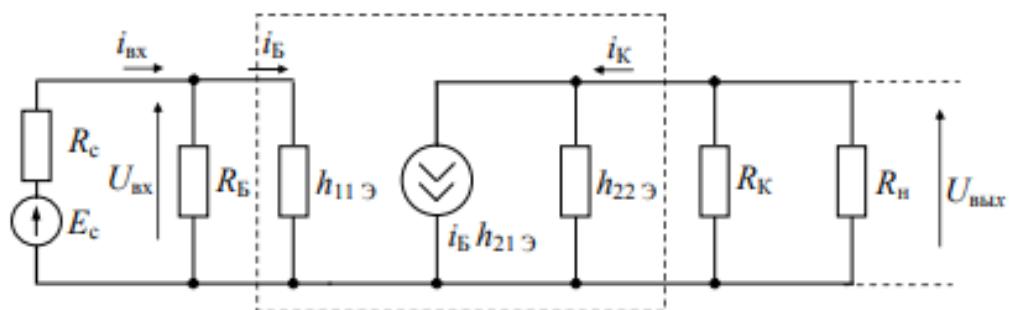


Рис. 4.4 – Эквивалентная схема каскада с ОЭ для области средних частот

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

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

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

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

Коэффициент усиления каскада по току

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

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 **низких частотах** возрастает сопротивление разделительных конденсаторов  $C1$  и  $C2$  (их уже нельзя считать закороченными, как на средних частотах), вследствие чего образуются делители напряжения во входной и выходной цепях усилительно-го каскада. Уменьшается коэффициент передачи входной цепи, не всё 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

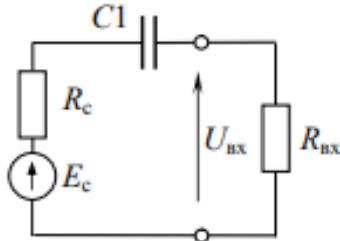


Рис. 4.5 – Эквивалентная схема входной цепи каскада

шись эквивалентной схемой входной цепи усиительного каскада для области низких частот (рис. 4.5).

Полное сопротивление контура

$$Z(p) = R_c + R_{\text{вх}} + \frac{1}{pC_1} = (R_c + R_{\text{вх}}) \left( 1 + \frac{1}{p\tau_1} \right),$$

где  $\tau_1 = C_1(R_c + R_{\text{вх}})$  – постоянная времени входной цепи на низких частотах.

Коэффициент передачи входной цепи каскада

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

По операторному выражению (4.12) можно записать соотношения для оценки вносимых конденсатором  $C_1$  частотных и фазовых искажений:

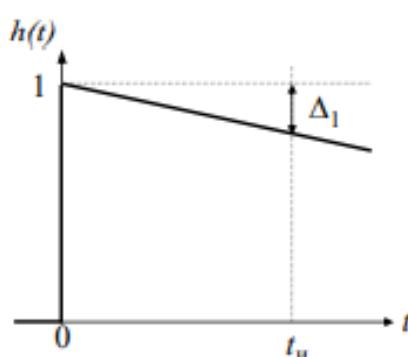


Рис. 4.6 – Переходная характеристика входной цепи каскада

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

Оценим влияние разделительного конденсатора  $C_1$ , воспользовавшись эквивалентной схемой входной цепи усиительного каскада

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

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

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

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

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

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

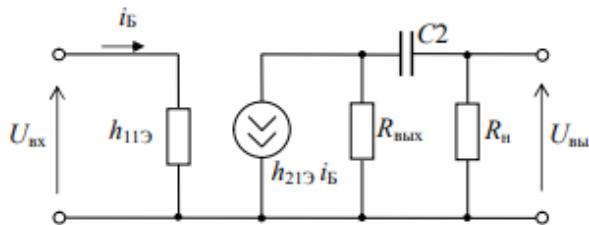


Рис. 4.7 – Эквивалентная схема выходной цепи каскада для диапазона низких частот

сказать выражения для расчета емкости разделительного конденсатора  $C_2$  по допустимой величине частотных искажений  $M_{C2}$  на нижней частоте  $f_n$  или по допустимому спаду импульса длительностью  $t_n$ :

$$C_2 \geq \frac{1}{2\pi f_n (R_{вых} + R_n) \sqrt{M_{C2}^2 - 1}} = \frac{t_n}{\Delta_2 (R_{вых} + R_n)}. \quad (4.21)$$

#### 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

$$K_B(p) = \frac{K_0}{1 + p\tau_B}, \quad (4.22)$$

где  $\tau_B = \tau_\beta + [C_K + C_K(1 + \hat{h}_{21\beta})]R_\sim$  – 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  $\tau_B$ , можно оценить частотные и фазовые искажения на верхних частотах (в том числе и на верхней граничной частоте  $\omega_B = 2\pi f_B$ ), а также время нарастания фронта импульса на выходе каскада по формулам:

$$M_B(\omega) = \sqrt{1 + (\omega\tau_B)^2}, \quad \varphi_B(\omega) = -\arctan\omega\tau_B, \quad t_\phi = 2,2\tau_B. \quad (4.23)$$

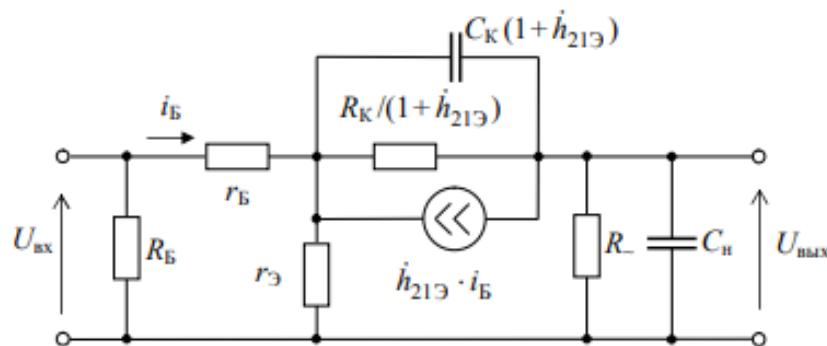


Рис. 4.8 – Эквивалентная схема каскада с ОЭ для области верхних частот

где  
 $\tau_2 = C_2(R_n + R_{вых})$  –  
постоянная времени  
выходной цепи кас-  
када на низких час-  
тотах.

Подобно соот-  
ношениям (4.18) и  
(4.19), можно запи-  
сать выражения для рас-  
чета емкости разде-  
лительного конденса-  
тора  $C_2$  по допус-  
тимой величине час-  
тотных искажений  $M_{C2}$  на  
нижней частоте  $f_n$  или по допус-  
тимому спаду импульса дли-  
тельностью  $t_n$ :

## 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.

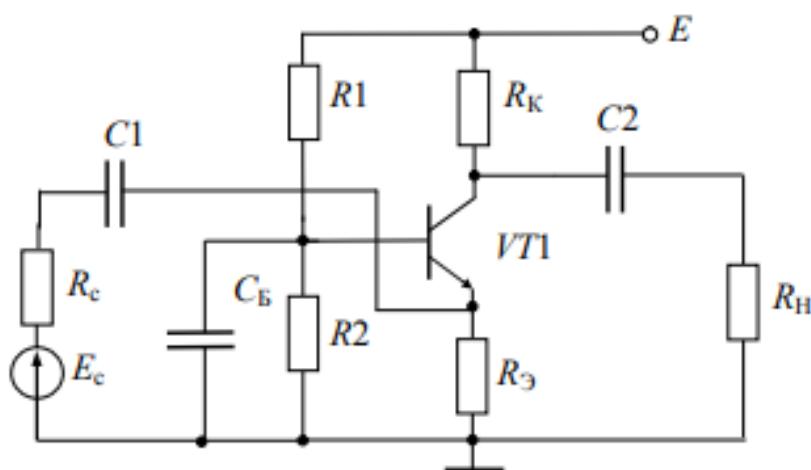


Рис. 8.1 – Схема каскада с ОБ

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

$$r_{bx} = \frac{U_{bx}}{i_E} = \frac{r_E i_E + r_B i_B}{i_B(1+\beta)} = r_E + \frac{r_B}{1+\beta} = h_{11B}.$$

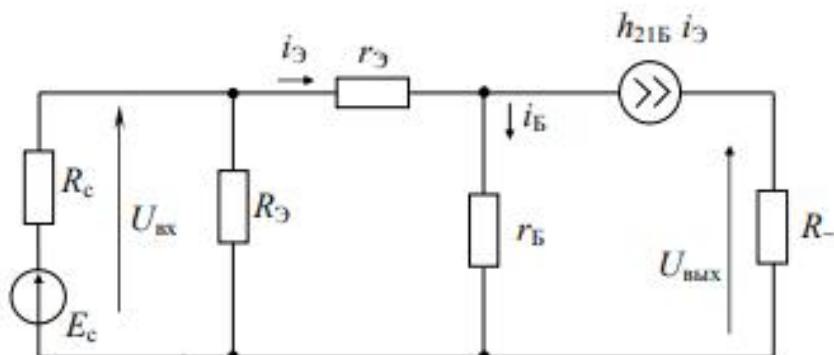


Рис. 8.2 – Эквивалентная схема  
каскада с ОБ для области средних частот

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

$$K_I = \frac{I_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{1}{1 + \frac{r_{\text{вх}}}{R_3}} \cdot h_{21B} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{\text{вх}}}{R_K}}.$$

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  $\tau_B = \tau_a + (C_K + C_{\text{вх}})R_{\sim}$ . 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,  $U_{\text{КЭ}} = U_0 = E/2$ , ток делителя  $I_d = 10I_0 = 10I_0/\beta$  и рассчитать сопротивления резисторов по формулам:

$$R_{\mathcal{E}} = \frac{E - U_0}{I_0}; \quad R1 = \frac{U_0 - U_{\text{ЭБ}}}{I_d}; \quad R2 = \frac{E}{I_d} - R1.$$

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

$$R_{\text{вх}} = R_{\mathcal{E}}, \quad R_{\text{вых}} = R_{\mathcal{E}} \parallel R_H.$$

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  $VT1$

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

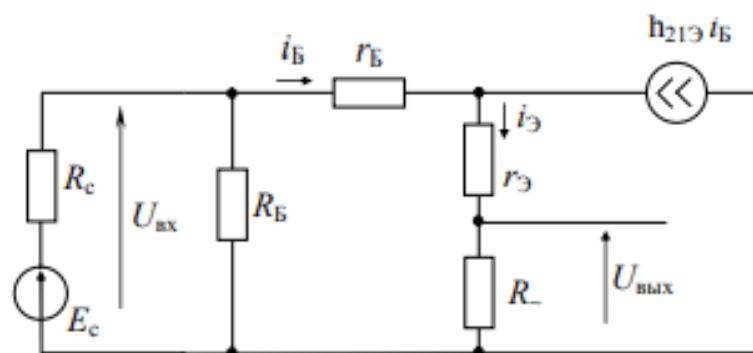


Рис. 8.4 – Приближенная эквивалентная схема каскада с ОК для средних частот

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

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{i_3 R_{\sim}}{i_B r_{\text{вх}}} = \frac{(1 + h_{213}) R_{\sim}}{h_{113} + (1 + h_{213}) R_{\sim}} < 1.$$

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

$$K_I = \frac{I_h}{I_{\text{вх}}} = \frac{1}{1 + \frac{r_{\text{вх}}}{R_B}} \cdot (1 + h_{213}) \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_h}{R_3}}.$$

Выходное сопротивление каскада мало (десятки ом):

$$R_{\text{вых}} = R_3 \left| \left( r_3 + \frac{r_B + R_B \| R_c}{1 + h_{213}} \right) \right| \approx \frac{R_c \| R_B + h_{113}}{1 + h_{213}}.$$

Эквивалентная постоянная времени каскада в области верхних частот

$$\tau_B = \frac{\tau_a}{1 - \alpha \gamma_3}, \text{ где } \gamma_3 = \frac{r_B + R_c \| R_B}{R_{\sim} + r_B + r_3 + R_c \| R_B}.$$

Обычно  $\tau_B = (2 - 3)\tau_a$ .

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  $C3$ .

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

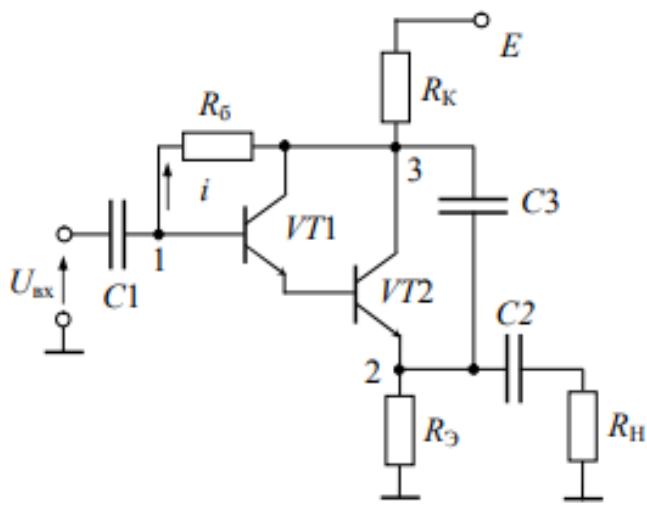


Рис. 8.5 – Схема повторителя с большим входным сопротивлением

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

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  $R_6$ , неизменен:

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

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

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

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

и может достигать единиц мегаом.

## 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  $U_{cm} + U_{bx}$  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

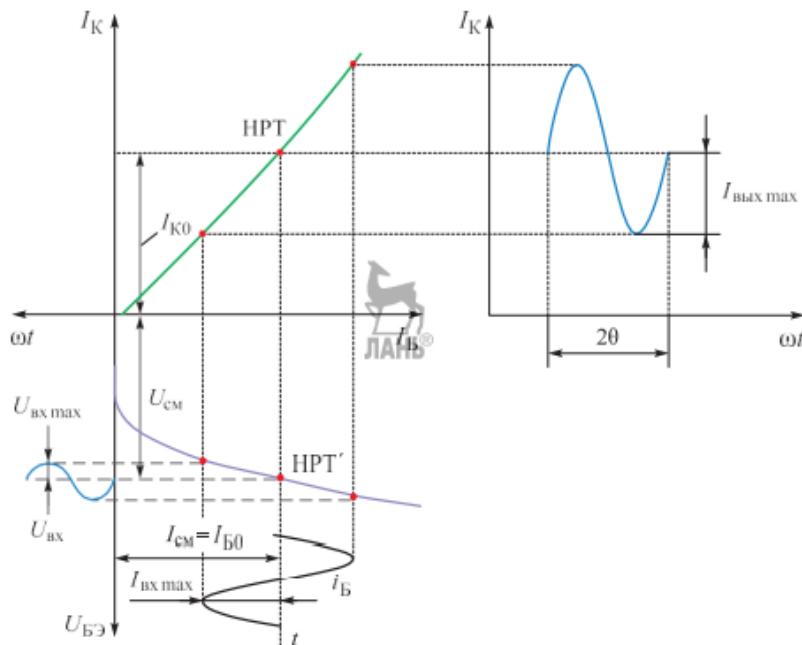


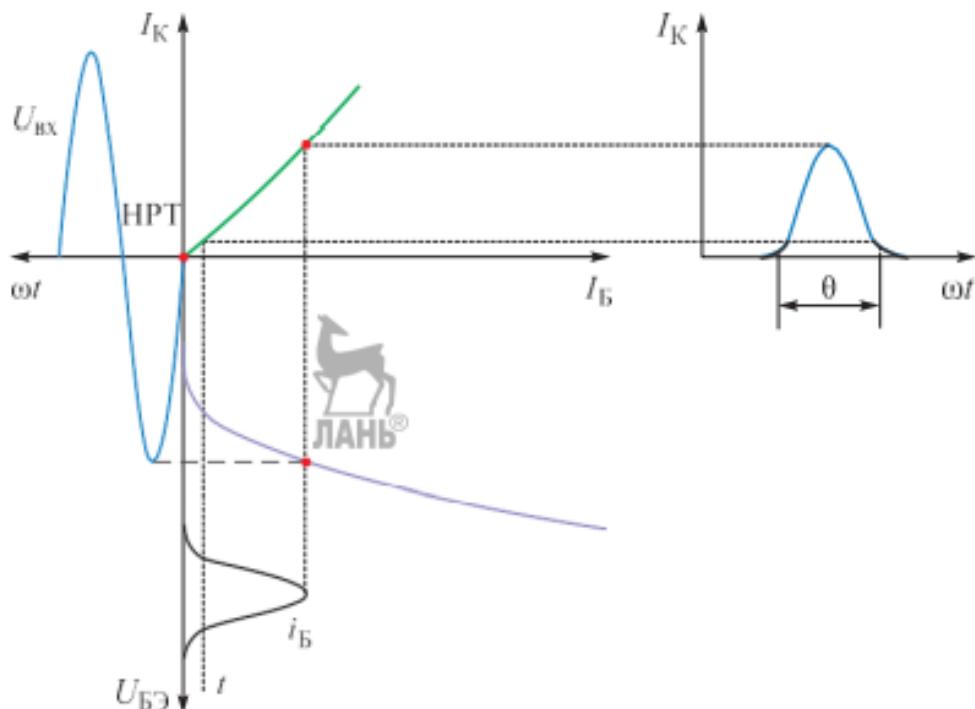
Рис. 2.17. Временные диаграммы входных и выходных токов и характеристика передачи по току в режиме A:

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

работает в активном режиме на близких к линейным участках характеристик, поэтому искажения усиливаемого сигнала здесь минимальны. Однако из-за большого значения начального тока коллектора  $I_{\text{E}0}$  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 В:

$\theta$  — угол отсечки;  $I_K$  — ток коллектора;  $I_B$  — ток базы;  $U_{B3}$  — входное напряжение на базе транзистора;  $U_{\text{вх}}$  — напряжение на входе усилителя; НРТ — начальная рабочая точка;  $i_B$  — переменное значение тока базы

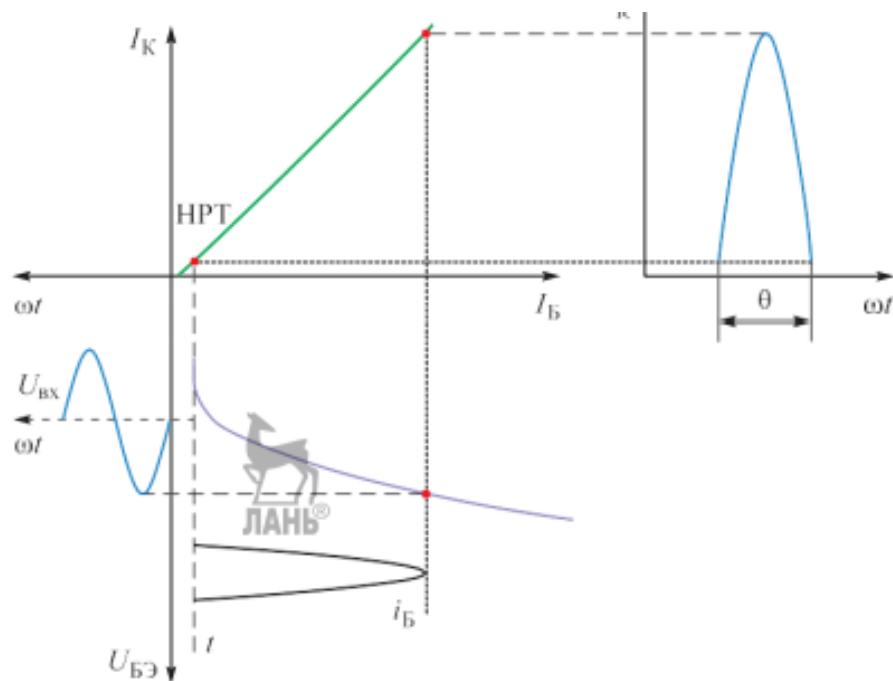
сечки. Коэффициент полезного действия усилителя, работающего в режиме *B*, значительно выше (составляет 60...70 %), чем в режиме *A*, так как начальный ток коллектора  $I_{\text{б}}^0$  в этом случае равен нулю. Угол отсечки  $\theta = 90^\circ$ . Однако у усилителей, работающих в режиме *B*, есть и 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*:

$\theta$  — угол отсечки;  $I_K$  — ток коллектора;  $I_B$  — ток базы;  $U_{\text{бэ}}$  — входное напряжение на базе транзистора;  $U_{\text{вх}}$  — 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 максимального 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  $I_{\text{E}0}$ .

### 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

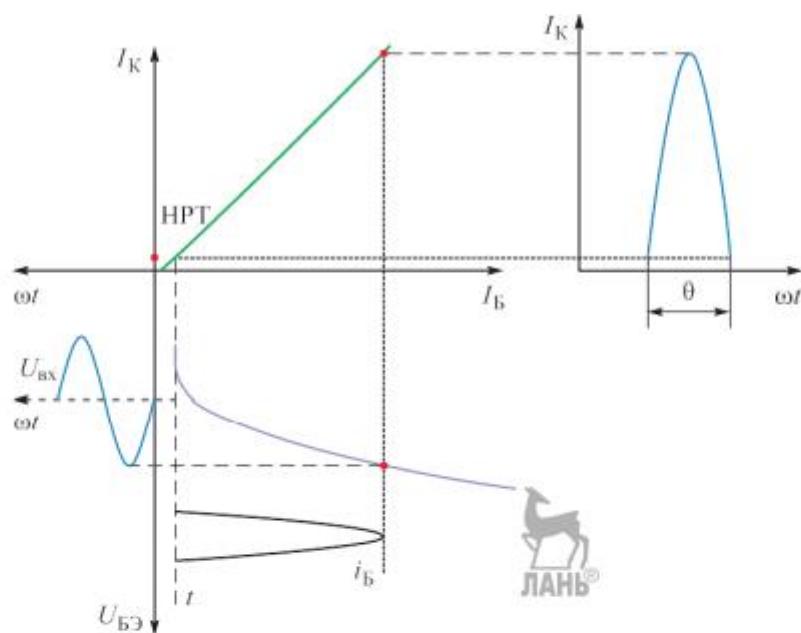


Рис. 2.20. Временные диаграммы входных и выходных токов и характеристика передачи по току в режиме С:

$\theta$  — угол отсечки;  $I_K$  — ток коллектора;  $I_b$  — ток базы;  $U_{\text{вх}}$  — входное напряжение на базе транзистора;  $U_{\text{БЭ}}$  — напряжение на входе усилителя; НПТ — 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 *C* 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-

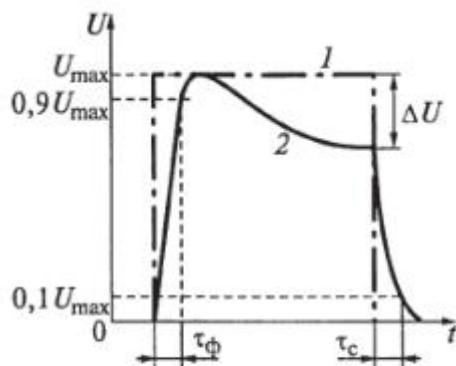


Рис. 3.25. Искажения импульса в усилителе:  
1 — идеальный импульс;  
2 — импульс после усилителя

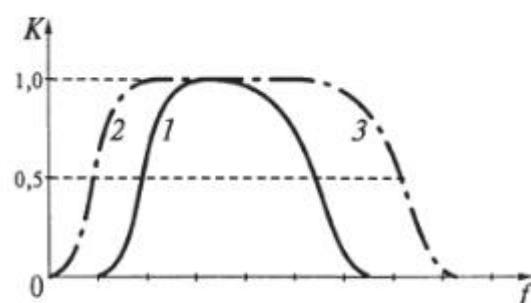


Рис. 3.26. АЧХ усилителей:  
1 — без коррекции; 2 — с коррекцией по низкой частоте; 3 — с коррекцией по высокой частоте

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 граничную частоту полосы пропускания усилителя и одновременно уменьшать нижнюю граничную 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  $\Pi = Kf_b$ , 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.

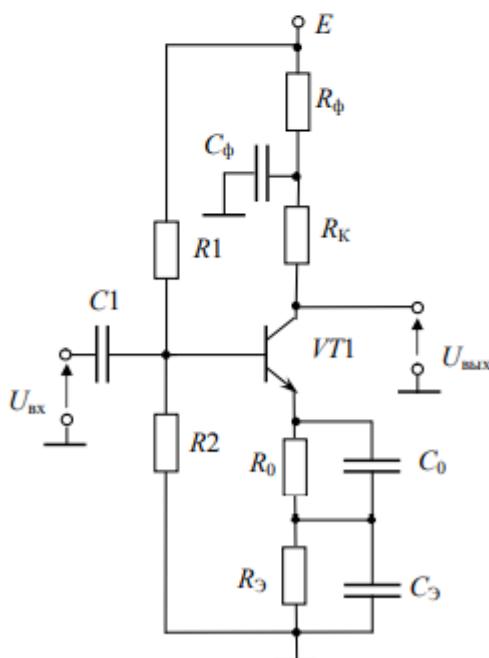


Рис. 7.1 – Схема каскада с цепями высокочастотной ( $R_0, C_0$ ) и низкочастотной ( $R_\Phi, C_\Phi$ ) коррекции

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

$$K \approx -\frac{h_{21\Theta}R_K}{h_{11\Theta}},$$

$$f_v \approx \frac{1}{2\pi(\tau_\beta + C_K R_K h_{21\Theta})}.$$

Резистор  $R_\Theta$  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

$$K_{OC} \approx -\frac{h_{21\Theta}R_K}{h_{11\Theta} + R_0(1 + h_{21\Theta})},$$

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  $\tau_\beta$  и  $C_K$ . При оптимальном выборе емкости корректирующего конденсатора  $C_0 \approx \frac{\tau_\beta + C_K R_K h_{21\Theta}}{1,5 \cdot R_0}$  получаем выигрыш в площади усиления  $\Pi = Kf_v$  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 ( $C_\Theta$ ) 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  $\tau_\phi \gg t_u$ ):

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

где

$$\tau_\phi = C_\phi R_\phi;$$

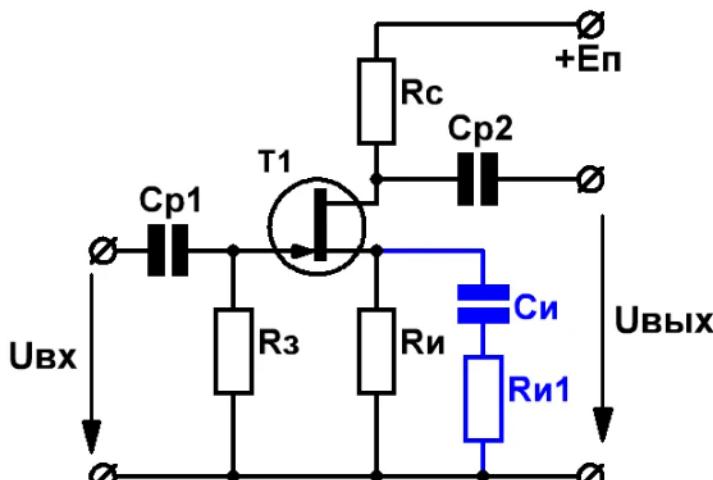
$$\tau_1 = C_1(R_c + R_{bx});$$

$$\tau_\Theta = C_\Theta(r_\Theta + R_0).$$

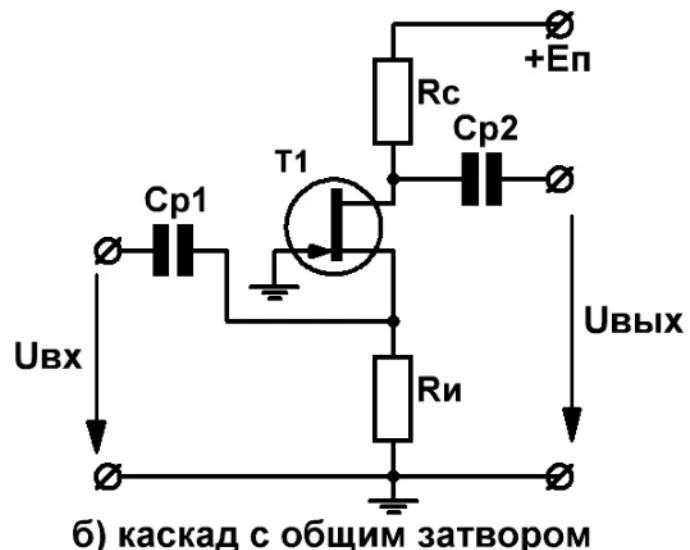
## 10. Простейшие каскады на полевых транзисторах.

Аналогично 6 вопросу вообще не ясно, можно ли считать обычную схему полевого транзистора простейшим каскадом?

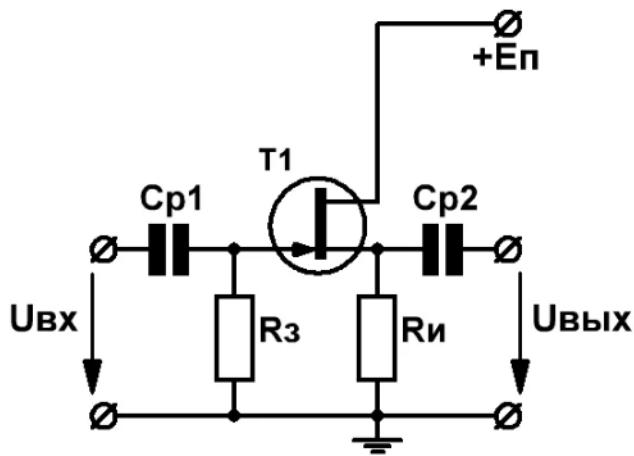
В усилительном каскаде полевой транзистор можно включить по схемам с общим истоком, общим стоком и общим затвором. Основное достоинство усилителей на полевых транзисторах – возможность получения большого входного сопротивления, так как для их работы не требуются входные токи.



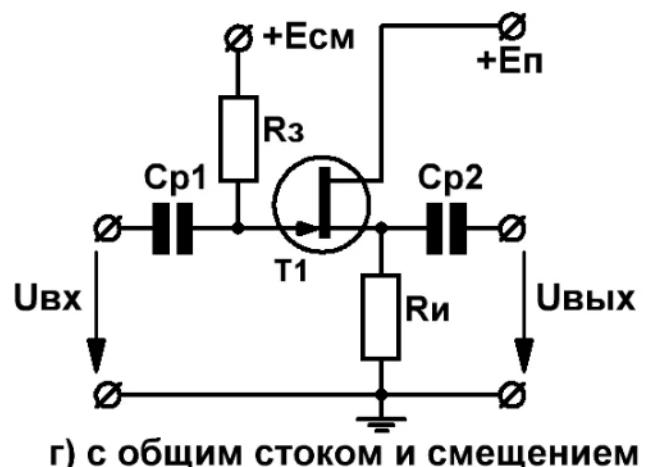
а) Каскад с общим истоком



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

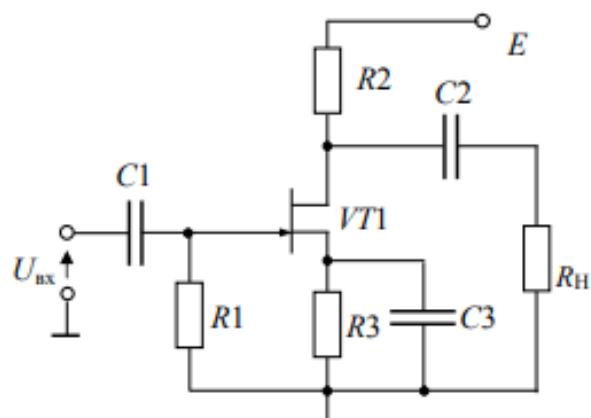


Рис. 9.1 – Усилительный каскад по схеме с общим истоком

$R_3$ . 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

$$R3 = \frac{|U_{3Ио}|}{I_0}; \quad (9.1)$$

$$R2 = \frac{E - U_0 - |U_{3Ио}|}{I_0}. \quad (9.2)$$

## 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  $SU_{3И} = SU_{вх}$  с внутренним сопротивлением  $R_i$ .

Ток  $SU_{вх}$  создает на эквивалентном сопротивлении выходной цепи  $R_{экв} = R_i \| R2 \| R_H$  падение напряжения, равное по величине, но противоположное по направлению  $U_{вых}$ . Поэтому  $U_{вых} = -SU_{вх} R_{экв}$ .

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

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

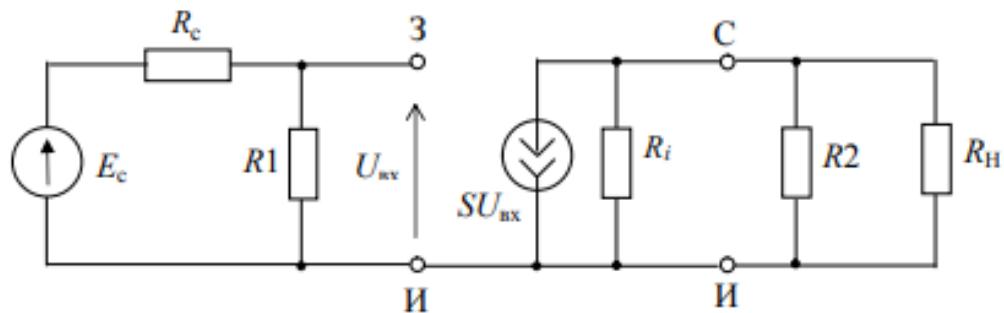


Рис. 9.2 – Эквивалентная схема каскада с ОИ для средних частот

Знак минус подчеркивает свойство каскада инвертировать фазу усиливающегося сигнала.

Выходное сопротивление каскада  $R_{вых} = R_i \| R2$ . (9.4)

Входное сопротивление каскада  $R_{вх} = R1$ . (9.5)

Сквозной коэффициент усиления  $K_e = \frac{U_{вых}}{E_c} = \frac{R1}{R_c + R1} \cdot K_0$ .

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  $R1 \gg R_c$ .

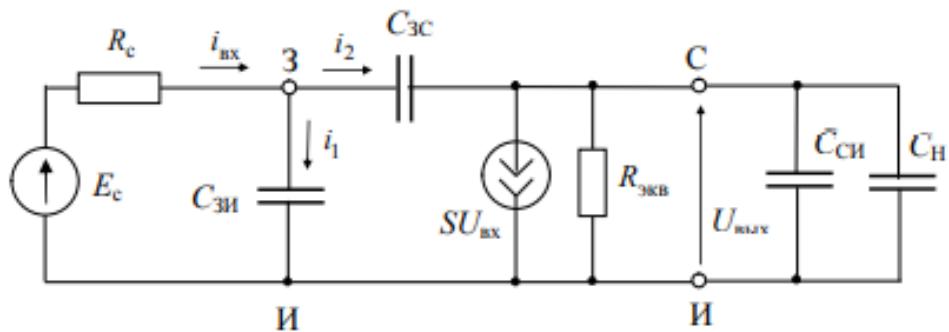


Рис. 9.3 – Эквивалентная схема каскада с ОИ для верхних частот

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

$$\begin{aligned} i_{\text{вх}} &= i_1 + i_2 = j\omega C_{\text{ЗИ}} U_{\text{вх}} + j\omega C_{\text{3С}} (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}) = \\ &= j\omega U_{\text{вх}} C_{\text{ЗИ}} + j\omega U_{\text{вх}} C_{\text{3С}} (1 + K_0). \end{aligned}$$

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

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{ЗИ}} + C_{\text{3С}} (1 + K_0). \quad (9.6)$$

Суммарная емкость выходной цепи

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

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

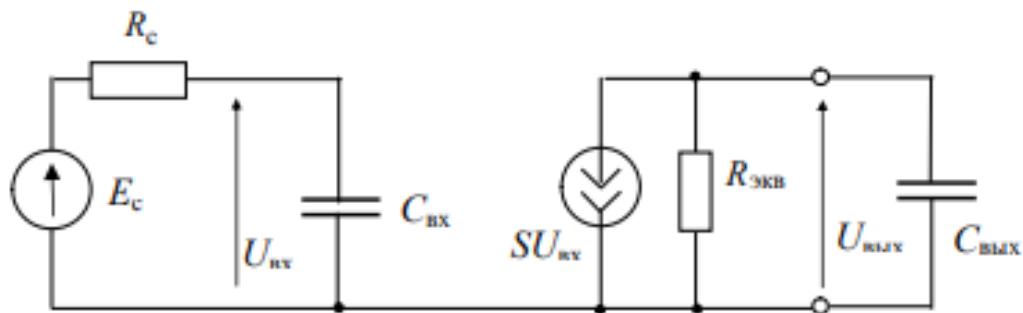


Рис. 9.4 – Эквивалентная схема каскада с ОИ для ВЧ

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:

$$K_{\text{ев}}(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{E_c} = K_{\text{вх}}(p) \cdot K_{\text{в}}(p) = \frac{K_0}{(1 + p\tau_{\text{вх}})(1 + p\tau_{\text{вых}})}; \\ M_{\text{в}}(\omega) = \sqrt{1 + (\omega\tau_{\text{вх}})^2} \cdot \sqrt{1 + (\omega\tau_{\text{вых}})^2}; \quad (9.11) \\ \Phi_{\text{в}}(\omega) = -\arctg \omega\tau_{\text{вх}} - \arctg \omega\tau_{\text{вых}}; \quad (9.12) \\ t_{\phi} = \sqrt{t_{\text{фвх}}^2 + t_{\text{фвых}}^2} = \sqrt{(2,2\tau_{\text{вх}})^2 + (2,2\tau_{\text{вых}})^2}. \quad (9.13)$$

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.

Рассмотрим влияние элементов  $R3, C3$  на коэффициент усиления каскада (см. рис. 9.1) в области низких частот. Для этого воспользуемся выражением (9.15), заменив в нем  $R3$  на

$$Z3(p) = R3 \left| \frac{1}{pC3} \right| = \frac{R3}{1 + p\tau_3}, \text{ где } \tau_3 = C3R3.$$

Выполнив эту подстановку, получим

$$K(p) = K_0 \frac{1 + \frac{1}{p\tau_3}}{1 + \frac{A}{p\tau_3}}. \quad (9.18)$$

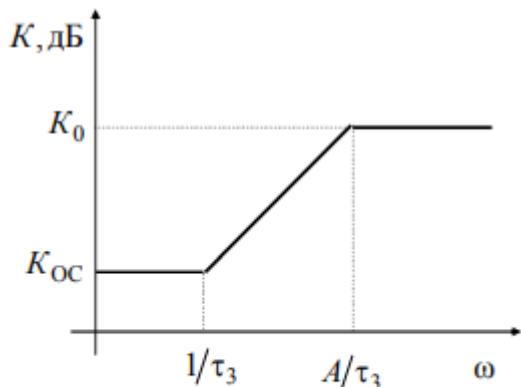


Рис. 9.7 – ЛАЧХ каскада (рис. 9.1), учитывающая влияние цепочки  $C3R3$

ЛАЧХ, соответствующая передаточной функции (9.18), построена на рис. 9.7. В области средних частот (выше  $\omega = A/\tau_3$ ) коэффициент передачи каскада стремится к  $K_0$ . Ниже частоты  $\omega = A/\tau_3$  коэффициент усиления пада-

ет за счет действия ООС, стремясь на очень низких частотах (ниже  $\omega = 1/\tau_3$ ) к значению  $K_{OC}$ .

Вносимые конденсатором  $C3$  частотные искажения обусловлены в первом приближении постоянной времени  $\tau_3/A$  (см. рис. 9.7):

$$M_3(\omega) \approx \sqrt{1 + \left(\frac{A}{\omega\tau_3}\right)^2}. \quad (9.19)$$

Из соотношения (9.19) можно получить выражение для расчета емкости конденсатора  $C3$  по допустимой величине коэффициента частотных искажений  $M_3$  на нижней рабочей частоте  $f_n$ :

$$C3 \geq \frac{A}{2\pi f_n R_3 \sqrt{M_3^2 - 1}}. \quad (9.20)$$

Суммарное влияние конденсаторов  $C1$ ,  $C2$  и  $C3$  на спад вершины импульса длительностью  $t_n$  определяется соотношением

$$\Delta = \frac{t_n}{\tau_1} + \frac{t_n}{\tau_2} + \frac{t_n \cdot A}{\tau_3}, \quad (9.21)$$

где  $\tau_1 = C1(R1 + R_c)$ ,  $\tau_2 = C2(R_H + R2 \| R_i)$ .

Результирующий коэффициент частотных искажений на низких частотах за счет этих конденсаторов можно оценить по формуле

$$M_n(\omega) = \sqrt{1 + \frac{1}{(\omega\tau_1)^2}} \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{(\omega\tau_2)^2}} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{A}{\omega\tau_3}\right)^2}. \quad (9.22)$$

## 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 двухполарного 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 двухполарного 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 устраниет 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

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

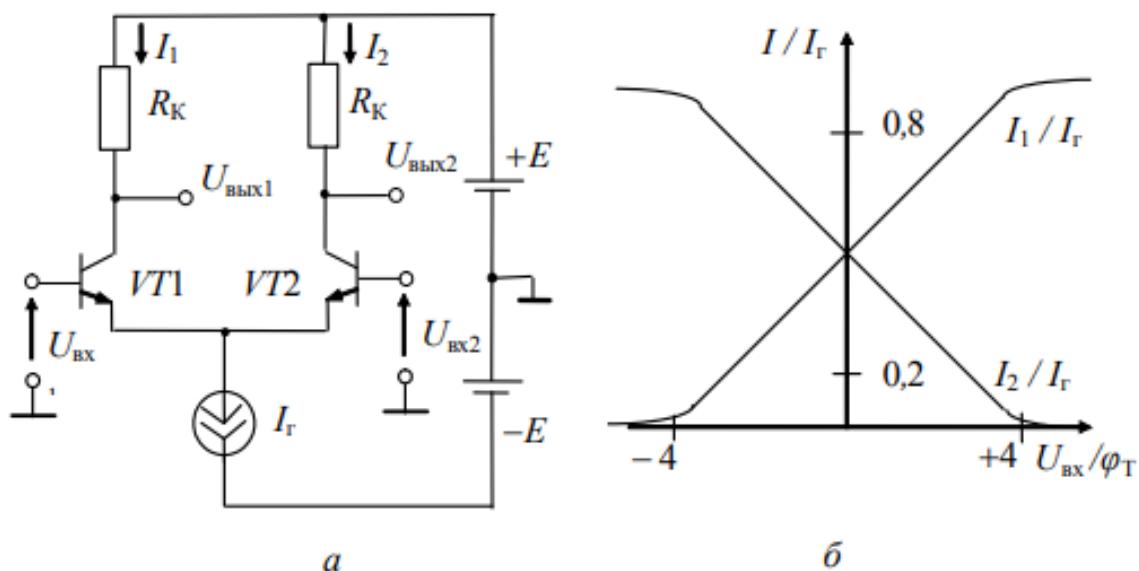


Рис. 11.1 – Дифференциальный усилитель (*a*)  
и его вольтамперная характеристика (*б*)

Если на вход ДУ подается дифференциальный входной сигнал  $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}1} - U_{\text{вх}2} \neq 0$ , то происходит перераспределение токов между плечами каскада, но сумма токов  $I_1 + I_2 = I_g$  остается постоянной. На рис. 11.1, *б* показаны зависимости  $I_1$  и  $I_2$  от  $U_{\text{вх}}$ , определяемые соотношениями

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

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  $U_{\text{вых}1}$  или  $U_{\text{вых}2}$  ( $\Delta U_{\text{вых}1}$  и  $\Delta U_{\text{вых}2}$  равны по величине, но противоположны по фазе).

Для оценки коэффициентов передачи по напряжению для входного дифференциального сигнала  $K_1 = \frac{\Delta U_{\text{вых}1}}{U_{\text{вх}}}$  и  $K_2 = \frac{\Delta U_{\text{вых}2}}{U_{\text{вх}}}$

(рис. 11.2, *a*) воспользуемся эквивалентной схемой для приращений напряжений и токов (рис. 11.2, *б*).

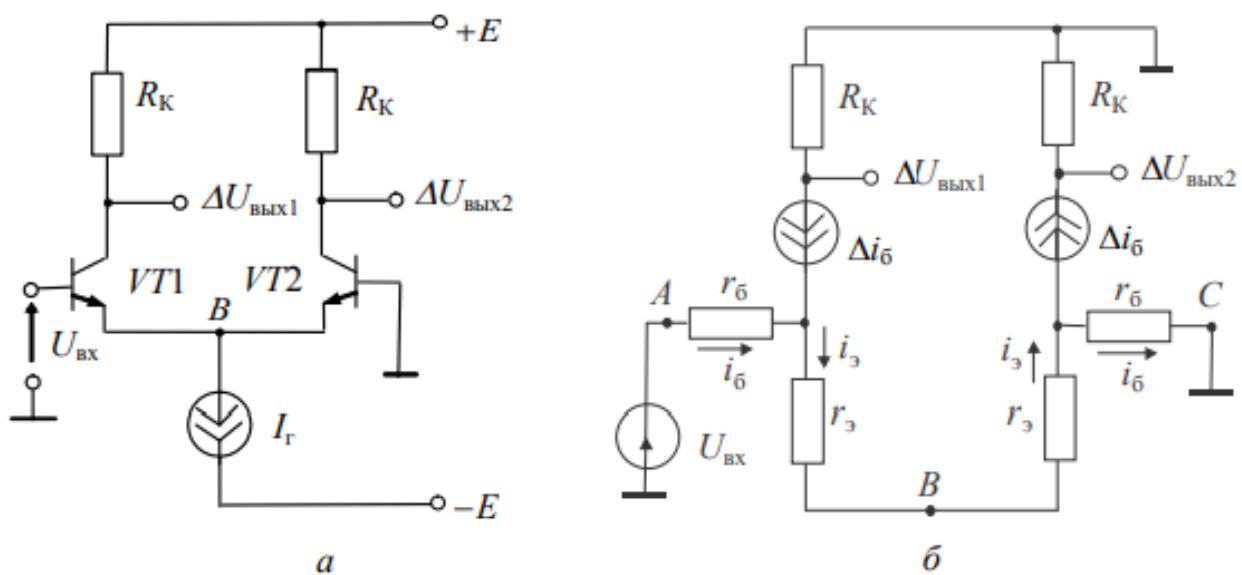


Рис. 11.2 – Вариант схемы дифференциального усилителя (*а*) и эквивалентная схема для определения входного сопротивления и коэффициента усиления по напряжению для дифференциального сигнала (*б*)

Входное сопротивление для дифференциального сигнала (обходим контур *ABC*)

$$r_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{i_6} = \frac{r_6 i_6 + r_3 i_3 + r_3 i_3 + r_6 i_6}{i_6} = 2[r_6 + r_3(1 + \beta)] = 2h_{11\beta}, \quad (11.2)$$

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

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

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  $r_3 = \frac{\varphi_T}{I_3}$ . (11.4)

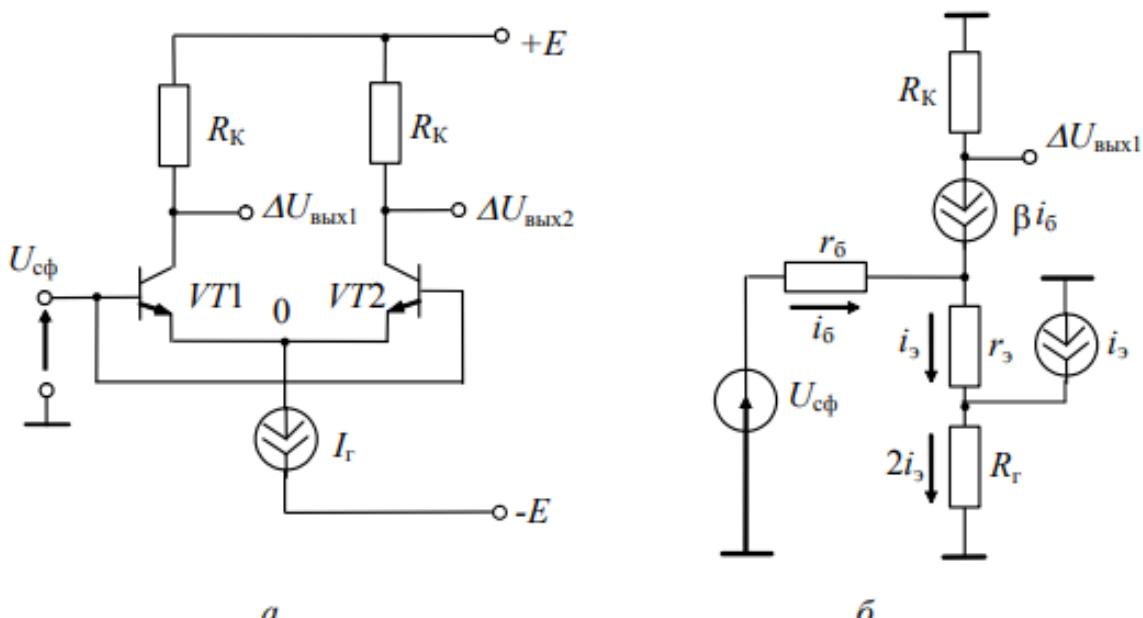


Рис. 11.3 – Схема для оценки коэффициента передачи синфазного сигнала в дифференциальном усилителе

Для уменьшения входных токов и повышения входного сопротивления входной дифференциальный каскад переводят в режим микротоков. При этом  $r_3(1+\beta) \gg r_6$  и справедливы соотношения

$$r_{\text{вх}} \approx 2r_3(1+\beta) \quad \text{и} \quad K = \frac{\beta R_K}{2r_3(1+\beta)} \approx \frac{R_K}{2r_3}. \quad (11.5)$$

Выходное сопротивление реального генератора постоянного тока  $R_r$  не равно бесконечности. Вследствие этого даже при полной симметрии плеч наблюдаются определенные изменения  $U_{\text{вых1}}$  или  $U_{\text{вых2}}$  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

$$r_{\text{сф}} = \frac{U_{\text{сф}}}{i_6} = \frac{r_6 i_6 + r_3 i_3 + 2R_r i_3}{i_6} = r_6 + (r_3 + 2R_r)(1+\beta) \approx 2R_r(1+\beta). \quad (11.6)$$

Коэффициент передачи синфазного напряжения

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

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

$$M_{\text{сф}} = \frac{K}{K_{\text{сф}}} = \frac{\frac{R_K}{2r_3}}{\frac{R_K}{2R_r}} = \frac{R_r}{r_3}. \quad (11.8)$$

Его часто оценивают в децибелах

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

## 12. Транзисторные источники тока. Токовые зеркала.

### 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  $R_0$ :

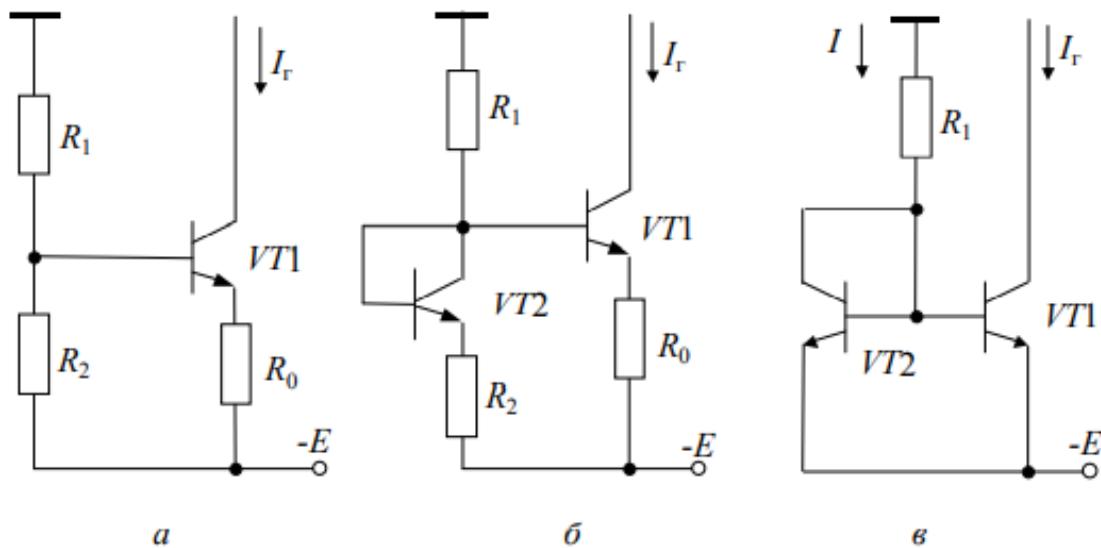


Рис. 11.4 – Варианты построения схем стабилизаторов тока

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

где  $U_{\Theta B} \approx 0,7$  В для кремниевого транзистора. Коллекtorный 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

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

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  $I_r$  практически повторяет ток  $I$ , задаваемый резистором  $R_1$ :

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

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  $I_r = \beta I_B = \frac{\beta}{\beta + 2} I$ .

*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

$$R_r = r_{K3} = \frac{U_{Эрли}}{I_r}, \quad (11.13)$$

где  $U_{Эрли}$  – 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, *a* и рис. 11.4, *б* выходное сопротивление выше и с ростом сопротивления  $R_0$  стремится к величине  $R_r = \beta r_{K3}$ .

### 13. Выходные трансформаторные усилительные каскады.

#### Однотактные и двухтактные схемы.

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 A*.

Выбор положения точки покоя прежде всего ограничен условиями:

$$I_{min} < I_0 < I_{K\text{ доп}};$$

$$U_{min} < U_0 < U_{K\mathcal{E}\text{ доп}};$$

$$P_K = U_0 I_0 < P_{K\text{ доп}},$$

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

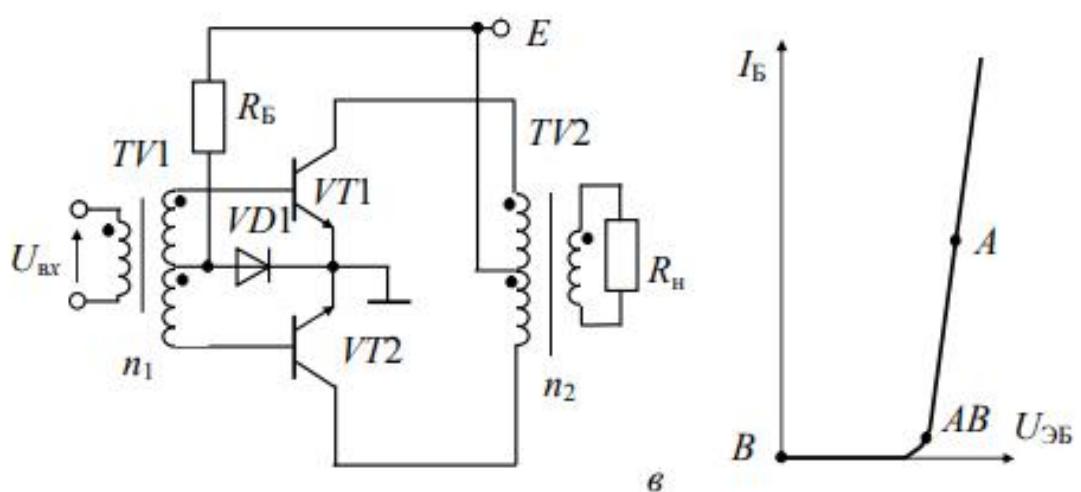
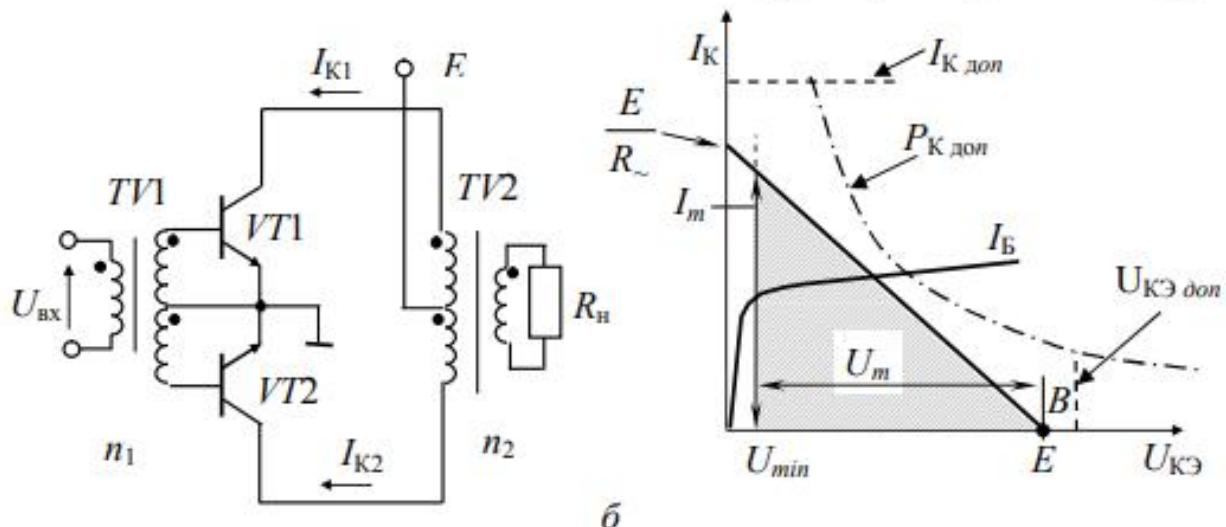
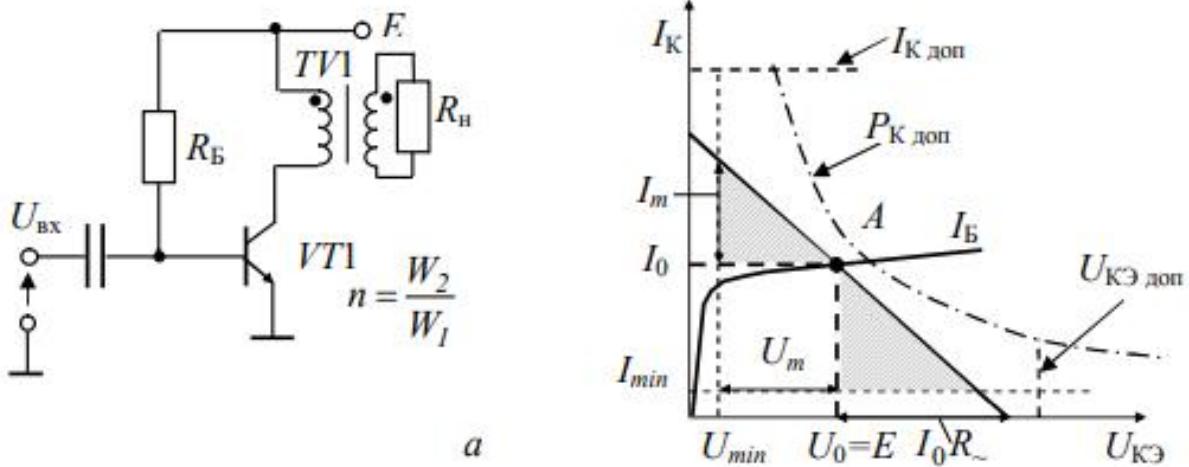


Рис. 10.1 – Схемы трансформаторных выходных каскадов в режимах усиления класса  $A$  (a),  $B$  (б),  $AB$  (в)

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

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, чтобы 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

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

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:

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

$$U_{\text{КЭ доп}} \geq 2E;$$

$$I_{\text{К доп}} \geq 2I_0.$$

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)

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

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

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

6) мощность, потребляемая от источника питания

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

где  $I_{\text{ср}} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi I_m \sin \varphi d\varphi = \frac{2I_m}{\pi}$  – среднее значение тока в цепи источника питания;

7) коэффициент полезного действия каскада

$$\eta = \frac{P_h}{P_\Sigma} = \frac{\eta_{\text{тр}} \psi EI_m / 2}{2EI_m / \pi} = \psi \frac{\pi}{4} \eta_{\text{тр}}. \quad (10.7)$$

Максимальное теоретическое значение КПД составляет 78% (при  $\psi = \eta_{\text{тр}} = 1$ ). В практических схемах удается реализовать  $\eta = (50-60)\%$ .

Мощность, рассеиваемая в транзисторах, определяется выражением

$$P = P_\Sigma - P_\sim = \frac{2}{\pi} EI_m - \frac{I_m^2 R_\sim}{2}. \quad (10.8)$$

Эта зависимость носит экстремальный характер. Наиболее тяжелым для транзисторов является режим  $I_m = 0,64E / R_\sim$ , при котором  $P = 0,2 \frac{E^2}{R_\sim}$ .

Соотношения для выбора транзисторов:

$$P_{\text{К доп}} > 0,1 \cdot E^2 / R_\sim;$$

$$U_{\text{КЭ доп}} > 2E;$$

$$I_{\text{К доп}} > 2E / R_\sim.$$

Недостатком режима класса *B* являются искажения сигнала, особенно заметные в момент перехода через нуль (искажение типа «ступенька»). Поэтому в практических схемах чаще используют режим *AB* (рис. 10.1, *в*). В режиме *AB* ток в рабочей точке выбирается равным не нулю, а порядка пяти процентов от максимального. КПД при этом незначительно снижается по сравнению с режимом *B*, но существенно уменьшается уровень нелинейных искажений. Необходимая величина напряжения смещения задается в результате падения напряжения на диоде *VD1*. Это напряжение с ростом температуры уменьшается, что способствует температурной стабилизации начального режима работы транзисторов *VT1* и *VT2*. Заметим, что при полной симметрии плеч четные гармоники в двухтактном выходном каскаде отсутствуют.

## 14. Бестрансформаторные выходные усилительные каскады.

### Двухтактные схемы усиления.

#### 10.4 Бестрансформаторные выходные каскады

##### 10.4.1 Выходные каскады в режиме класса В

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 В строится на транзисторах разного типа проводимости по схеме эмиттерного повторителя (рис. 10.3, а). 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  $U_{\text{вх}}$  повтор-

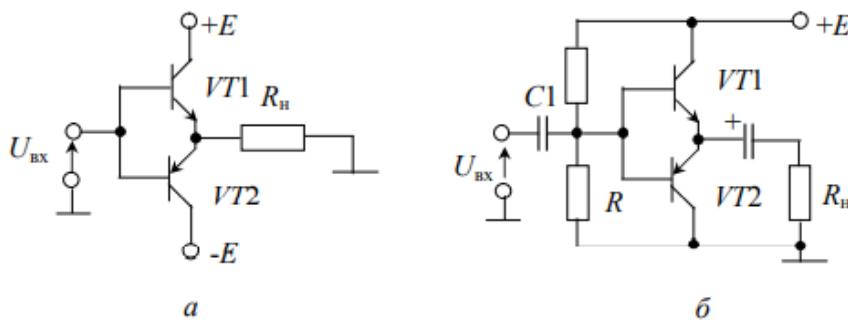


Рис. 10.3 – Схемы каскадов в режиме класса В

ряется на нагрузке  $R_h$  после отпирания транзистора  $VT2$  (ток протекает от источника  $-E$ ). Достоинство режима класса В – 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 В 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  $U_{C2}$ .

### 10.4.2 Выходной каскад в режиме класса AB

Схемы по рис. 10.3 обеспечивают лишь усиление по току. Амплитуда входного напряжения должна быть несколько больше требуемой амплитуды  $U_{\text{вых}}$ , т.к. коэффициент усиления по напряжению эмиттерного повторителя меньше единицы. Для уменьшения нелинейных искажений транзисторы выходного каскада переводят в режим *AB* и обычно запитывают от каскада предварительного усиления, выполненного на транзисторе  $VT1$  по схеме с ОЭ (рис. 10.4). Необходимое для режима *AB* начальное смещение выходных транзисторов  $VT2$  и  $VT3$  создается за счет падения напряжения на диодах  $VD1$  и  $VD2$ . Каскад на  $VT1$  обеспечивает усиление по напряжению, а выходной каскад на транзисторах  $VT2$ ,  $VT3$  – усиление по току. С ростом температуры уменьшается падение напряжения на диодах, что способствует температурной стабильности начального режима работы транзисторов  $VT2$ ,  $VT3$ . Падение напряжения на диодах должно быть равно  $2U_{\text{ЭБ20}}$ . Если оно меньше, между диодами  $VD1$  и  $VD2$  можно включить подстроечный резистор.

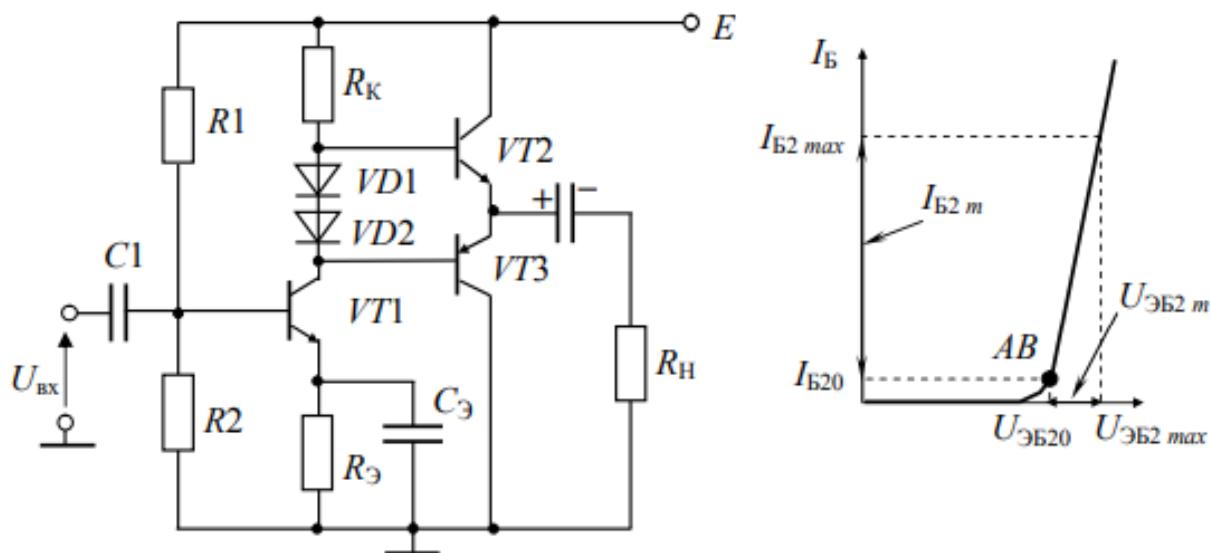


Рис. 10.4 – Схема выходного каскада в режиме *AB*

Ток покоя выходных транзисторов выбирают порядка пяти процентов от максимального тока нагрузки

$$I_0 = 0,05 I_H.$$

При этом среднее значение тока выходных транзисторов в номинальном режиме

$$I_{\text{cp}} = 0,33 I_H.$$

Мощность, потребляемая выходным каскадом,  $P_{\Sigma} = I_{\text{cp}} E$ .

$$\text{КПД выходного каскада } \eta = \frac{P_H}{P_{\Sigma}}.$$

Величину емкости разделительного конденсатора связи с нагрузкой  $C_2$  по допустимому коэффициенту частотных искажений  $M_{C2}$  на нижней граничной частоте  $f_n$  можно оценить следующим образом:

$$C_2 \geq \frac{1}{2\pi f_n (R_H + R_{\text{вых}}) \sqrt{M_{C2}^2 - 1}},$$

где  $R_{\text{вых}} = \frac{R_K + \frac{U_{\text{ЭБ2m}}}{I_{\text{Б2m}}}}{1 + \beta}$  — выходное сопротивление эмиттерного повторителя.

Резистор  $R_3$  обеспечивает температурную стабилизацию режима работы транзистора  $VT1$ . Падением напряжения на  $R_3$  создаются небольшим, чтобы сохранить высокий КПД каскада. За счет резистора  $R_3$  вводится последовательная ООС по постоянному току. Если блокировочный конденсатор  $C_3$  не поставить, то она будет действовать и на переменном токе, увеличивая входное сопротивление каскада, но снижая коэффициент усиления по напряжению до величины  $K_U = \frac{\beta R_K}{h_{113} + R_3(1 + \beta)}$ . При наличии конденсатора  $C_3$  отрицательная обратная связь на переменном токе отсутствует и коэффициент усиления по напряжению равен

$$K_U = \frac{\beta R_K}{h_{113}}.$$

Для стабилизации режима работы выходных транзисторов резистор  $R1$  часто подключают не к источнику  $E$ , а к общей точке эмиттеров  $VT2$  и  $VT3$ . Тогда в усилителе действует на постоянном токе местная ООС по току за счет резистора  $R_3$  и общая ООС по напряжению за счет резистора  $R1$ . Но параллельная ООС по напряжению будет и на переменном токе. Она снизит величины входного и выходного сопротивлений каскада. Входное сопротивление усилителя в этом случае можно рассчитать по формуле

$$R_{\text{вх}} = R2 \left\| \frac{R1}{K_U} \right\| h_{113}.$$

Недостаток рассматриваемой схемы состоит в том, что максимально достижимая амплитуда переменного напряжения на коллекторе транзистора  $VT1$  заметно меньше половины напряжения источника питания  $E$ , т.е. недостаточна для полной раскачки оконечных транзисторов. При их полной раскачке амплитуда напряжения на нагрузке максимальна и близка к  $E/2$ , а требуемая амплитуда переменного напряжения на базах оконечных транзисторов больше, так как они включены по схеме эмиттерных повторителей. Остаточное напряжение на транзисторе  $VT2$ , например, равно  $U_{\text{ЭБ}2} + R_K I_{B2 \text{ max}}$ . Если уменьшить  $R_K$ , то упадет коэффициент усиления по напряжению, больший ток потребуется в рабочей точке транзистора  $VT1$  и труднее будет открыть  $VT3$ . Остаточное напряжение на транзисторе  $VT3$  равно  $U_{\text{ЭБ}3} + U_{K\mathcal{E}1 \text{ min}} + U_\vartheta$ . Поэтому двойной размах напряжения на нагрузке меньше  $E$ .

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

Пример многокаскадного усилителя можно взять из 14 вопроса (двуухтактный выходной каскад в классе АВ), там 2 каскада.

Коэффициент частотных искажений  $M_{общ}$  определяется как отношение модуля коэффициента усиления на средней частоте к модулю коэффициента усиления на рассматриваемой частоте, т. е.

$$M_{общ} = K_{общ}/K_{общ}(w) = (K_01/K_1(w))(K_02/K_2(w)) \dots (K_{0n}/K_n(w)).$$

Следовательно, общий коэффициент частотных искажений многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов частотных искажений каждого каскада.

$$M_{общ}=M_1M_2\dots M_n$$

С учетом коэффициента передачи входной и выходной цепей

$$M_{общ}=M_{вх}M_1M_2\dots M_nM_{вых}$$

Соответственно относительный коэффициент усиления

$$Y_{общ}=Y_1Y_2\dots Y_n$$

Для коэффициента частотных искажений и относительного коэффициента усиления усилителя в логарифмических единицах

$$M_{общ[дб]}=M_{1[дб]}+M_{2[дб]}+\dots+M_{n[дб]}$$

$$Y_{общ[дб]}=Y_{1[дб]}+Y_{2[дб]}+\dots+Y_{n[дб]}$$

Заданные частотные искажения между каскадами распределяют таким образом, чтобы получить наименьшую стоимость и габаритные размеры усилителя. Наибольшие частотные искажения дают трансформаторные усилительные каскады. Поэтому на нижней частоте в трансформаторном каскаде коэффициент искажений берут в 2 ...3 раза выше, чем в обычном резисторном каскаде. Для уменьшения размеров переходных конденсаторов при низкой граничной частоте диапазона можно применять низкочастотную коррекцию. На верхней граничной частоте диапазона звуковых частот частотные искажения могут значительно проявляться только в трансформаторных каскадах, которые можно уменьшить соответствующим выбором параметров трансформатора (уменьшением индуктивности рассеяния и межвитковой емкости). В широкополосных усилителях для получения возможно большего усиления в каждый каскад следует вводить высокочастотную коррекцию.

В усилителях импульсных сигналов искажения общей переходной характеристики можно определить по искажениям переходных характеристик отдельных каскадов. Общее время нарастания

$$t_{\text{уст общ}} = \sqrt{t_{\text{уст max}}^2 + t_{\text{уст 1}}^2 + \dots + t_{\text{уст n}}^2}$$

Выброс вершины

$$\varepsilon_{\text{общ}} \approx \sqrt{\varepsilon_{\text{вх}}^2 + \varepsilon_1^2 + \dots + \varepsilon_n^2}$$

Спад плоской вершины

$$D_{u0 \text{ общ}} = D_{u \text{ вх}} + D_{u1} + \dots + D_{un}$$

Время установления импульса в усилителях из  $n$  каскадов, которые не имеют выбросов, можно определить по формуле  $t_{\text{уст общ}} \approx t_{\text{уст 1}} n^{0.6}$ . В отсутствие выбросов во входной цепи и в каждом каскаде выброс многокаскадного усилителя будет отсутствовать. Для усилителей, имеющих каскады с сильно различающимися выбросами и временами установления, данные соотношения непригодны. В этом случае необходимо графическим способом построить его переходную характеристику в области малых времен.

Равномерное распределение частотных искажений на высшей рабочей частоте или времени установления между отдельными каскадами широкополосного усилителя дает возможность получить наиболее стабильные параметры усилителя, но не является наиболее экономичным. Наибольший экономический эффект можно получить при взаимной коррекции каскадов, т. е. когда искажения по каскадам распределяются неравномерно. Недостаток взаимной коррекции каскадов в том, что при изменении параметров усилительных элементов и компонентов, входящих в каскады, частотные искажения на верхних частотах и время установления изменяются сильнее, чем у усилителя с одинаковыми каскадами.

$$k_{\text{зоб}}$$

$$k_{\text{зоб общ}} \approx \sqrt{k_{\text{зоб 1}}^2 + k_{\text{зоб 2}}^2 + \dots + k_{\text{зоб n}}^2}$$

Спад вершины импульса в многокаскадном усилителе  $\Delta$  приближенно равен сумме спадов, которые вносят входящие в усилитель каскады, т.е.  $\Delta \approx \Delta_1 + \Delta_2 + \dots + \Delta_n$  -- спады вершин импульсов соответственно 1, 2, ...,  $n$ -го каскадов.

Осуществить компенсацию спада плоской вершины импульса многокаскадного усилителя можно введением корректирующих цепей только в часть каскадов. Тогда выполняется условие:

$$\sum \Delta n = \sum \Delta c ,$$

где  $\sum \Delta n$  - суммарный подъем, обусловленный корректирующими цепями;  $\sum \Delta c$  - суммарный спад, обусловленный отдельными цепями каскадов.

## 16. Понятие идеального ОУ. Внутренняя структура ОУ.

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  $VT_1$ ,  $VT_2$  с генератором тока  $VT_5$ , получающим смещение с делителя  $R_1$ ,  $VD_1$  и динамической нагрузкой в виде «токового зеркала» на транзисторах  $VT_3$ ,

$VT_4$ . Через согласующий эмиттерный повторитель  $VT_6$  сигнал поступает на выходной каскад в виде усилителя напряжения  $VT_7$  (схема с ОЭ) с динамической нагрузкой  $VT_8$  и усилитель тока на транзисторах  $VT_9$ ,  $VT_{10}$ , получающий смещение с диодов  $VD_2$ ,  $VD_3$  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  $VT_7$ . Корректирующий конденсатор  $C_{\text{корр}}$  делает постоянную времени каскада на транзисторе  $VT_7$

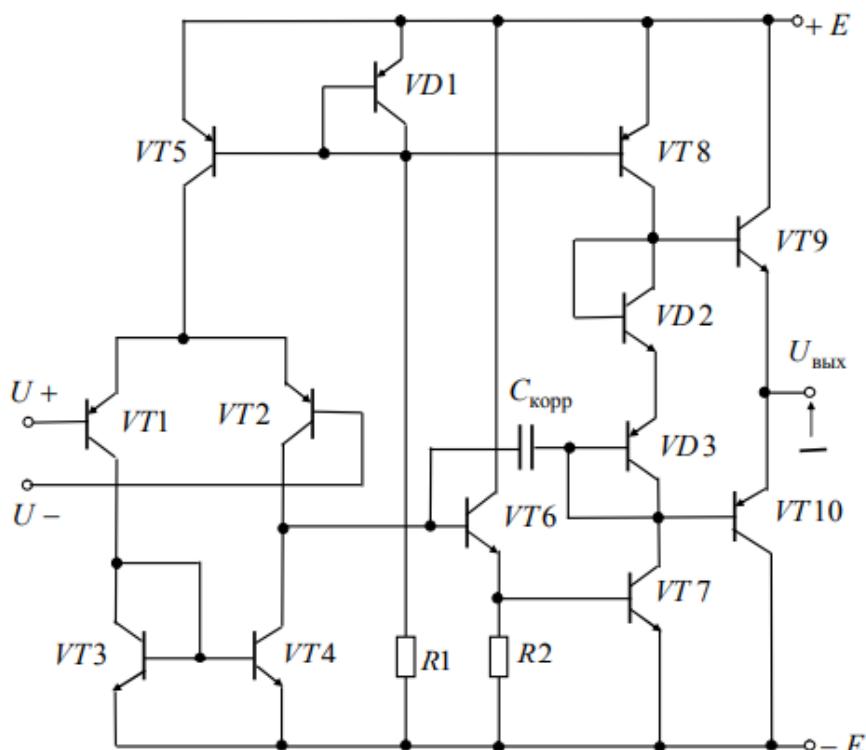


Рис. 11.5 – Вариант принципиальной схемы ОУ

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

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

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

## 17. Основные схемы включения ОУ.

Упрощенный анализ устройств на ОУ будем проводить для идеального операционного усилителя, т.е. имеющего  $K = \infty$ ,  $r_{\text{вх}} = \infty$ ,  $r_{\text{вых}} = 0$ ,  $U_{\text{см}} = 0$ ,  $I_{\text{вх}} = 0$ ,  $M_{\text{сф}} = \infty$ . 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 также 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, *а*) через элемент  $Z1$  течет ток  $i_1 = U_{\text{вх}}/Z1$ . Точно такой же ток течет и через  $Z2$ , т.к.  $r_{\text{вх}} = \infty$ .

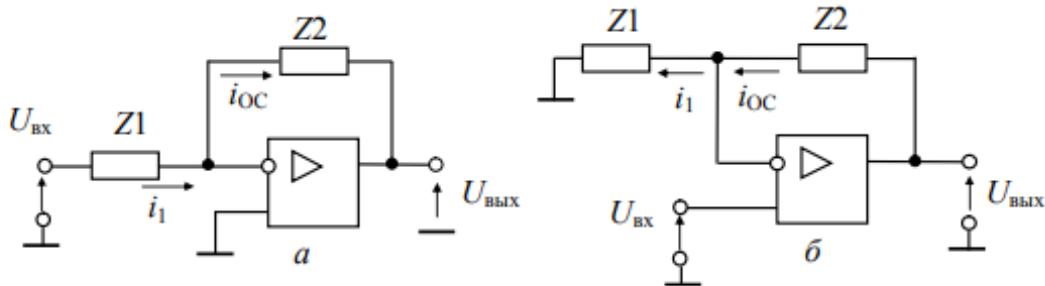


Рис. 11.8 – Типовые схемы включения ОУ:  
*а* – инвертирующее; *б* – неинвертирующее

Таким образом,

$$U_{\text{вых}} = -i_{\text{OC}}Z2 = -\frac{U_{\text{вх}}Z2}{Z1}, \text{ а } K_{\text{ОС}} = -\frac{Z2}{Z1}. \quad (11.14)$$

При **неинвертирующем включении** (рис. 11.8, *б*) по цепи ОС течет ток  $i_{\text{OC}} = \frac{U_{\text{вх}}}{Z1}$  и  $U_{\text{вых}} = i_1Z1 + i_{\text{OC}}Z2 = \frac{U_{\text{вх}}(Z1+Z2)}{Z1}$ ,

откуда 
$$K_{\text{ОС}} = 1 + \frac{Z2}{Z1}. \quad (11.15)$$

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-

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

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  $R_{\text{ах}}$  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  $I_{\text{вх}}$  [?] 100 пА.

### **МОЩНЫЕ И ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ ОУ**

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

### **МИКРОМОЩНЫЕ ОУ**

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

Промышленностью выпускается большое разнообразие ОУ, которые подразделяют на две группы: общего и частного применения. Операционные усилители частного применения бывают быстродействующими (скорость нарастания выходного напряжения  $U_{\text{вых}} = 50...70 \text{ В/мкс}$ ), прецизионными (обладают высоким коэффициентом  $K_U = 10^6...10^7$ , высоким коэффициентом  $K_{\text{осл.синф}} = 120 \text{ дБ}$ , малым  $U_{\text{см}} = 1 \text{ мВ}$ ), микромощными (питаются от источников  $\pm 3$  и  $\pm 6 \text{ В}$  и потребляют ток менее 1 мА), мощными (обеспечивают выходной ток до 1 А) и высоковольтными.

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 характеристика 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).

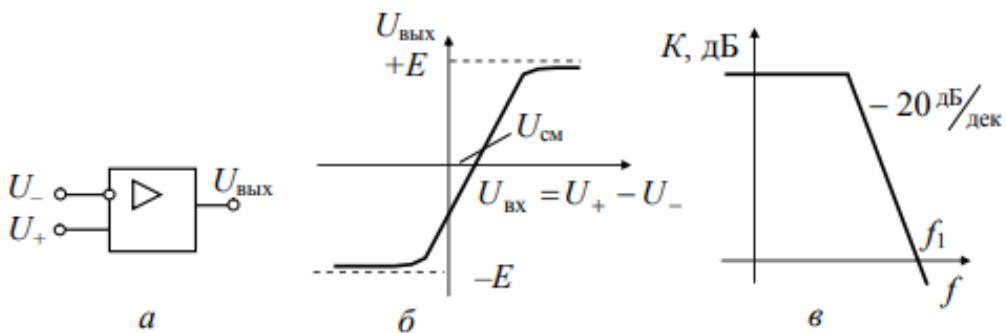


Рис. 11.7 – Основные характеристики ОУ

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

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

### 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

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

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-

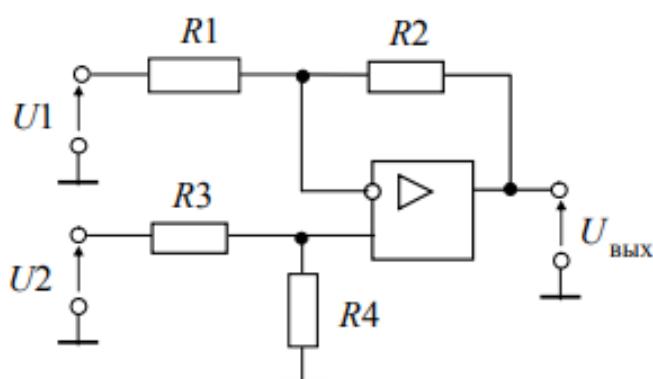


Рис. 12.5 – Схема дифференциального УПТ

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

## 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

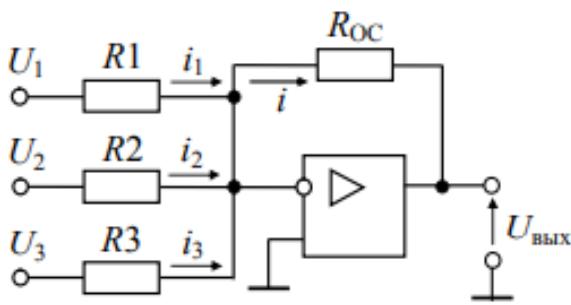


Рис. 12.7 – Схема аналогового сумматора на ОУ

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:

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

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

## 12.5 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.

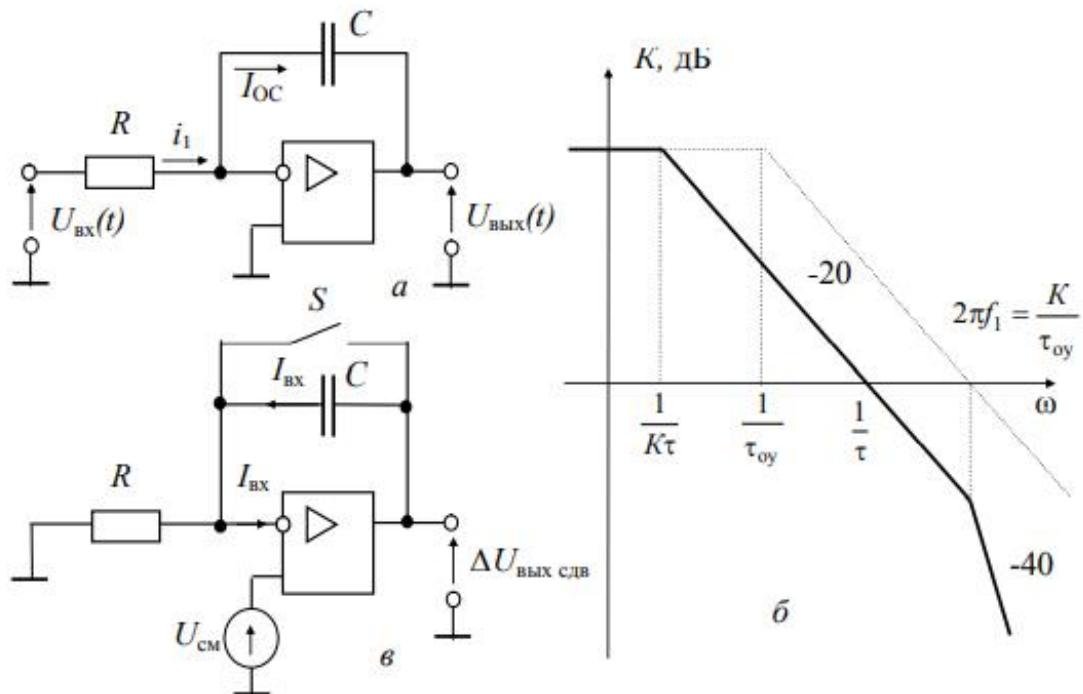


Рис. 12.8 – Аналоговый интегратор:

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

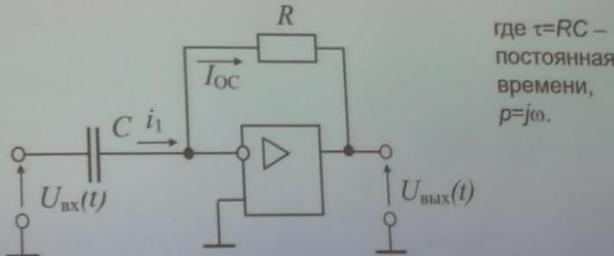
Передаточная функция (12.4) соответствует идеальному интегратору. ЛАЧХ его коэффициента передачи идет с наклоном – 20 дБ/дек, пересекая ось абсцисс при  $\omega = 1/\tau$ . Для интегратора справедливы соотношения:  $i_1 = U_{bx} / R$  и  $i_{OC} = C \cdot dU_{вых}(t)/dt$ , поэтому  $U_{вых}(t) = -\frac{1}{RC}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

### Дифференцирующий усилитель

**Не путать с дифференциальным усилителем!**

ОУ в инвертирующем включении. Во входной цепи стоит емкость С. Для идеального операционного усилителя коэффициент передачи устройства

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



### Дифференцирующий усилитель

Для дифференцирующего звена справедливы соотношения:

$$i_{OC} = -U_{вых}(t)/R,$$

$$i_1 = C \cdot dU_{вх}(t)/dt,$$

$$i_1 = i_{OC},$$

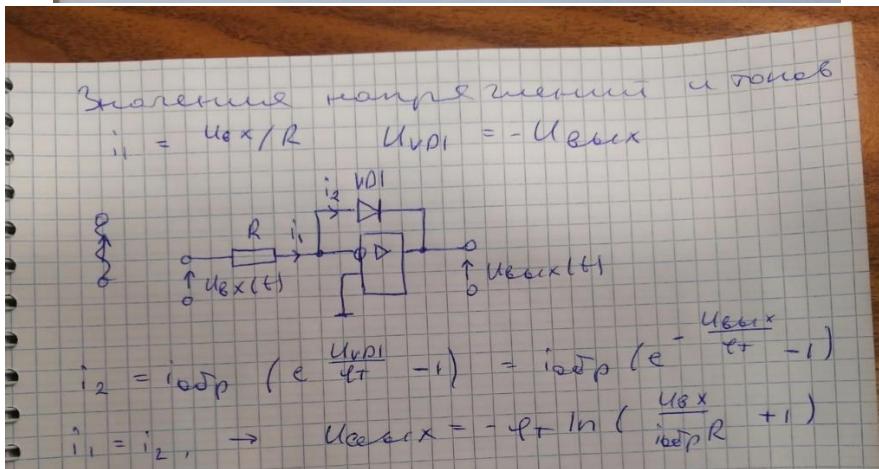
поэтому

$$U_{вых}(t) = -CR \frac{dU_{вх}(t)}{dt}.$$

### Логарифмирующий усилитель

Логарифмирующие усилители предназначены для получения выходного напряжения, пропорционального логарифму входного напряжения. Они используются в компандерах и эспандерах сигналов (в устройствах сжатия и расширения динамического диапазона входных сигналов).

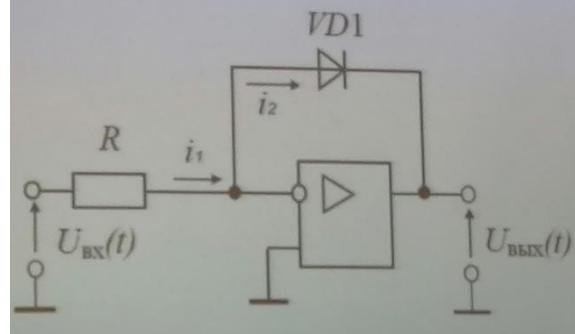
Логарифмирующий усилитель получается при включении в цепь ООС полупроводникового диода.



### Логарифмирующий усилитель

$$i_2 = i_{обр} \left( e^{\frac{U_{вых}}{\Phi_T}} - 1 \right) = i_{обр} \left( e^{-\frac{-U_{вых}}{\Phi_T}} - 1 \right).$$

$$i_1 = i_2, \rightarrow U_{вых} = -\Phi_T \ln \left( \frac{U_{вх}}{i_{обр} R} + 1 \right).$$



### Логарифмирующий усилитель

Для того, чтобы соблюдалась логарифмическая зависимость выходного напряжения от входного напряжения ОУ, необходимо чтобы входной ток значительно превышал обратный ток насыщения диода. В этом случае

$$i_1 = \frac{U_{\text{вх}}}{R} \gg i_{\text{обр}}, \quad \frac{U_{\text{вх}}}{i_{\text{обр}} R} \gg 1,$$

$$U_{\text{вых}} \approx -\Phi_T \ln \left( \frac{U_{\text{вх}}}{i_{\text{обр}} R} \right).$$

## 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 токо-вого прибора и других сопротивлений, последовательно с ней включенных (в частности, диодов выпрямительной схемы). С помощью резистора  $R$  легко изменять шкалу прибора.

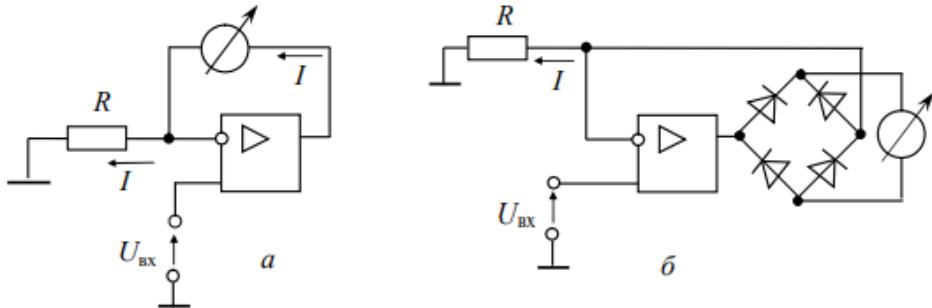


Рис. 12.12 – Преобразователи напряжение – ток:  
а – вольтметр постоянного тока; б – вольтметр переменного тока

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.

### 12.8 Усилители тока

Усилители тока предназначены для преобразования малых токов в напряжение. Простейший способ преобразовать ток в напряжение – пропустить этот ток через резистор с известным сопротивлением. Однако при этом для увеличения чувствительности при измерении малых токов приходится существенно увеличивать сопротивление резистора, что:

- приводит к нежелательному воздействию измерительной цепи на измеряемую;
- требует повышения входного сопротивления последующих каскадов;
- увеличивает инерционность цепи, вызываемую действием паразитных емкостей, в частности соединительной линии. Усилители тока на ОУ (рис. 12.14) позволяют в значительной мере избавиться от перечисленных недостатков. Коэффициент преобразования схемы (рис. 12.14, а) определяется соотношением  $U_{\text{вых}}/I_c = R$ . Для схемы (рис. 12.14, б) он равен  $R_1 + R_2 + R_1 R_2 / R_3$

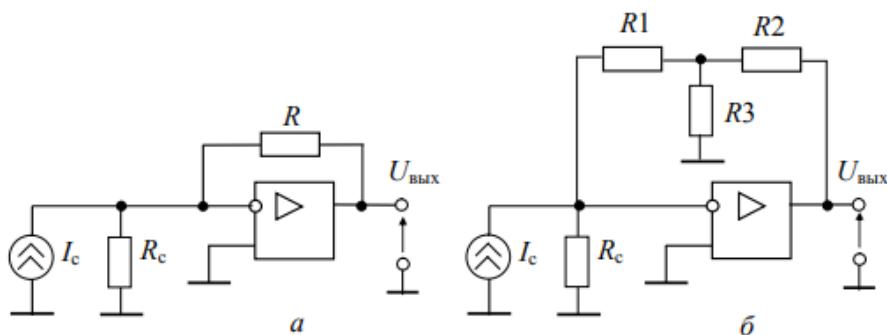


Рис. 12.14 – Схемы преобразователей тока в напряжение

и позволяет избежать использования слишком больших сопротивлений.

Коэффициент преобразования схемы рис. 12.14, *a* определяется соотношением  $U_{\text{вых}}/I_c = R$ . Для схемы рис. 12.14, *б* он равен  $R1 + R2 + R1R2/R3$  и позволяет избежать использования слишком больших сопротивлений.

Входное сопротивление усилителя тока весьма мало:

$R_{\text{вх}} = r_{\text{вх}} \parallel \frac{R}{1+K}$ , где  $r_{\text{вх}}$  – входное сопротивление ОУ. Поэтому усилитель не оказывает обратного влияния на измеряемую цепь и обеспечивает малую постоянную времени входной цепи.

Если к усилителю тока не предъявляется требование высокого быстродействия, рекомендуется включать конденсатор между инвертирующим входом и выходом ОУ с целью уменьшения напряжения шумов на выходе.

Операционный усилитель, работающий без отрицательной обратной связи (рис. 6.32), представляет собой **компаратор**.

### 6.5.1

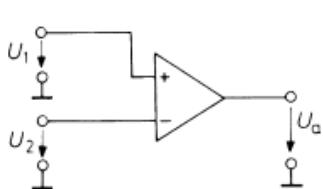
#### Компараторы

Выходное напряжение **компаратора** составляет

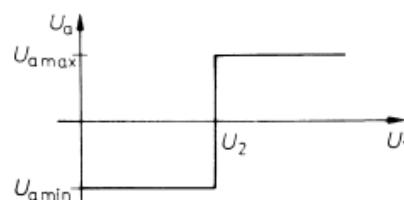
$$U_a = \begin{cases} U_{a \max} & \text{при } U_1 > U_2 \\ U_{a \min} & \text{при } U_1 < U_2 \end{cases}$$

Соответствующая передаточная характеристика приведена на рис. 6.33. Благодаря высокому усилению схема реагирует на весьма малое разностное напряжение  $U_1 - U_2$  и потому хорошо подходит для высокоточного сравнения двух напряжений.

При отклонении разности входных напряжений от нуля изменение выходного напряжения от одной границы рабочего участка переходной характеристики до другой происходит постепенно (не мгновенно) в силу того, что скорость нарастания сигнала



**Рис. 6.32.** Операционный усилитель в качестве **компаратора**



**Рис. 6.33.** Передаточная характеристика

## 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-

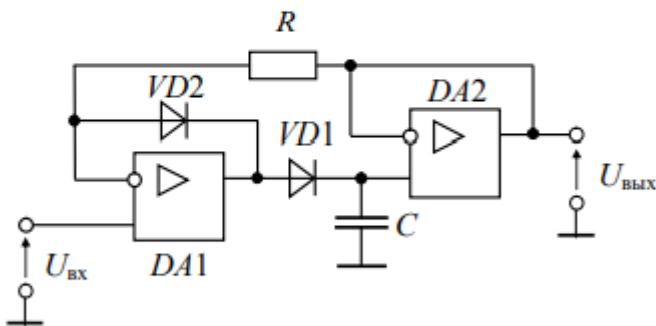


Рис. 12.15 – Амплитудный детектор положительного уровня

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.

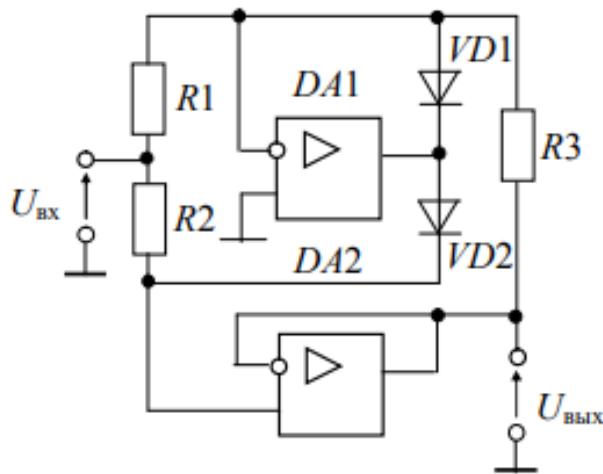


Рис. 12.16 – Схема прецизионного выпрямителя

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.

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

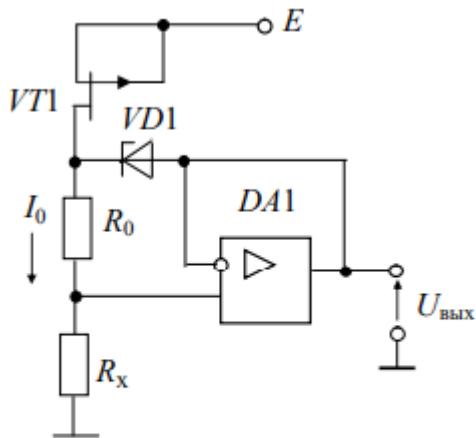


Рис. 12.17 – Схема ПСН с двухпроводной линией связи

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  $R_0$ .

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).

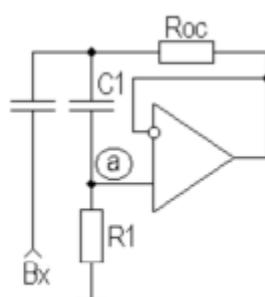


Рисунок 7.20 - Гиратор

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

Фильтром называют устройство, которое пропускает гармонические сигналы в одном определенном диапазоне частот и подавляет их в остальных диапазонах частот. Зная, как фильтр передает гармонические сигналы, обычно достаточно легко определить, как он будет передавать сигналы другой формы.

Запишем передаточную функцию  $T(s)$  в следующем виде:

$$T(s) = K \frac{(s - z_1)(s - z_2) \cdots (s - z_m)}{(s - p_1)(s - p_2) \cdots (s - p_n)} = \frac{(j\omega - z_1)(j\omega - z_2) \cdots (j\omega - z_m)}{(j\omega - p_1)(j\omega - p_2) \cdots (j\omega - p_n)} = T(j\omega), \quad (3.15)$$

где  $K$  — вещественный коэффициент;  $z_1, \dots, z_m$  — корни полинома числителя (нули);  $p_1, \dots, p_n$  — корни полинома знаменателя (полюса).

Известно, что полюсы и нули могут быть или вещественными, или комплексно-сопряженными.

Как уже отмечалось, при описании свойств фильтров обычно ориентируются на гармонические сигналы. При этом имеют в виду установившийся режим работы. В такой ситуации широко используют частотную передаточную функцию  $T(j\omega)$ , которую получают из обычной передаточной функции при подстановке  $s = j\omega$ , где  $\omega$  — круговая частота, град/с.

Для описания фильтров часто применяют:

- 1) АЧХ;
  - 2) ФЧХ;
  - 3) характеристику времени замедления (групповое время запаздывания).
- Амплитудно-частотная характеристика представляет собой зависимость

$$A(\omega) = |T(j\omega)|.$$

Значение  $A(\omega)$  на некоторой частоте дает отношение действующих значений сигналов на выходе и входе фильтра. На практике широко используют АЧХ, выраженную в децибелах:

$$A_{\text{дБ}}(\omega) = 20 \lg |T(j\omega)|.$$

Фазочастотная характеристика является зависимостью вида

$$\varphi(\omega) = \arg T(j\omega).$$

Значение  $\varphi(\omega)$  на некоторой частоте является сдвигом по фазе выходной величины по отношению к входной.

Характеристика времени замедления определяется по формуле

$$\tau(\omega) = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}.$$

Величина  $\tau(\omega)$  характеризует сдвиг по времени выходной величины по отношению к входной.

Наиболее широко используют АЧХ и ФЧХ. Характеристика времени замедления не несет принципиально новой информации по сравнению с ФЧХ, но является весьма полезной и применяется достаточно часто.

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.

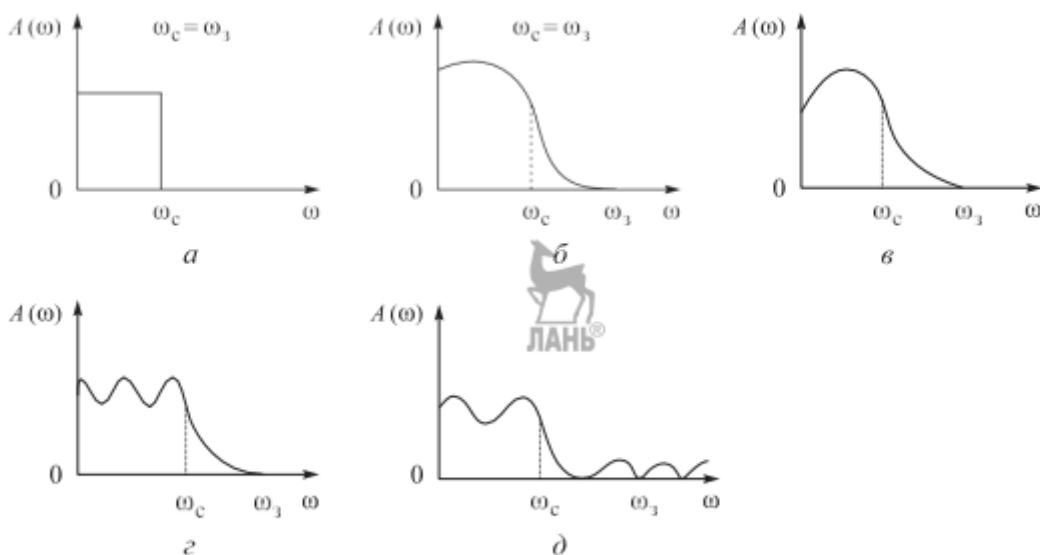


Рис. 3.25. Амплитудно-частотные характеристики  $A(\omega)$  фильтров нижних частот:  
а — идеального фильтра; б–д — реальных фильтров;  $\omega_c$  — частота среза;  $\omega_3$  — частота задерживания

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.

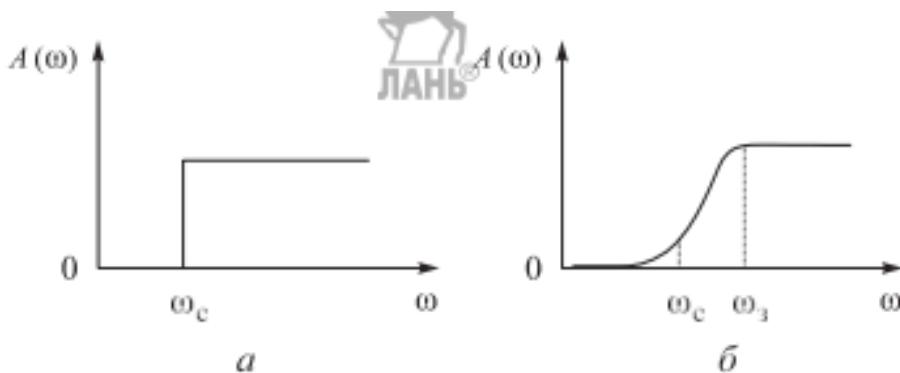
Фильтр *верхних частот* характеризуется тем, что он пропускает сигналы верхних и задерживает сигналы низких частот.

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

На рис. 3.26 показаны АЧХ фильтров верхних частот.

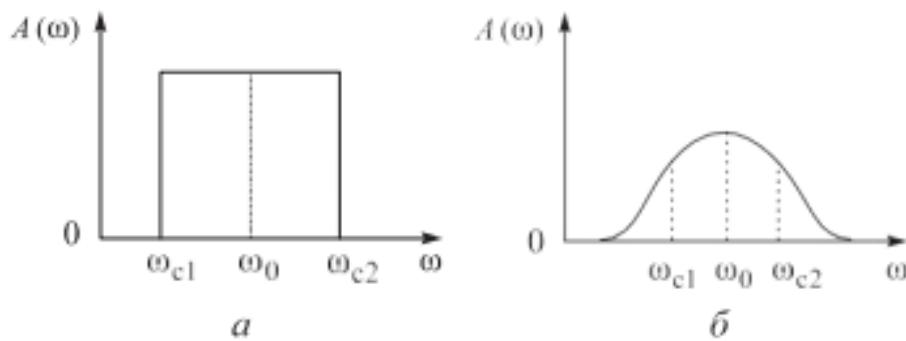
Полосовые фильтры пропускают сигналы одной полосы частот, расположенной в некоторой внутренней части оси частот. Сигналы с частотами вне этой полосы такие фильтры задерживают.

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



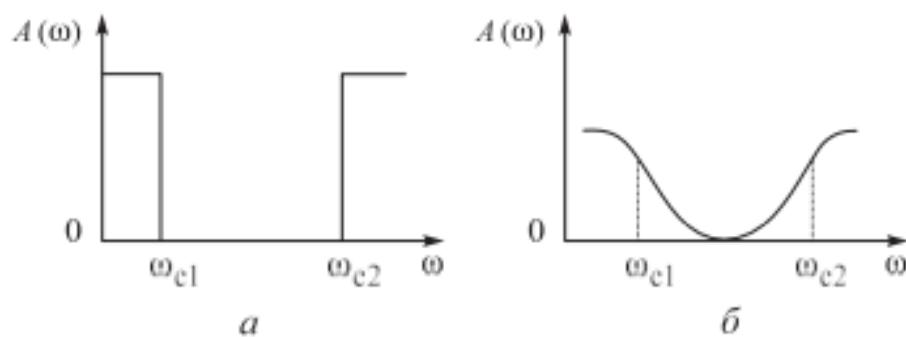
**Рис. 3.26. Амплитудно-частотные характеристики  $A(\omega)$  фильтров верхних частот:**

*а* — идеального фильтра; *б* — типичного реального фильтра;  
 $\omega_c$  — частота среза;  $\omega_3$  — частота задерживания



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

*а* — идеального фильтра; *б* — реального фильтра;  $\omega_{c1}$ ,  $\omega_{c2}$  — ча-  
стоты среза;  $\omega_0$  — средняя частота



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

*а* — идеального фильтра; *б* — реального фильтра;  $\omega_{c1}$ ,  $\omega_{c2}$  — ча-  
стоты 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 достаточном удалении от полосы пропускания определяется порядком фильтра.

Из (3.13)–(3.15) следует, что на достаточном 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.

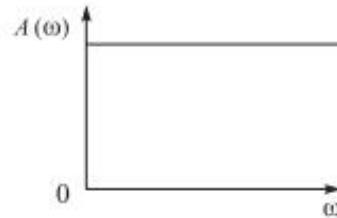


Рис. 3.29. Амплитудно-частотная характеристика  $A(\omega)$  всепропускающего фильтра (фазового корректора)

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

Рассмотрим классификацию на примере фильтров нижних 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 Баттерворта, 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.

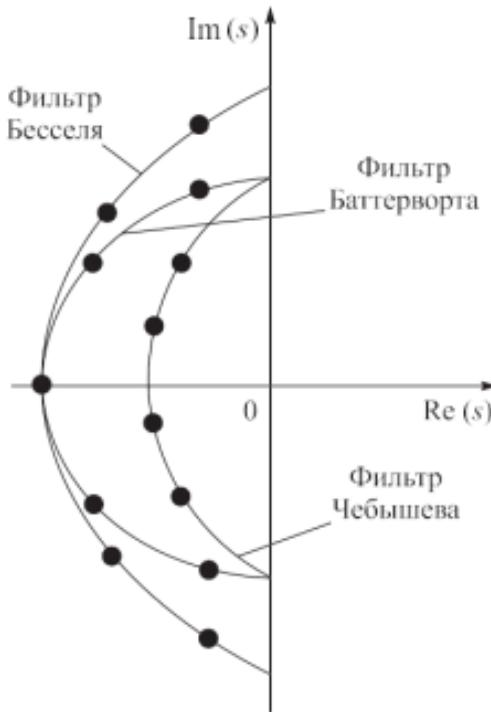


Рис. 3.30. Комплексная плоскость с границами полюсов и нулей:

● — 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.

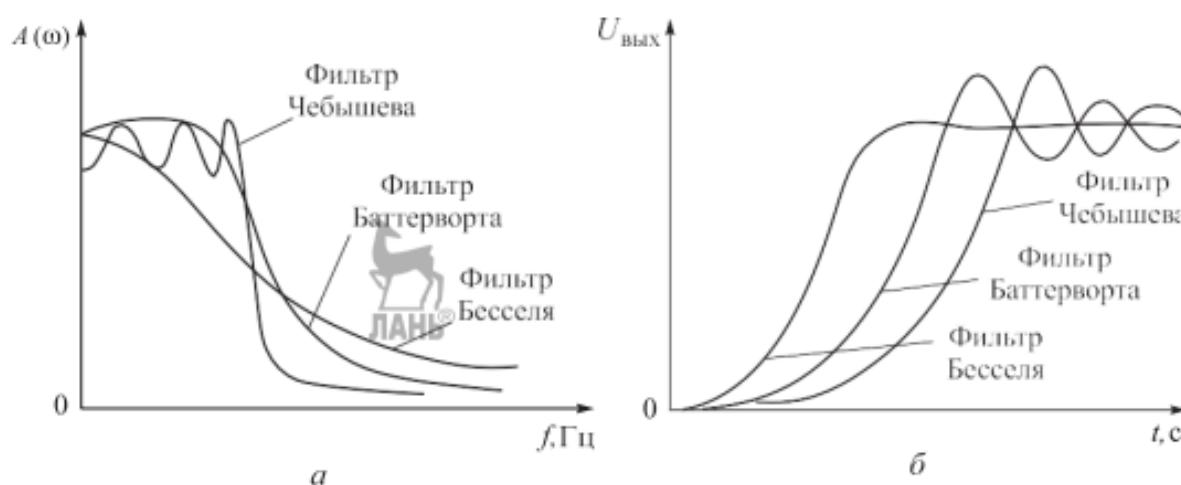


Рис. 3.31. Амплитудно-частотные  $A(\omega)$  (а) и переходные (б) характеристики фильтров

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. Граничная частота определяется соотношением  $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ . 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.

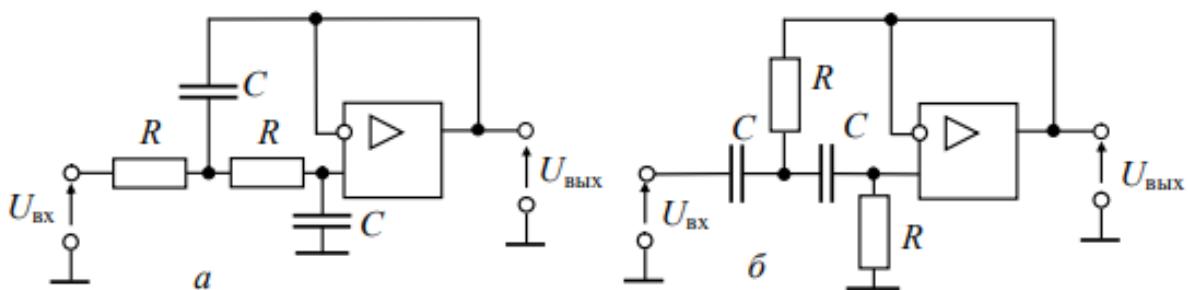


Рис. 13.7 – Схемы активных фильтров нижних (a) и верхних (б) частот

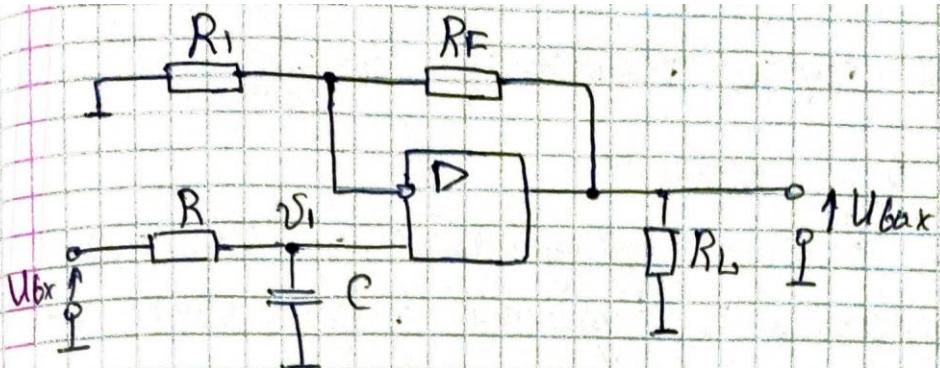
Заградительный (он же режекторный) получаем параллельным соединением ФНЧ и ФВЧ.

ФНЧ 1-го порядка

Пасущий выходной сигнал минимизируется из резистора и конденсатора. Конт. на компре равно  $\omega_i = \left(\frac{-jX_C}{R-jX_C}\right)_{\text{из}}$

тогда  $-jX_C = -j\omega C = j\omega C = j2\pi f C$  конт. на выходе

С учетом этого  $\omega_i = \frac{U_{вх}}{1+j2\pi f C}$



Баз. напр. нестаб. ус-ща

$$U_{Bax} = \left(1 + \frac{R_F}{R_i}\right) U_Bx = \left(1 + \frac{R_F}{R_i}\right) \frac{U_{Bx}}{1 + j 2\pi f R C}$$

Полоса частотно-затыкаемый зоны передачи фильтра

$$\frac{U_{Bax}}{U_{Bx}} = \frac{A_F}{1 + j(f/f_H)}$$

~~Част.-заб.~~ Част.-заб. коэф. усм. ф.:

$$\frac{U_{Bax}}{U_{Bx}} = \frac{A_F}{1 + j(f/f_H)}$$

Значит  $A_F = 1 + \frac{R_F}{R_i}$  — к-т м. усм. в поле пропускания;

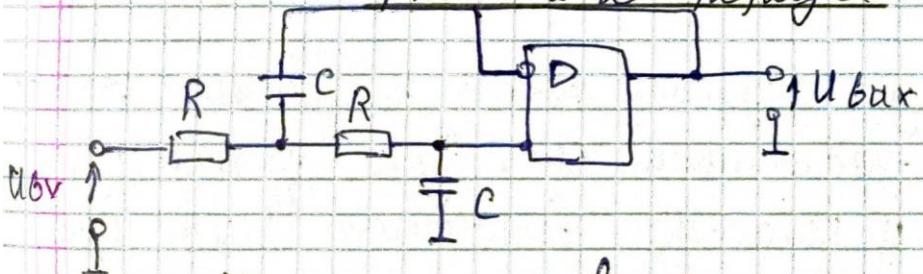
$f_H$  — частота б/з. симметрии;

$f_H = \frac{1}{2\pi R C}$  — верхняя частота среза фильтра.

Модуль коэф. усм. ( $A_f X$ ) и фазовый угол  $\phi / \phi_H$

$$\left| \frac{U_{Bax}}{U_{Bx}} \right| = \frac{A_F}{\sqrt{1 + (f/f_H)^2}} \quad \phi = -\arctg(f/f_H)$$

ФНЧ 2-го порядка



К-т передачи в поле пропускания = 1 (10<sup>0</sup> Усн-ся)

если повторить шаги 2). дробузма снада мороз-ой

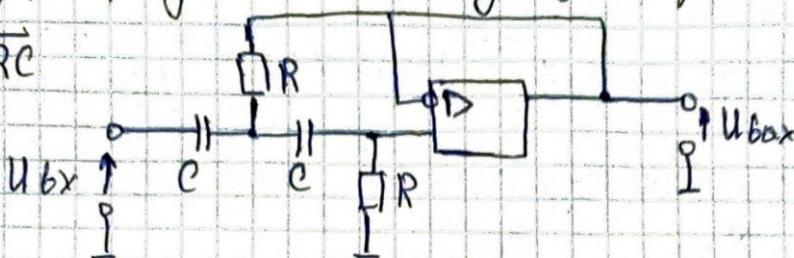
$A_f X$  по-на 2-го порядка за границей пропускания — 40 дБ/окр.

График. частота ОЧК-ов асимптотична  $f_H = \frac{1}{2\pi RC}$ .

### ФВЧ 2-го порядка

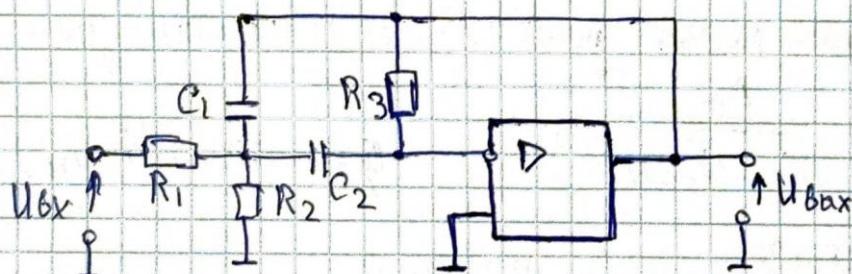
К-м передачи в полосе пропускания  $= f_0 Y$  (нен-ое как повторение написания). Амплитуда спада НЧХ до 2-го порядка за 2<sup>nd</sup> пропускание  $\rightarrow 40 \text{ дБ/дек}$ . График 2. ОЧК-ов

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC}$$



### Полосовой фильтр

С применением ОУ строятся ОЧК-ы на широкогасимущие избирательные ус-чи. Покажем запиранием базы схемы. В практике чаще используют широкогасимущие ус-чи типа RC на ОУ с двухсторонней ООС. Полосой ус-чи можно использовать полосовой ф-р.



К-м передачи за пределами полосы пропускания ОЧК-ов 2-ого и 2-го II гасимущие-запирающие ООС. Одна из них соединяется с гасимуш. из C1 и параллельно выходящими R1 и R2 и действует на выходные гасимушки, а другая — гасимуш. из R3, C2 и параллельно выходящими R1 и R2 и действует на выходные гасимушки.

Однотипно конд  $C_2$  действует как разделятельный и  
сдвиговый перегородка между частотами со входа и выхода

Сим. напр-но ус-ие при  $C_1 = C_2 = C$  опт-ая ампл-ти:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2 \cdot R_3}} - \text{частота квазирезонанса;}$$

$$X_0 = -\frac{R_3}{2R_1} - \text{коэф. ус-я на частоте } f_0;$$

$$Q_{\text{экв}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_3(R_1 + R_2)}{R_1 \cdot R_2}} = \pi R_3 C f_0 - \text{эквив-ая доброт-}$$

москв;

$$2\Delta f' = \frac{f_0}{Q_{\text{экв}}} = \frac{1}{\pi R_3 C} - \text{ширина пропускания на уровне}$$

3 dB.

Измен. резонанс. частоту можно варьировать изменяя  
сопр-я резистора  $R_2$ , что не приводит к изм-ю коэф-та уси-я.  
и ширину пропускания пас-ага.

## 24. Измерительные (инструментальные) усилители. Усилители с дифференциальным входом и выходом.

По сути дифференциальный УПТ – усилитель с диф входом и выходом. Выход очевидно, ведь это показывается в тексте учебника, а вот по входу по причине того, что в ОУ имеется входной дифференциальный усилительный каскад, значит вход усилителя тоже дифференциальный)

### 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

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

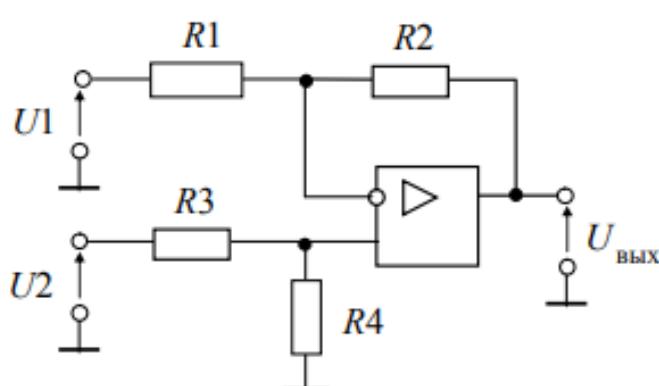


Рис. 12.5 – Схема дифференциального УПТ

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-

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

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

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

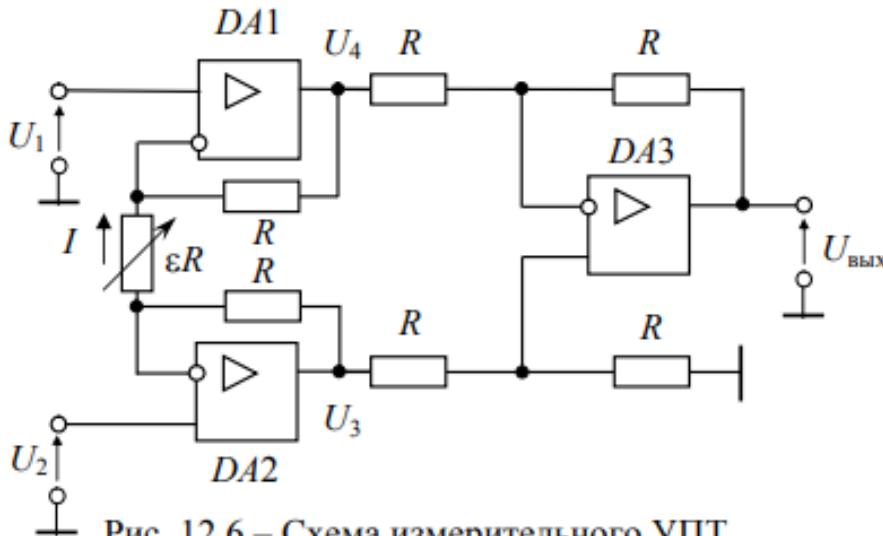


Рис. 12.6 – Схема измерительного УПТ

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:

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

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  $\varepsilon R$ .

## 25. Интегральные компараторы. Особенности структуры, основные параметры. Простейшая схема включения.

Операционный усилитель, работающий без отрицательной обратной связи (рис. 6.32), представляет собой компаратор.

### 6.5.1

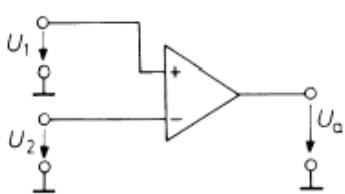
#### Компараторы

Выходное напряжение компаратора составляет

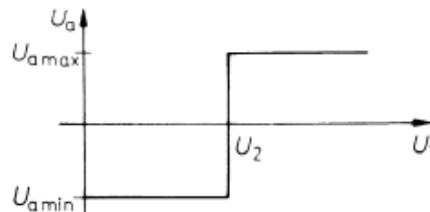
$$U_a = \begin{cases} U_{a \max} & \text{при } U_1 > U_2 \\ U_{a \min} & \text{при } U_1 < U_2 \end{cases}$$

Соответствующая передаточная характеристика приведена на рис. 6.33. Благодаря высокому усилению схема реагирует на весьма малое разностное напряжение  $U_1 - U_2$  и потому хорошо подходит для высокоточного сравнения двух напряжений.

При отклонении разности входных напряжений от нуля изменение выходного напряжения от одной границы рабочего участка переходной характеристики до другой происходит постепенно (не мгновенно) в силу того, что скорость нарастания сигнала



**Рис. 6.32.** Операционный усилитель в качестве компаратора

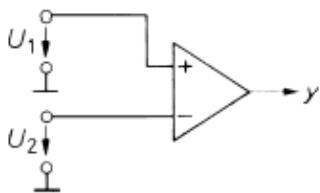


**Рис. 6.33.** Передаточная характеристика

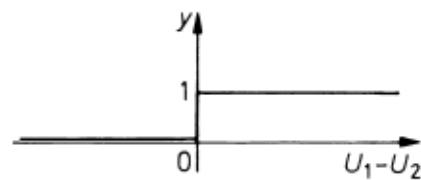
ограничена. У стандартных операционных усилителей с частотной коррекцией она равна всего 1 В/мкс, так что переход от  $-12$  до  $+12$  В длится 24 мкс. Время восстановления усилителя после перегрузки увеличивает задержку.

Поскольку усилитель не охвачен отрицательной обратной связью, отпадает надобность в частотной коррекции. Отказ от нее намного улучшает скорость нарастания сигнала и сокращает время восстановления усилителя.

Существенное сокращение задержки обеспечивается специальными компараторными усилителями. Они конструируются для работы без обратной связи и отличаются особенно малым временем восстановления. Однако усиление, а следовательно, и точность порога переключения у них несколько хуже, чем у операционных усилителей. Как правило, выход усилителя прямо подключается к схеме сдвига уровня, позволяющей непосредственно управлять цифровыми микросхемами. Способ их применения и характеристика приведены на рис. 6.34 и 6.35. Сводка сведений о популярных компараторах представлена в табл. 6.4.



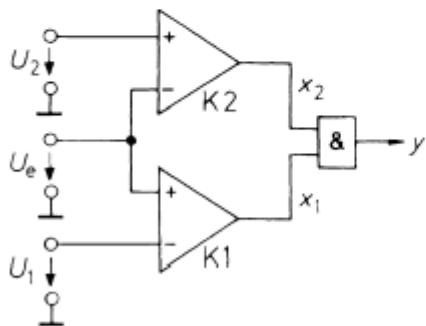
**Рис. 6.34.** Компаратор с логическим выходом  $y = 1$  при  $U_1 > U_2$



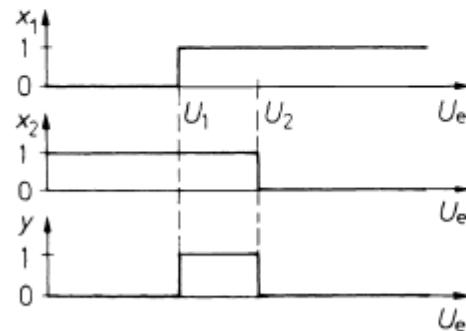
**Рис. 6.35.** Передаточная характеристика

## Двухпороговый компаратор

Двухпороговый компаратор позволяет определить, находится входной сигнал в диапазоне между двумя пороговыми напряжениями или вне его. Схема на рис. 6.36 с двумя компараторами дает возможность установить, находится ли входное напряжение выше нижнего порога и ниже верхнего. Это условие выполняется, лишь если на выходах обоих компараторов присутствует логическая единица. Такое объединение обеспечивает логический элемент И. Осциллографмы на рис. 6.37 наглядно иллюстрируют принцип действия схемы. Двухпороговые компараторы выпускаются также в виде интегральных схем, например LTC1042 фирмы Linear Technology, CMP100 фирмы Burr Brown и AD1317 фирмы Analog Devices.



**Рис. 6.36.** Двухпороговый компаратор;  
 $y = 1$  при  $U_1 < U_e < U_2$



**Рис. 6.37.** Осциллографмы двухпорогового компаратора

## Компараторы

Операционные усилители, применяющиеся с открытой петлей обратной связи (т. е. без обратной связи), для простоты часто классифицируются как компараторы.

Компаратор сравнивает напряжение на одном входном контакте  $v_s$  с известным напряжением  $v_{ref}$ , называемым опорным, поданным на другой вход. На рис. 14.1 изображены инвертирующий и неинвертирующий компараторы.  $v_s$  и  $v_{ref}$  — аналоговые входные напряжения, а  $v_o$  — цифровое выходное напряжение (принимающее только два дискретных состояния — высокое или низкое). Выходное напряжение может равняться положительному напряжению насыщения ( $+V_{sat}$ ) или отрицательному напряжению насыщения ( $-V_{sat}$ ) в зависимости от того, какое входное напряжение больше по абсолютному значению. При  $v_s > v_{ref}$   $v_o = +V_{sat}$ ,

а при  $v_s < v_{ref}$   $v_o = +V_{sat}$ , если рассматриваем инвертирующий компаратор (рис. 14.2).

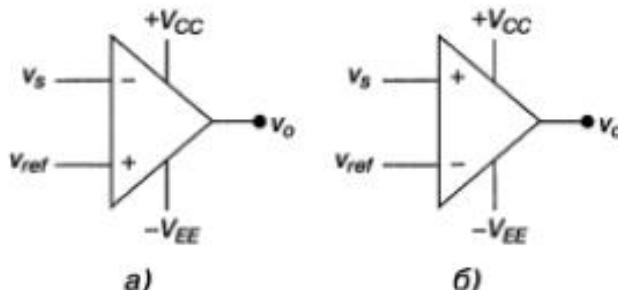


Рис. 14.1. Инвертирующий компаратор (а); неинвертирующий компаратор (б)

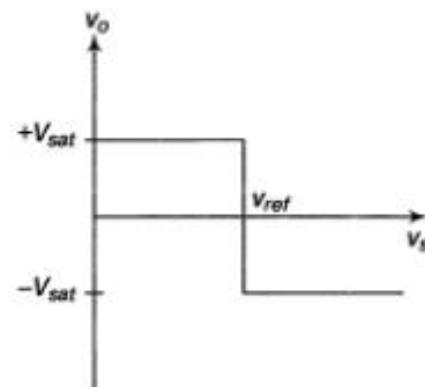


Рис. 14.2. Идеальная передаточная характеристика компаратора

Компараторы широко применяются в формирователях сигнала, триггерами Шмитта, детекторах уровня напряжения, генераторах и в схемах цифровых интерфейсов.

#### *Детектор перехода через нуль*

Одно из применений компаратора — детектор перехода через нуль, иногда называемый преобразователем синусоидального сигнала в прямоугольный.

Компаратор можно применить в этом режиме, если установить опорное напряжение равным нулю, т. е.  $v_{ref} = 0$ . Инвертирующий компаратор в режиме детектора перехода через нуль изображен на рис. 14.3. Диоды  $D_1$  и  $D_2$  защищают ОУ от разрушения при больших значениях  $v_i$ . Так как на диодах падает напряжение  $\sim 0,7$  В, то разность входных напряжений  $v_{id}$  фиксируется (ограничиваются) на уровне 0,7 В или  $-0,7$  В.

Поэтому диоды называются фиксирующими или ограничивающими. Резистор  $R$ , включенный последовательно с  $v_i$  ограничивает ток через диоды. Другой резистор  $R$  у неинвертирующего входа балансирует несовпадение импедансов и устраняет напряжение смещения.

На рис. 14.4 изображены типичные формы входного и выходного напряжения.

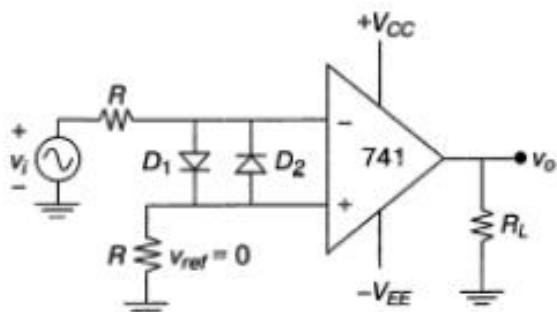


Рис. 14.3. Инвертирующий компаратор в режиме детектора перехода через нуль

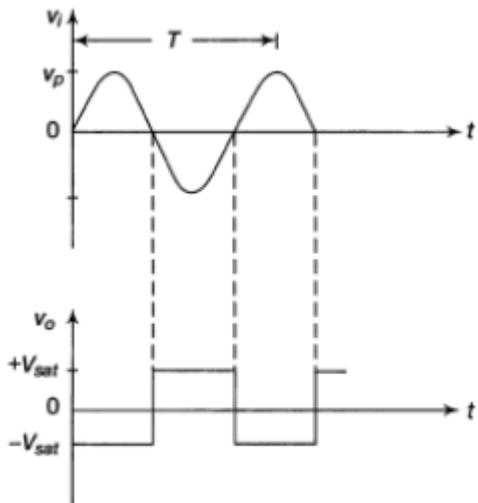


Рис. 14.4. Типичные формы входного и выходного напряжения детектора перехода через нуль

**Основными параметрами** компараторов наряду с параметрами, характеризующими ОУ, являются **чувствительность** (точность, с которой различаются входные сигналы и опорное напряжение), **быстродействие** (характеризуемое временем переключения  $t_{\Pi}$ ), **нагрузочная способность**.

Время  $t_{\Pi}$  — это промежуток от начала сравнения до момента, когда выходное напряжение достигает порога срабатывания логической схемы. При измерении этого параметра на один вход подается постоянное напряжение перегрузки, равное 100мВ, а на другой — перепад напряжения той же полярности, но большей амплитуды. Время  $t_{\Pi}$  отсчитывается с момента, когда импульсное напряжение сравняется с постоянным напряжением (его часто называют напряжением перегрузки). Напряжение  $U_1$  (рис. 7.1) называется напряжением восстановления. Обычно  $U_1 = 5$  мВ.

Аналоговые компараторы описываются набором параметров, которые нужно учитывать при их использовании. Основные параметры можно разделить на статические и динамические. К статическим специфическим параметрам относятся такие, которые определяют его состояние в установившемся режиме:

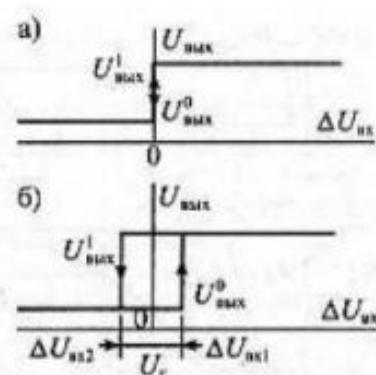
пороговая чувствительность — минимальный разностный сигнал, который можно обнаружить компаратором и зафиксировать на выходе как логический сигнал;

напряжение смещения  $U_{cm}$  — определяет смещение передаточной характеристики компаратора относительно идеального положения (для коррекции этого смещения используют балансировку);

напряжение гистерезиса  $U_r$  — разность входных напряжений, вызывающих срабатывание компаратора при увеличении или уменьшении входного напряжения;

выходные логические уровни — значение напряжения  $U_{\text{вых}}^1$  и  $U_{\text{вых}}^0$ ;

выходной ток  $I_{\text{вых}}$  — ток, отдаваемый компаратором в нагрузку.



Основным динамическим параметром компаратора, определяющим его быстродействие, является время восстановления – определяется по переходной характеристике компаратора. Иногда это время называют временем переключения компаратора. Переходная характеристика компаратора (рис. 6) обычно снимается, когда на один вход подается напряжение перегрузки, равное 100 мВ, а на другой вход – перепад напряжения той же полярности, но большей амплитуды. Разница между амплитудами перепада напряжения и сигнала перегрузки называется напряжением восстановления  $U_v$ . Быстродействие компараторов принято характеризовать временем восстановления  $t_v$ , измеряемым от момента сравнения входных сигналов до момента, когда выходное напряжение достигает порога срабатывания логической схемы, подключенной к выходу,  $U_{пор}$ . Обычно в справочных данных приводится время восстановления для напряжения  $U_v = 5$  мВ. Время восстановления компараторов разбивается на две части: время задержки  $t_3$  и время нарастания  $t_n$ . Время восстановления существенно зависит от уровня входного дифференциального сигнала. График зависимости времени восстановления от уровня входного сигнала приведен на рис. 7.

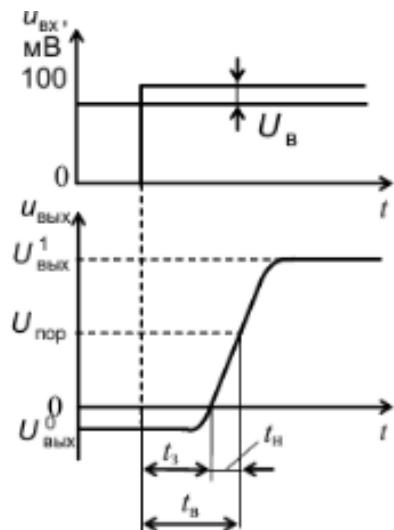


Рис.6

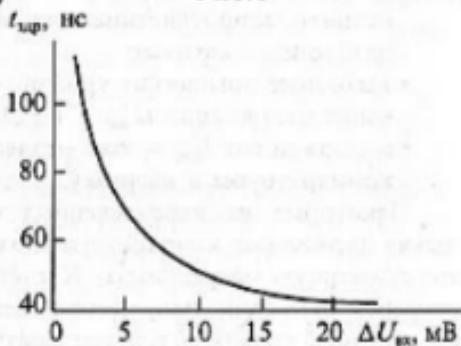
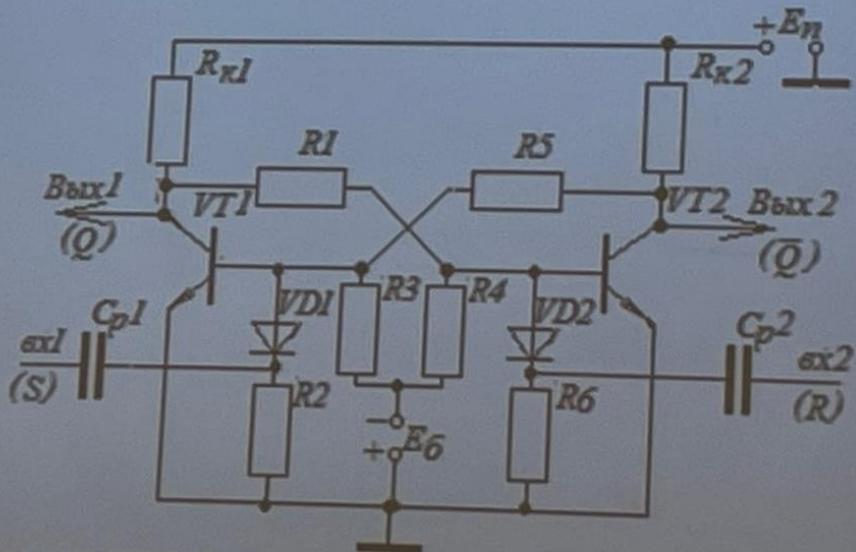


Рис. 7

## 26. Триггеры на транзисторах и ОУ.

### Триггер с двумя динамическими входами (R,S)

Триггеры имеют два устойчивых состояния, т.е. внешним воздействием триггер можно установить в определенное состояние, в котором он будет находиться до тех пор, пока следующее внешнее воздействие не установит его в другое устойчивое состояние. Одно из состояний принимают за "1", другое за "0".



При подаче питания оба плеча находятся в одинаковом состоянии. Но даже вследствие небольшой флюктуации ток в одном из плеч может быть больше, чем в другом. Пусть в левом плече ток больше. Это значит, что транзистор VT1 открыт несколько больше, коллекторное напряжение на нем ближе к нулю, чем на VT2.

Это приводит к уменьшению напряжения базы транзистора VT2, коллекторный ток его уменьшается, коллекторное напряжение увеличивается. Это напряжение подается на базу транзистора VT1, который вследствие этого еще больше открывается.

Процесс будет продолжаться до тех пор, пока транзистор VT1 перейдет в состояние насыщения. При этом транзистор VT2 запрется (перейдет в режим отсечки).

Процесс зависит от соотношения сопротивлений  $R_1$ ,  $R_4$  и  $R_5$ ,  $R_3$ , создающих положительную ОС, а так же от напряжения источника  $E_b$ . Чтобы ускорить процесс переключения, сопротивления  $R_1$  и  $R_5$  шунтируют небольшими емкостями.

При подаче отрицательного импульса на вход  $v_{x1}$  транзистор  $VT1$  запирается, увеличивающееся коллекторное напряжение подается на базу  $VT2$ , который откроется и перейдет в состояние насыщения, приводя  $VT1$  к отсечке. В таком состоянии триггер будет находиться до поступления на вход  $v_{x2}$  отрицательного импульса.

Источник питания  $E_6$  включен в схему минусом к базам транзисторов. Это дает возможность уверенного выхода транзисторов в режим отсечки, когда транзистор должен закрыться.

Когда транзистор  $VT1$  открыт, на его базе положительное напряжение, большее чем напряжение эмиттера. Диод  $VD1$  открыт и в схеме его наличие не обязательно. Но когда транзистор  $VT1$  закрыт, диод  $VD1$  не пропустит положительное напряжение со входа  $v_{x1}$  на базу  $VT1$ . Аналогичная функция у диода  $VD2$ .

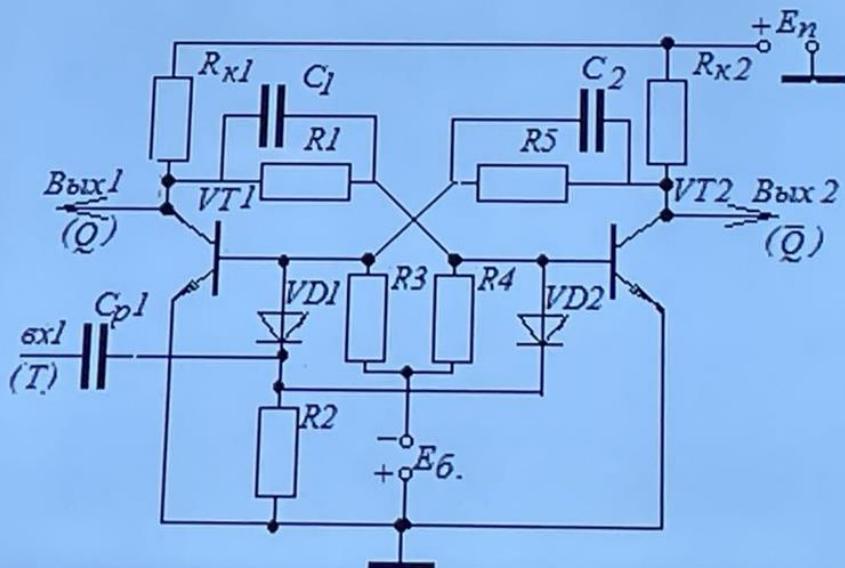
Входы и выходы триггера имеют свои обозначения. Единичный (прямой) выход триггера обозначается буквой  $Q$ , инверсный (обратный) символом  $\bar{Q}$ . Вход, по которому устанавливается "1" на прямом выходе, обозначают буквой  $S$  (*Set*), вход для установки в состояние "1" выхода  $\bar{Q}$  обозначается буквой  $R$  (*Reset*).

Рассмотренный триггер переключается перепадами напряжений на входах. Медленно меняющееся напряжение не вызовет переключения, так как оно не будет передано конденсатором. Переключение будет происходить при быстром перепаде из "1" в "0". Такие входы называются динамическими.

## Триггер со счетным входом (T-триггер)

Т-триггер также является триггером с динамическим входом. Получается он объединением двух динамических входов в один.

При включении устройства одно из плеч автоматически установится в открытое состояние, другое – в закрытое.



При подаче на вход отрицательного импульса напряжение на базе открытого транзистора становится отрицательным. Транзистор закрывается. На базу второго транзистора входной отрицательный импульс не действует: там и так было отрицательное напряжение.

Но происходящий регенеративный процесс изменит напряжения баз и триггер переключится в противоположное состояние. Таким образом, с приходом каждого импульса триггер переключается в противоположное состояние.

Триггер с одним входом, переключающийся с каждым входным импульсом в противоположное состояние, называется Т-триггером или счетным триггером. Счетный триггер является основным элементом для построения счетчиков.

Примером триггера на ОУ можно привести триггер Шмита на ОУ из 27 вопроса.

## 27. Триггеры Шмитта.

### 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  $T_1$  заперт, а транзистор  $T_2$  открыт. В начальном состоянии схемы напряжение на коллекторе транзистора  $T_2$  будет  $u_{E1} = 5 \text{ В}$ , напряжение на базе транзистора  $T_2$  составит  $u_{B2} = u_{E1}R_2/(R_1 + R_2) = 2,5 \text{ В}$ . Так как транзистор  $T_2$  открыт, считаем, что  $u_{B2} = 0,7 \text{ В}$ , откуда следует  $u_E = u_{B2} - u_{B2} = 1,8 \text{ В}$ .

Открытый транзистор  $T_2$  находится в активном режиме. Напряжение на его коллекторе  $u_{E2} = E_E - I_0R_E = 3 \text{ В}$ . Оно больше напряжения  $u_{B2} = 2,5 \text{ В}$ , поэтому коллекторный переход закрыт. Иногда выбором большого  $R_E$  осуществляют режим насыщения, но при этом уменьшается быстродействие схемы.

Увеличивая входное напряжение, можно достичнуть 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  $u_{\text{вх,раб}} = u_E + U_{B2\text{пор}} = 1,8 + 0,6 = 2,4 \text{ В}$ .

Как только входное напряжение хотя бы немножко превысит это пороговое напряжение, начинается лавинообразный регенеративный процесс переклю-

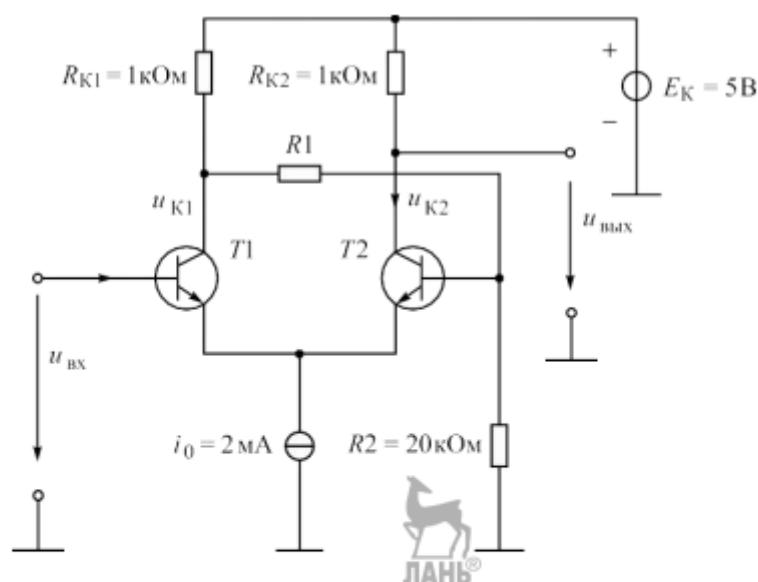


Рис. 3.6. Схема триггера Шмитта:

$R_{K1}, R_{K2}$  — 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;  $u_{\text{вх}}$  — входное напряжение;  $u_{\text{вых}}$  — 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  $\Delta u_{\text{E}1}$  и  $\Delta U_{\text{Э}2}$  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  $i_{\text{Э}1} \ll i_{\text{Э}2}$ ,  $r_{\text{Э}1} \gg r_{\text{Э}2}$  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  $K_1 = R_{\text{E}1} / r_{\text{Э}1}$ . Следовательно, лавинообразный процесс начинается при  $r_{\text{Э}1} = R_{\text{E}1} / K_1 = 1000 / 2 = 500$  Ом. Это соответствует начальному току  $i_{\text{Э}1\text{ нач}} = 0,05$  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  $u_{\text{бЭ}1} \approx 0,7$  В, поэтому потенциал эмиттеров  $u_{\text{Э}}$  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  $u_{\text{вх,срab}} = 2,4$  В не вызывает изменений в состоянии схемы. Выходное напряжение остается равным напряжению источника питания:  $u_{\text{вых}} = u_{\text{E}2} = E_{\text{E}} = 5$  В. Однако если повысить входное напряжение до значения, превышающего  $u_{\text{E}1} = E_{\text{E}} - I_0 R_{\text{E}1} = 5 - 2 = 3$  В, то транзистор  $T_1$  входит в режим насыщения, когда  $u_{\text{вх}} = u_{\text{E}1} + 0,6 = 3,6$  В. При этом режим транзистора  $T_2$  не изменяется.

Участок  $a-b$  переходной характеристики триггера Шmittта (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  $u_{\text{б2}} = 0,5u_{\text{E}1} = 0,5 \cdot 3 = 1,5$  В, а напряжение на эмиттере  $u_{\text{Э}} = 1,7$  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  $T_1$  до начала перехода схемы в первоначальное состояние остается открытым, 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  $c-d$ .

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 1,8 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 Шmittта происходит при напряжении на входе транзистора  $T_1$  на 0,1 В меньшем, чем при

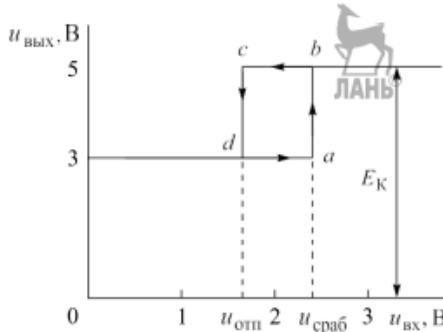


Рис. 3.7. Переходная характеристика триггера Шmittта:

$u_{\text{вх}}, u_{\text{вых}}$  — входное и выходное напряжения соответственно;  $u_{\text{отп}}$  — напряжение отпирания;  $u_{\text{срab}}$  — напряжение срабатывания;  $E_{\text{к}}$  — напряжение источника питания;  $a, b, c, d$  — точки смены устойчивых состояний

напряжении на базе открытого транзистора  $T_2$ . Напряжение срабатывания триггера

$$u_{\text{вх.сраб}} = E_E R2 / (R1 + R2) - 0,1 \text{ В},$$

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

$$u_{\text{вх.отп}} = \frac{(E_E - I_0 R_{E1}) R2}{(R1 + R2) + 0,1}.$$

Таким образом, ширина гистерезисной петли

$$\Delta u = u_{\text{вх.сраб}} - u_{\text{вх.отп}} = \frac{I_0 R_{E1} R2}{(R1 + R2) - 0,2}.$$

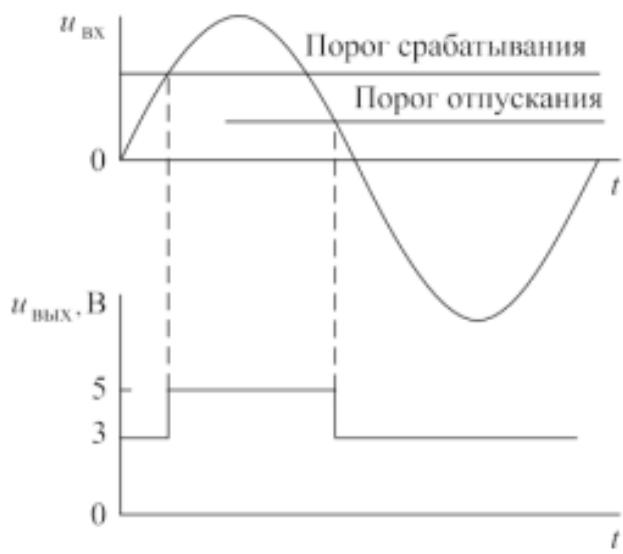
В рассматриваемом случае

$$\Delta u = u_{\text{вх.сраб}} - u_{\text{вх.отп}} = 2,4 - 1,6 = 0,8 \text{ В.}$$

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.

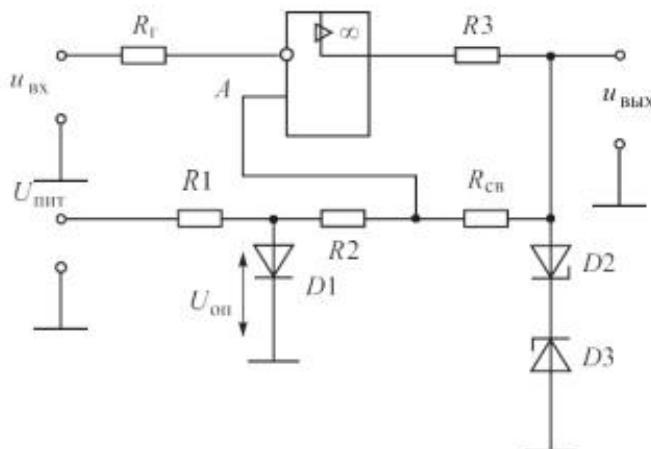
На рис. 3.9 приведена схема триггера Шмитта на ОУ. В триггере Шмитта используются усилители без частотной коррекции. Вместо ООС, обычно применяемой в ОУ, в триггере использу-



**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  $\beta = U_{\text{ОС}} / U_{\text{вых}} \approx R2 / (R_{\text{св}} + R2)$ . Сопротивление  $R_{\text{св}}$  больше  $R2$  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  $\beta K \ll 1$ .

От источника положительного напряжения через  $R1$  на диоде  $D1$  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;  $R_t$  — внутреннее сопротивление источника сигнала;  $U_{\text{пит}}$  — напряжение источника питания

неинвертирующий вход ОУ. Сопротивление  $R_t$  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 Шмитта 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.

Таким образом, подавая на вход схемы синусоидальное напряжение до-предельной 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 трапециoidalного) напряжения из синусоидального двусторонним ограничением. При формировании ограничением наблюдается, кроме того, выпуклость вершины и нижней части прямоугольной волны вследствие неидеальности ограничения.

### Триггер Шмитта

Триггер Шмитта сравнивает периодические или непериодические колебания с опорным сигналом и преобразует их в прямоугольные импульсы. Триггером Шмитта называется инвертирующий компаратор с положительной обратной связью (рис. 14.5).

Здесь к инвертирующему входу подключено входное напряжение  $v_i$ , а к неинвертирующему входу — делитель напряжения. Резистор  $R_2$  обеспечивает обратную связь. Входное напряжение  $v_i$  переключает состояние выходного напряжения  $v_o$  в моменты, когда входное напряжение  $v_i$  превышает уровень, называемые верхним пороговым напряжением  $V_{Ht}$  и нижним пороговым напряжением  $V_{Lt}$  (рис. 14.6).

Напряжение на резисторе  $R_1$  — это напряжение обратной связи, приложенное к неинвертирующему входу, но оно меняется в зависимости от величины и амплитуды выходного напряжения  $v_o$ . Когда  $v_o = +V_{sat}$ , напряжение на  $R_1$  равно верхнему пороговому напряжению  $V_{Ht}$ . Переключение выходного напряжения от  $+V_{sat}$  к  $-V_{sat}$  случится сразу, как только входное напряжение станет чуть положительнее  $V_{Ht}$  (рис. 14.7, а).

Из свойства делителя напряжения следует

$$V_{Ht} = \left\{ \frac{R_1}{(R_1 + R_2)} \right\} (+V_{sat}). \quad (14.1)$$

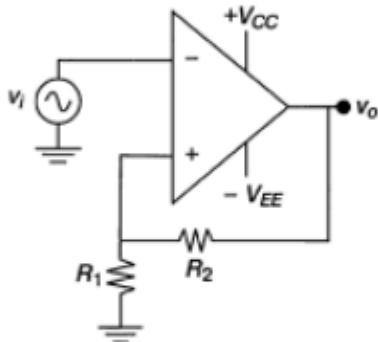


Рис. 14.5. Триггер Шмитта

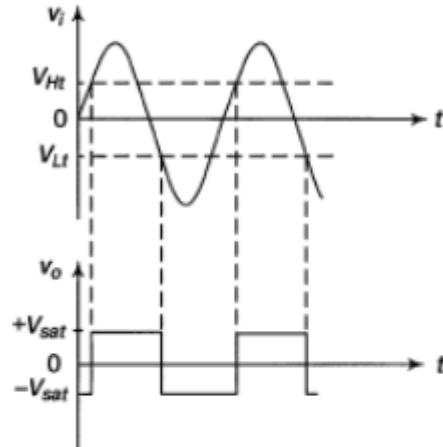
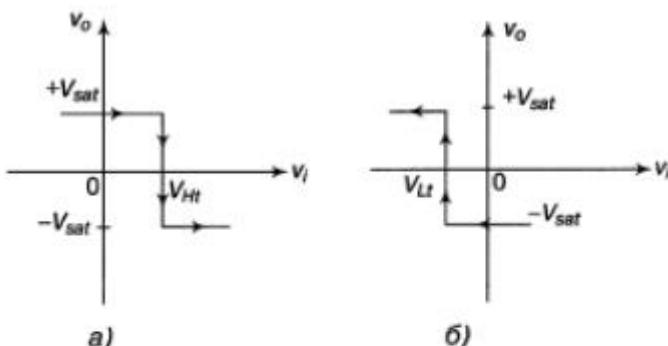


Рис. 14.6. Формы входного и выходного напряжений триггера Шмитта

Аналогично, когда  $v_o = -V_{sat}$ , напряжение на  $R_1$  равно нижнему пороговому напряжению  $V_{Lt}$ . Выходное напряжение переключится от  $-V_{sat}$  к  $+V_{sat}$ , как только  $v_i$  станет чуть отрицательнее  $V_{Lt}$  (рис. 14.7, б). Выражение для  $V_{Lt}$  следующее:

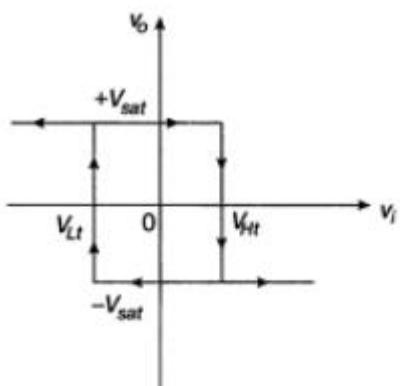
$$V_{Lt} = \left\{ \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right\} (-V_{sat}). \quad (14.2)$$

**Рис. 14.7.** Изменение состояния выхода при  $v_i > V_{Ht}$  (а). Изменение состояния выхода при  $v_i < V_{Lt}$  (б)



Если установить пороговое напряжение больше, чем напряжение шумов на входе, то положительная обратная связь устранит ложные срабатывания компаратора от воздействия шумов. Положительная обратная связь из-за присущей ей регенеративности ускоряет переключение схемы.

Для минимизации напряжения смещения, можно последовательно с  $v_i$  включить резистор  $R$  ( $= R_1 \parallel R_2$ ).



**Рис. 14.8.** График зависимости  $v_o$  от  $v_i$  демонстрирует гистерезис

Триггер Шмитта демонстрирует гистерезис (или состояние мертвой зоны), образованный положительной обратной связью. Под гистерезисом понимается свойство схемы реагировать на увеличение входного напряжения иначе, чем на уменьшение. Это станет ясно, если объединить две реакции схемы, изображенные на рис. 14.7 в одном графике. Такой полный график передаточной характеристики приведен на рис. 14.8. Когда входной сигнал превышает  $V_{Ht}$ , выходное напряжение переключается от  $+V_{sat}$  к  $-V_{sat}$ . А обратное переключение в первоначальное состояние произойдет, когда входное напряжение станет ниже  $V_{Lt}$ .

Разность между  $V_{Ht}$  и  $V_{Lt}$  называется напряжением гистерезиса  $V_h$ , равное

$$V_h = V_{Ht} - V_{Lt} = \left\{ \frac{R_1}{(R_1 + R_2)} \right\} [+V_{sat} - (-V_{sat})]. \quad (14.3)$$

#### *Действие положительной обратной связи*

Как было сказано выше, резистор  $R_2$  (рис. 14.6) обеспечивает положительную обратную связь. Положительная обратная связь регенеративна, т. е. как только выходное напряжение начнет изменяться, положительная ОС увеличивает разностное напряжение  $v_d$  и еще больше изменяет выходное напряжение. Как только изменение состояния инициировано входным сигналом  $v_i$ , положительная ОС форсирует переход компаратора из одного состояния в другое. Положительная ОС также увеличивает скорость этих переходов.

## 28. Простейшие ключи на биполярном и полевом транзисторе.

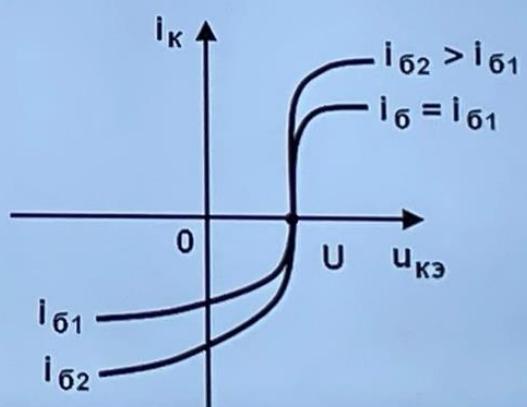
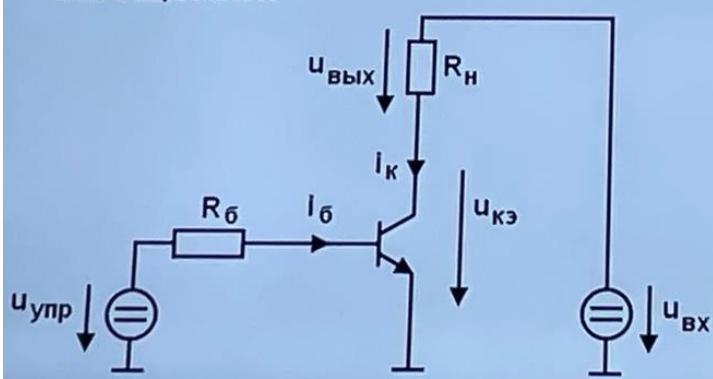
### Ключи на транзисторах

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.

#### 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.



## 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.

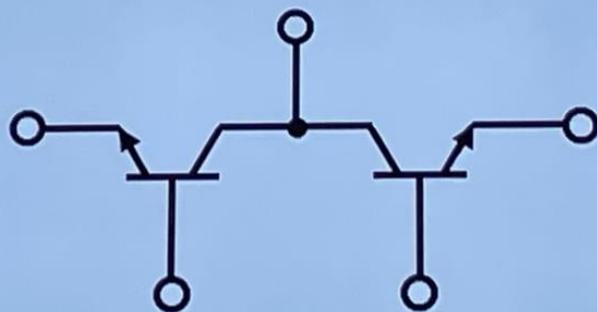
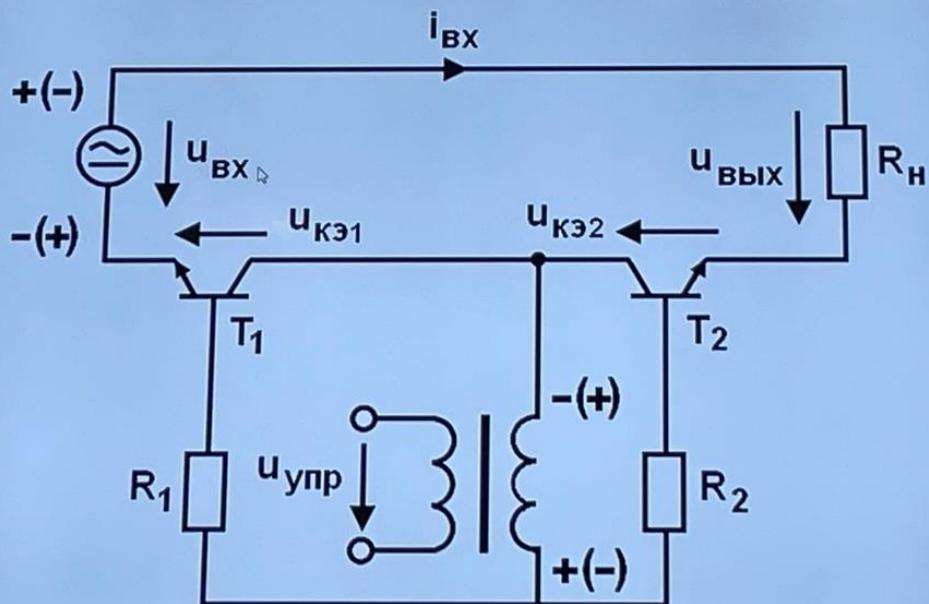
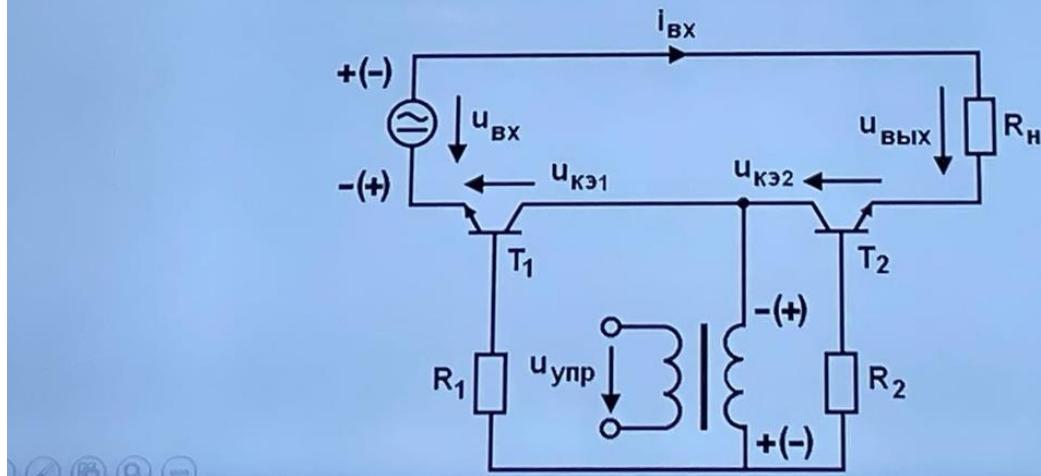


Схема аналогового ключа на основе такой микросхемы.



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.



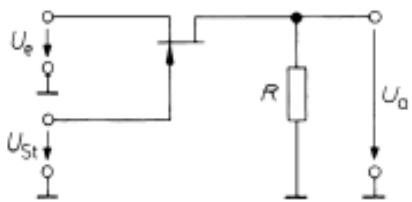
## Ключ на полевом транзисторе

В разделе 3.1.3 уже было сказано, что при низком напряжении между стоком и истоком полевой транзистор ведет себя как омическое сопротивление, изменяющееся на несколько порядков под воздействием напряжения между затвором и истоком  $U_{GS}$ , и потому хорошо подходит на роль ключа. Пример применения полевого транзистора в качестве последовательного ключа показан на рис. 17.5. Он характеризуется следующими выражениями:

$$U_{St\text{ вкл}} = U_e,$$

$$U_{St\text{ выкл}} \leq \begin{cases} U_p & \text{при } U_e > 0, \\ U_p + U_{e\min} & \text{при } U_e < 0. \end{cases}$$

При положительном входном напряжении транзистор закрыт, если  $U_{St} \leq U_p$ . При отрицательном управляющем напряжение должно быть ниже входного напряжения по крайней мере на  $|U_p|$ .



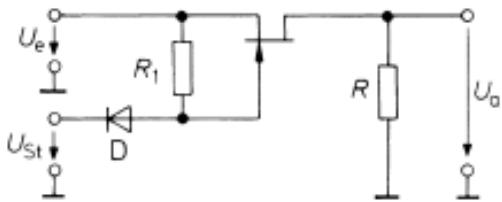
**Рис. 17.5.** Последовательный ключ на полевом транзисторе

Открытое состояние полевого транзистора поддерживается при  $U_{GS}$ , равном нулю. Не так-то просто выполнить это условие, ибо потенциал истока не фиксируется. Удобный способ показан на рис. 17.6, для которого

$$U_{St\text{ вкл}} = U_{e\max},$$

$$U_{St\text{ выкл}} \leq \begin{cases} U_p & \text{при } U_e > 0, \\ U_p + U_{e\min} & \text{при } U_e < 0. \end{cases}$$

При  $U_{St}$  выше положительного входного напряжения диод  $D$  заперт, что и дает требуемое  $U_{GS} = 0$ .



**Рис. 17.6.** Простое улучшение ключа

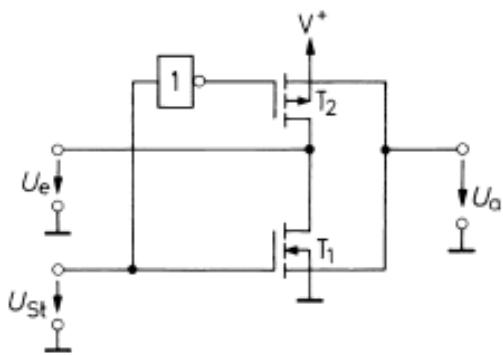
При достаточном отрицательном управляющем напряжении диод  $D$  проводит ток, а полевой транзистор запирается. В таком режиме в цепи управляющего тока через сопротивление резистора  $R_1$  протекает ток от источника входного напряжения. Обычно это не вызывает трудностей, так как в данной ситуации выходное напряжение и без

того уже равно нулю. Трудности возникают лишь при подаче входного напряжения через конденсатор, так как он приобретает отрицательный заряд при закрытом диоде.

Применение МОП транзистора в качестве ключа устраниет этот эффект.  $N$ -канальный МОП транзистор становится проводящим при подаче управляющего напряжения, более положительного, чем положительное входное напряжение, при котором еще отсутствует ток перехода затвор–канал. Следовательно, можно избавиться от диода  $D$  и резистора  $R_1$ . Чтобы обеспечить работу выключателя во всем диапазоне входных напряжений, между землей и рабочим напряжением вместо одиночного МОП транзистора используют КМОП выключатель, который состоит из двух комплементарных МОП транзисторов и подключается параллельно с помощью логического элемента «НЕ» (рис. 17.7). В этом случае:

$$U_{St\text{ вкл}} = V^*,$$

$$U_{St\text{ выкл}} = 0 \text{ В.}$$



**Рис. 17.7.** Последовательный КМОП ключ

Чтобы открыть ключ, к затвору  $n$ -канального МОП транзистора  $T_1$  прикладывается потенциал  $V^*$ , а затвор  $p$ -канального МОП транзистора  $T_2$  соединяется с землей. При средних входных напряжениях  $U_e$  проводят оба МОП транзистора. С увеличением входного напряжения в сторону более высоких положительных значений  $U_{GS1}$  убывает, из-за чего  $T_1$  становится высокоомным, но это не вредит, так как одновременно растет модуль  $U_{GS2}$ , и  $T_2$  становится более низкоомным. При малых входных напряжениях все происходит наоборот. Этот процесс отображен на рис. 17.8. Как видно, входное напряжение способно принимать любое значение от 0 до  $V^*$ .

## 29. Аналоговые коммутаторы сигналов.

### 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.

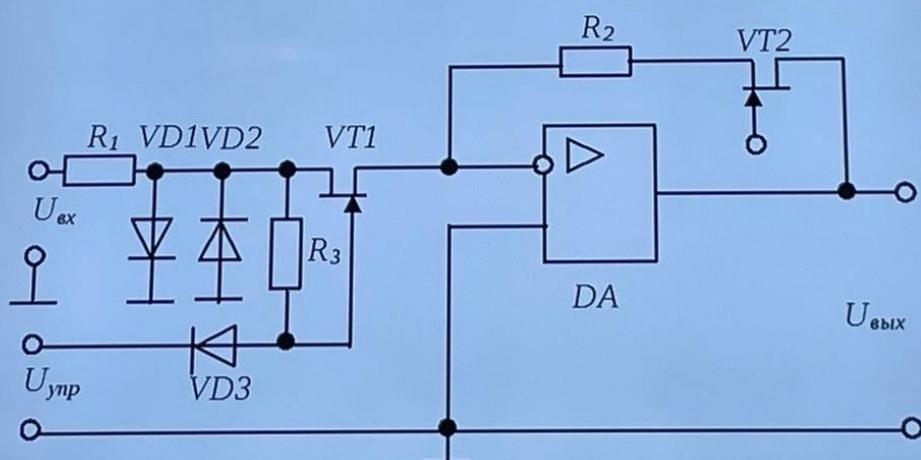
Используются также и ключи, имеющие другое назначение. Оно состоит в том, чтобы соединять или рассоединять источник входного аналогового сигнала и приемник этого сигнала. Такие ключи принято называть аналоговыми. Их также называют аналоговыми коммутаторами.

### 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.

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.



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.

Если транзистор  $VT1$  закрыть, потенциал его стока возрастет. В зависимости от знака входного напряжения откроется либо диод  $VD1$ , либо диод  $VD2$ .

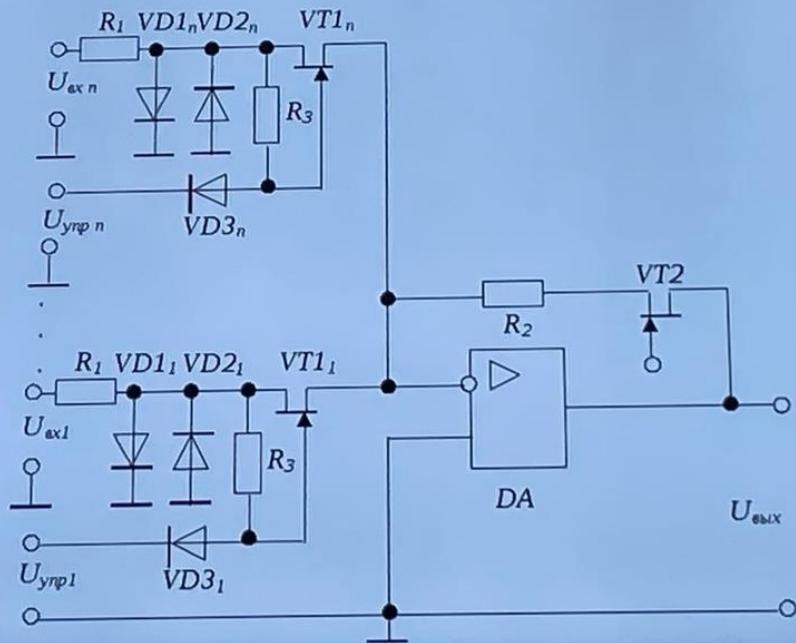
Отрицательное управляющее напряжение, запирающее транзистор  $VT1$ , должно по абсолютной величине лишь незначительно превышать величину порогового напряжения. Благодаря этому передаваемые на выход схемы через проходную емкость транзистора импульсы управляющего напряжения оказываются достаточно малыми.

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.

Транзистор  $VT2$ , работающий в режиме постоянно замкнутого ключа, подбирается максимально идентичным по параметрам транзистору  $VT1$  и устанавливается с целью практически полной компенсации статической погрешности.

К суммирующей точке операционного усилителя можно подключить еще несколько идентичных коммутаторов на полевых транзисторах. Полученная при этом схема называется **аналоговым мультиплексором**.



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.

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 контурами иначе называют резонансными усилителями.

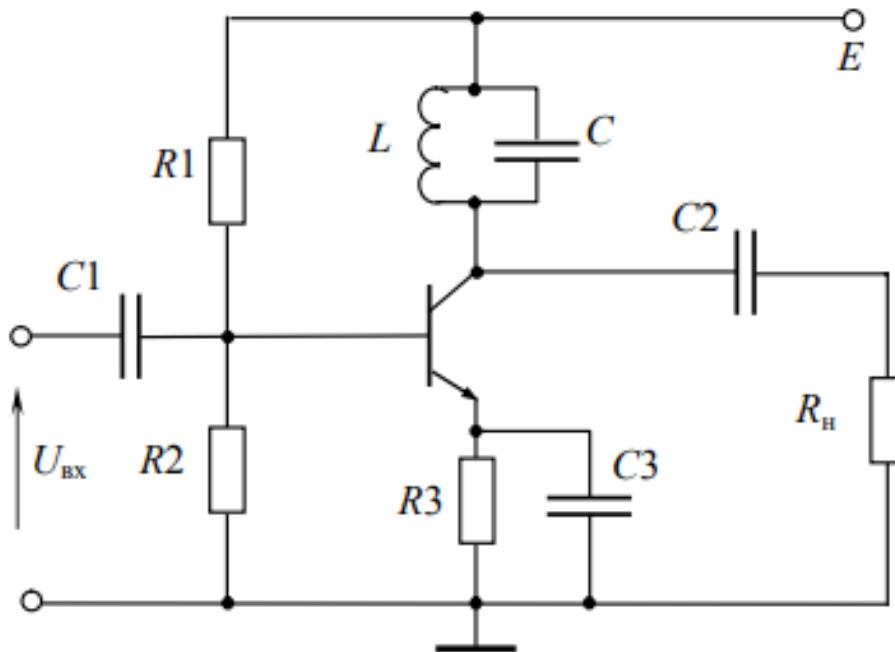


Рис. 13.1 – Схема резонансного усилителя с параллельным *LC*-контуром

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.

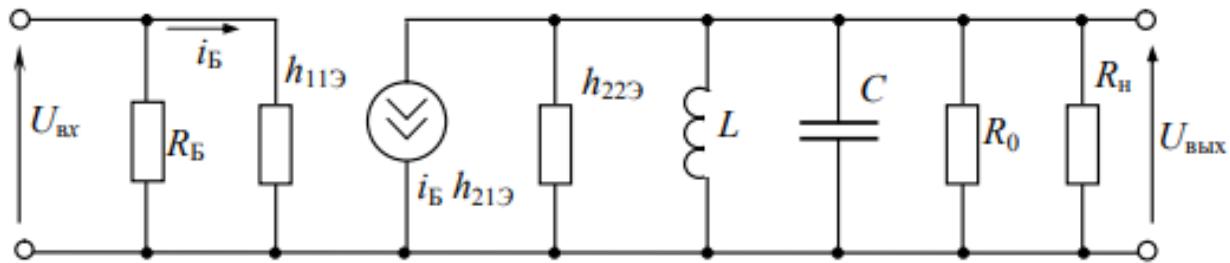


Рис. 13.2 – Эквивалентная схема каскада для диапазона частот вблизи резонансной частоты контура

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  $h_{213}i_B$  на комплексное сопротивление выходной цепи каскада  $Z_{\text{экв}}(j\omega)$  и записать коэффициент усиления каскада по напряжению в виде

$$K(j\omega) = -\frac{h_{213}i_B Z_{\text{экв}}(j\omega)}{i_B h_{113}} = -\frac{h_{213} Z_{\text{экв}}(j\omega)}{h_{113}}, \quad (13.1)$$

где  $Z_{\text{экв}}(j\omega) = \frac{1}{j\omega C + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R_{\text{экв}}}} = \frac{R_{\text{экв}}}{1 + jR_{\text{экв}} \left( \omega C - \frac{1}{\omega L} \right)}$ ;

$$R_{\text{экв}} = R_0 \parallel \frac{1}{h_{223}} \parallel R_H.$$

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  $K_0 = -\frac{h_{213} R_{\text{экв}}}{h_{113}}$  – коэффициент усиления каскада на частоте резонанса.

Соотношение (13.2) легко приводится к типовому виду

$$K(\omega) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (Q_{\text{экв}} Y)^2}}, \quad (13.3)$$

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).

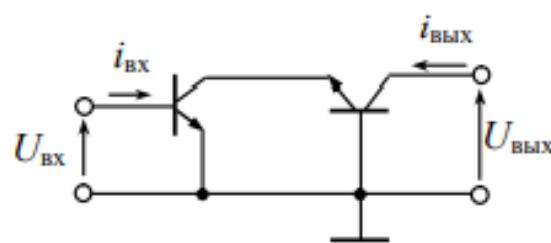


Рис. 13.3 – Каскодное включение транзисторов по схемам с общим эмиттером и общей базой

Важной характеристикой усилителя является его **избирательность**, определяемая как отношение коэффициента усиления на резонансной частоте к коэффициенту усиления на заданной частоте помехи  $f_p$

$$M = \frac{K_0}{K(f_p)} = \sqrt{1 + (Q_{\text{экв}} Y_p)^2} = \sqrt{1 + Q_{\text{экв}}^2 \left( \frac{f_p}{f_0} - \frac{f_0}{f_p} \right)^2}. \quad (13.5)$$

Добротность контура  $Q = \frac{R_0}{\rho}$  должна быть выше добротности каскада, рассчитанной по заданной избирательности:

$$Q_{\text{экв}} = \frac{\sqrt{M^2 - 1}}{Y_p} \approx \frac{M}{Y_p},$$

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:

$$h_{11} \approx h_{11\beta}; \quad h_{21} \approx h_{21\beta}; \quad h_{12} \approx h_{12B}; \quad h_{22} \approx h_{22B}.$$

Каскад с общей базой отличается очень малыми значениями параметров  $h_{12B}$  и  $h_{22B}$ . 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.

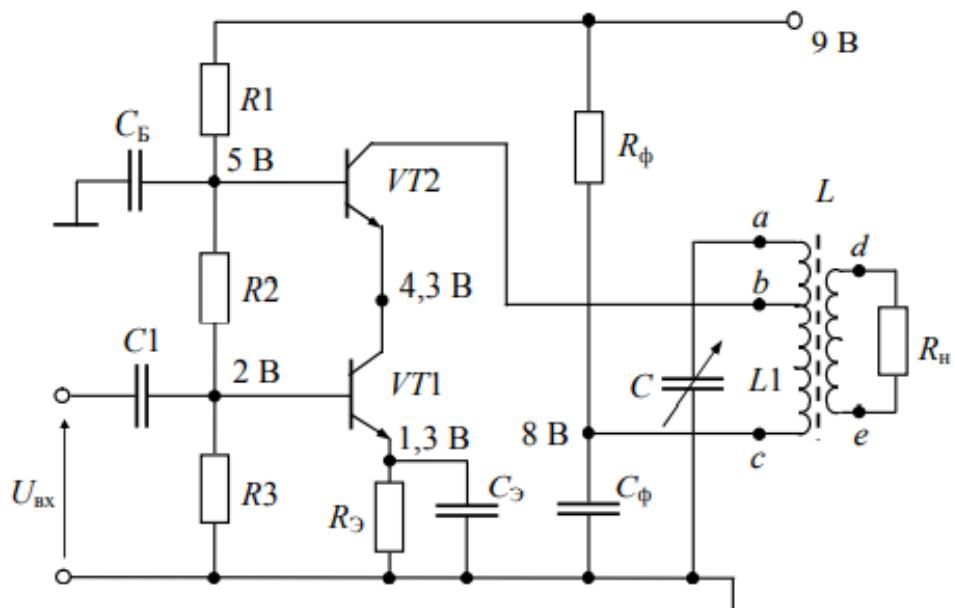


Рис. 13.4 – Схема каскодного усилителя

## **31. Генераторы гармонических колебаний. Условия возникновения колебаний и условие стационарного режима.**

### **14.1 Структурная схема генератора. Условия баланса фаз и амплитуд**

**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 флуктуационные 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.

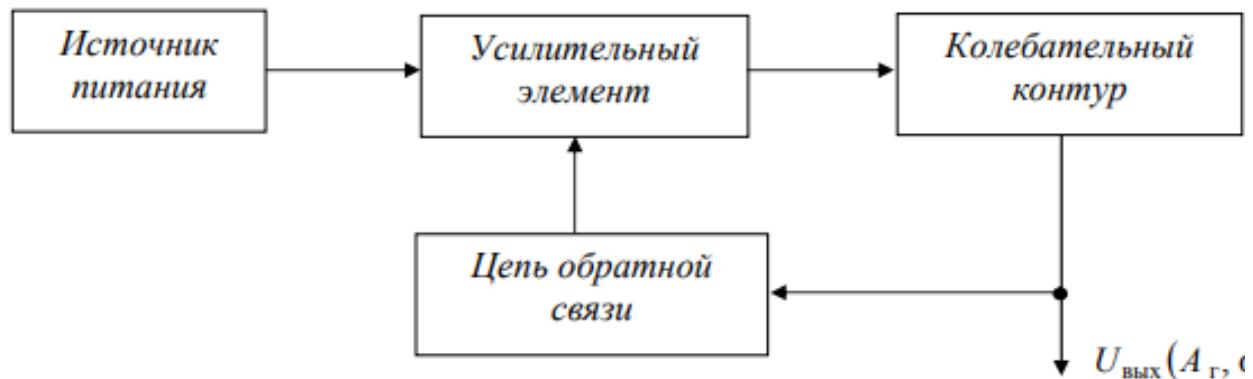


Рис. 14.1 – Структурная схема генератора

Это уравнение обычно распадается на два условия:

*а) 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:  $T > 1$ ,  $\phi_k + \phi_{oc} = 2\pi n$  и в автогенераторе возникают и нарастают колебания от  $U_{\text{вых}} = 0$  до  $U_{\text{вых}} = A_g$ . 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.

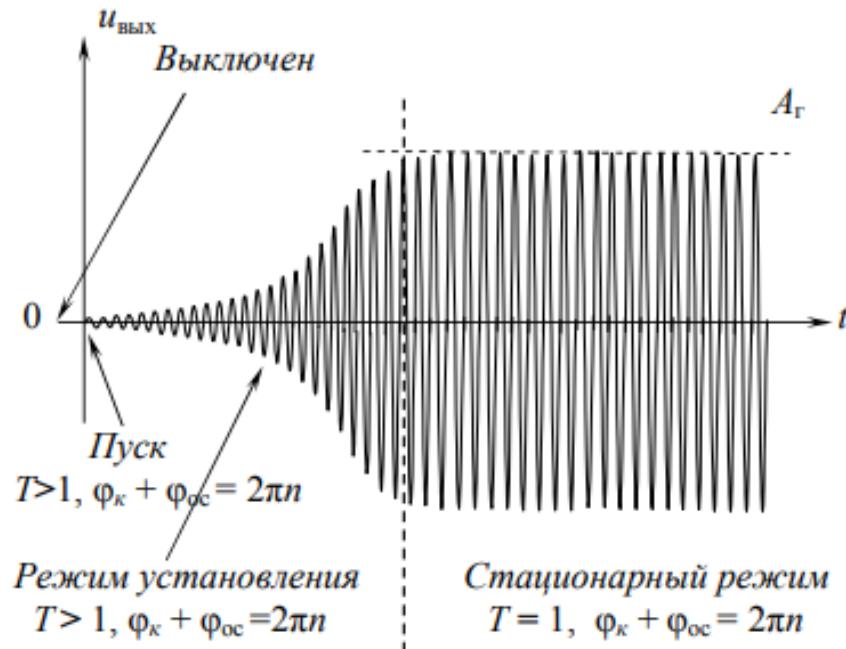


Рис. 14.2 – Этапы работы автогенератора

## 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 ка-

тушками равна  $M$ . Для обеспечения положительной обратной связи катушки  $L$  и  $L_{oc}$  должны быть включены встречно (показано точками на рис. 14.3).

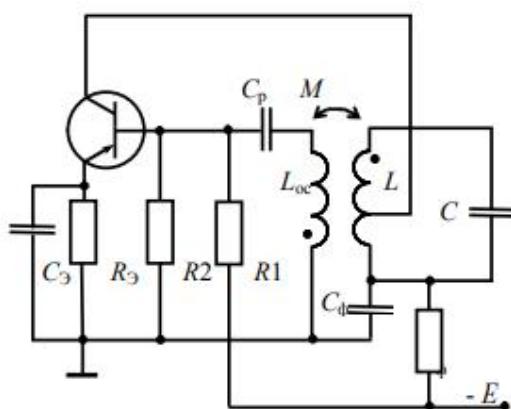


Рис. 14.3 – Схема автогенератора с трансформаторной обратной связью

При инженерных расчетах автогенератора может быть полезен тот факт, что величина коэффициента обратной связи  $\gamma_{oc}$  численно равна коэффициенту связи  $k_{cb}$  двух магнитно-связанных катушек  $L$  и  $L_{oc}$  при величине взаимной индукции  $M$ :

$$\gamma_{oc} = k_{cb} = \frac{M}{\sqrt{L L_{oc}}}.$$

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  $R_\phi$ ,  $C_\phi$  в цепи питания препятствует проникновению токов ра-

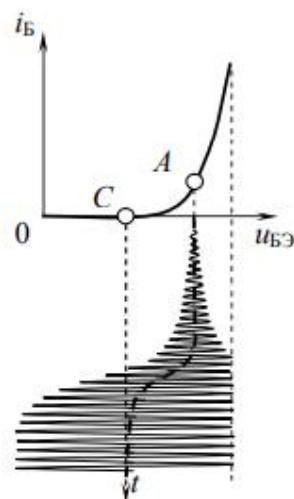


Рис. 14.4 – Смещение рабочей точки

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  $S = \beta/h_{11\Theta}$ , 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.

#### 14.4 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  $\phi_1 = (\phi_s + \phi_{oc})$  является слагаемым, практически не зависящим от частоты, в то время как  $\phi_2$  является частотно-зависимым. На рис. 14.6 оба слагаемых уравнения баланса фаз представлены своими частотными зависимостями. Слагаемое  $\phi_1$  изображено горизонтальной пунктирной линией, слагаемое  $\phi_2$  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 ( $f_g$  и  $f_{g1}$ ). Обоюдно направленными стрелками показано, в каких направлениях перемещаются составляющие фазового баланса под воздействием дестабилизирующих факторов. Из рис. 14.6 видно, что при крутой фазовой характеристике 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,  $C_0$  –

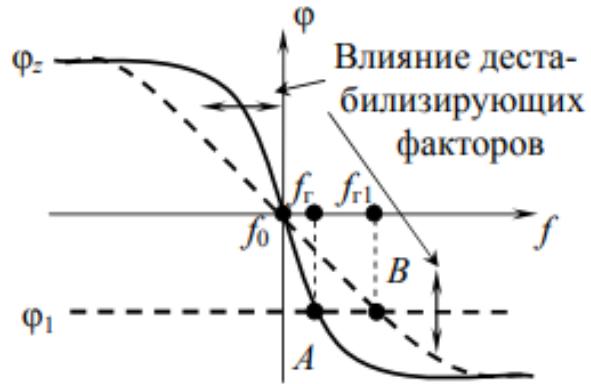


Рис. 14.6 – Пояснение механизма возникновения нестабильности частоты в автогенераторе с помощью фазовой характеристики

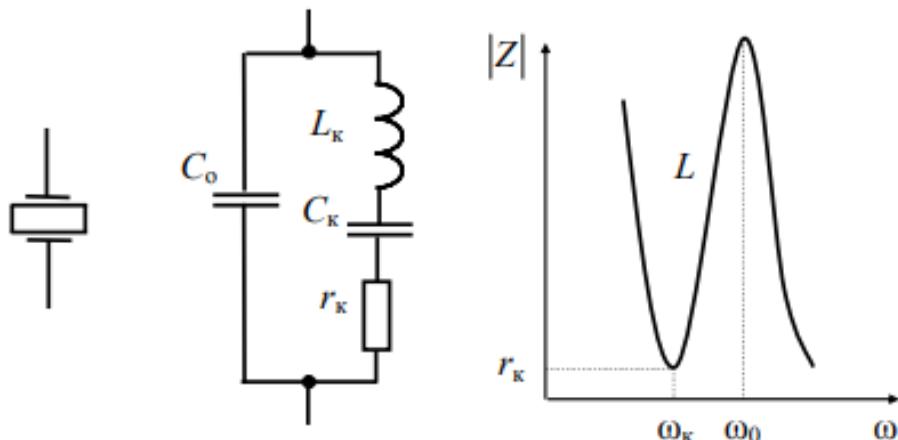


Рис. 14.7 – УГО, эквивалентная схема и частотная характеристика кварцевого резонатора

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 параллельного резонанса  $\omega_0 = 1/\sqrt{L_k \frac{C_k C_0}{C_k + C_0}}$ . В полосе частот ме-

жду двумя резонансными частотами кварц ведет себя как некоторая индуктивность, что позволяет把他 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.

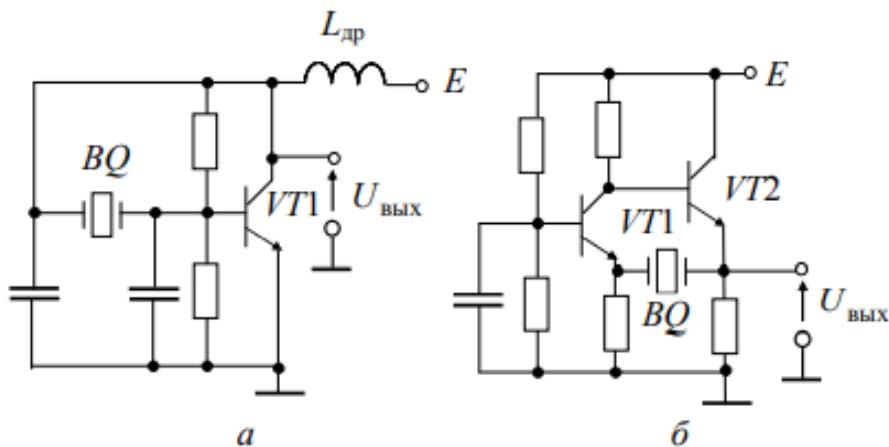


Рис. 14.8 – Варианты схем генераторов с кварцевой стабилизацией частоты

Для генерирования гармонических колебаний на частотах доли герца – десятки килогерц использование  $LC$ -генераторов становится нецелесообразным, так как массогабаритные показатели элементов контура становятся недопустимо большими. 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

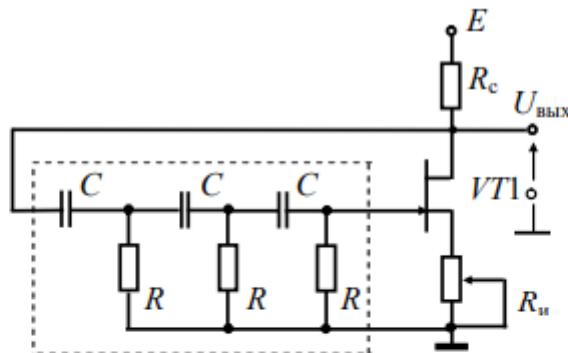


Рис. 14.9 – Схема автогенератора с трехзвенной фазосдвигающей цепью

частоте  $\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{6} RC}$  цепь вносит фазовый сдвиг  $180^\circ$  и ослабляет 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 подстроичного 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 инверционно-нелинейной ООС, как это показано в схеме генератора с мостом Вина.

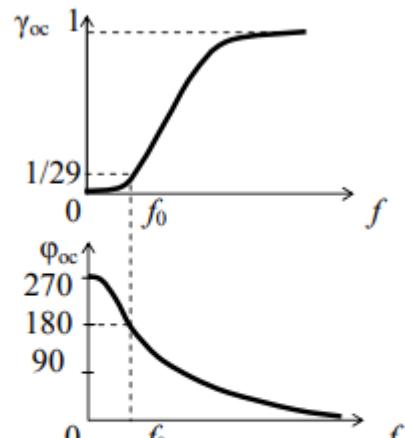


Рис. 14.10 – Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики трехзвенной  $RC$ -цепи

## 14.6 Автогенератор с мостом Вина

Основу моста Вина составляет цепь, показанная на рис. 14.11. Она включается в цепь обратной связи неинвертирующего усилителя на ОУ. Частотная и фазовая характеристики Г-образного четырехполюсника определяются соотношениями (здесь  $\tau = RC$ ):

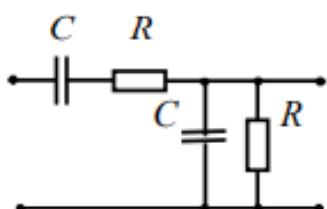


Рис. 14.11 – Цепь Вина

$$\gamma_{oc}(\omega) = \frac{\omega\tau}{\sqrt{(1 - (\omega\tau)^2)^2 + 9(\omega\tau)^2}},$$

$$\phi_{oc}(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{3\omega\tau}{1 - (\omega\tau)^2}.$$

Графики амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик цепи Вина приведены на рис. 14.12. Особенность их состоит в том, что на частоте  $f_0 = 1 / 2\pi RC$  коэффициент передачи достигает максимального значения, равного  $1/3$ , а фазовый сдвиг обращается в нуль. При включении схемы Вина в цепь положительной обратной связи операционного усилителя (рис. 14.13) на частоте  $f_0$  выполняется условие баланса фаз. Делитель  $R_2, R_1$  в цепи отрицательной обратной связи задает коэффициент усиления неинвертирующего УПТ, равный

$$K_{OC} = 1 + R_2 / R' = 1 + R_2 / R_1 \| R_T,$$

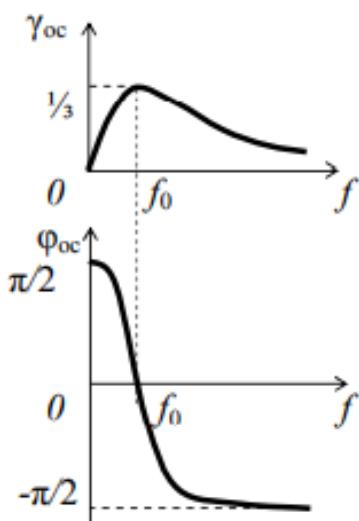


Рис. 14.12 – Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики моста Вина

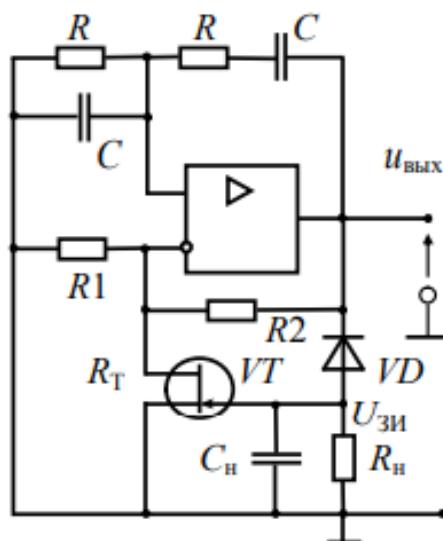


Рис. 14.13 – Схема автогенератора с мостом Вина

где  $R'$  определяется параллельным соединением двух сопротивлений:  $R_1$  и  $R_T$ , второе из которых является сопротивлением канала полевого транзистора  $VT$ , управляемого напряжением на затворе  $U_{Зи}$  и равного напряжению на выходе пикового детектора, состоящего из диода  $VD$  с нагрузкой  $C_n$ ,  $R_n$ .

При выполнении условия баланса амплитуд на частоте  $f_0$ :

$$K_{OC} \gamma_{oc} = (1 + R_2 / R') \cdot \frac{1}{3} \geq 1,$$

в схеме возникают и растут по величине гармонические колебания с частотой  $f_0$ . Их рост продолжается до тех пор, пока неравенство не обратится в равенство. Это происходит по следующей причине: по мере роста амплитуды колебаний на выходе автогенератора растет величина отрицательного напряжения  $U_{Зи}$  на нагрузке пикового детектора, это ведет к запиранию полевого транзистора и увеличению сопротивления его канала, что приводит к росту величины сопротивления  $R'$  и, как следствие, к снижению величины коэффициента усиления усилителя. Описанная система автоматического регулирования амплитуды колебаний используется достаточно часто в различных радиоэлектронных устройствах.

## 35. Генераторы прямоугольных импульсов. Мультивибраторы на транзисторах и ОУ.

### 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 входят то в режим насыщения, то в режим 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  $C_{Б1}$  соединена через  $R_{E2}$  с источником питания, а левая соединена с базой

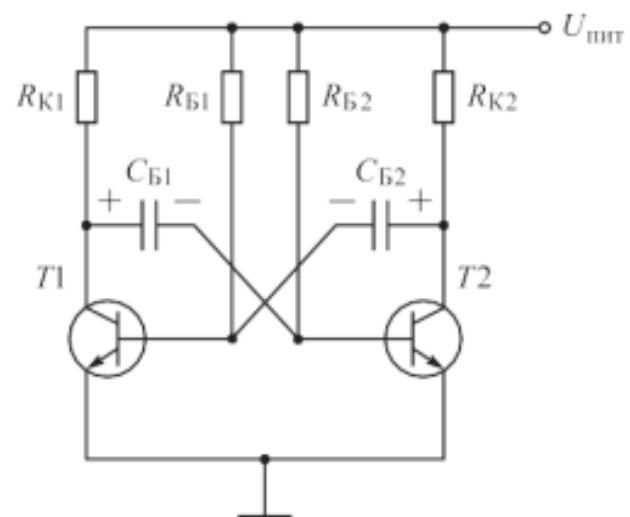


Рис. 3.10. Схема мультивибратора на транзисторах:

$U_{пит}$  — напряжение источника питания;  $R_{К1}$ ,  $R_{К2}$  — коллекторная нагрузка транзисторов  $T_1$ ,  $T_2$  соответственно;  $R_{Б1}$ ,  $R_{Б2}$  — резисторы частотозадающей цепи;  $C_{Б1}$ ,  $C_{Б2}$  — конденсаторы частотозадающей цепи;  $T_1$ ,  $T_2$  — одинаковые биполярные транзисторы

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  $R_{B2}$ . Конденсатор заряжается до напряжения питания  $U_{пит} - u_{B\bar{E}1}$ , 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  $U_{пит} - u_{B\bar{E}2}$ , 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.

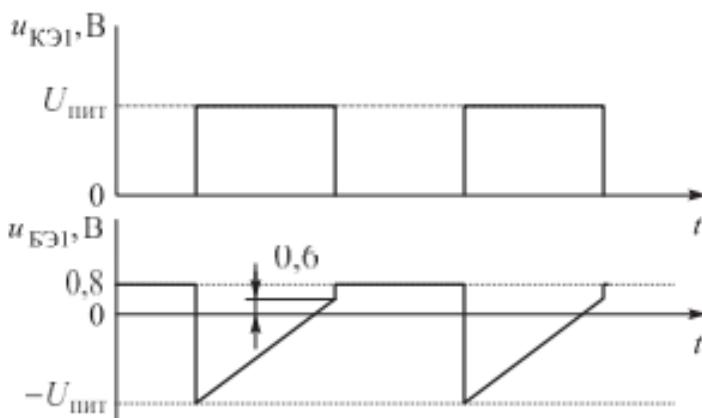
Для открытия транзистора  $T_2$  необходимо, чтобы конденсатор  $C_{B2}$  не только полностью разрядился, но и частично перезарядился до напряжения  $u_{B\bar{E}2} \approx 0,6$  В, при котором транзистор  $T_2$  становится проводящим. Как только транзистор  $T_2$  начинает проводить, его коллекторный потенциал уменьшается и через конденсатор  $C_{B1}$  передается на базу транзистора  $T_1$ . Последний переходит в активный режим. Возникающий при этом регенеративный процесс быстро переключает схему из одного квазистабильного 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  $T_{зар} = R_E C_B$  — постоянная времени заряда.



**Рис. 3.11.** Временные диаграммы напряжений на коллекторе и базе транзистора  $T_1$  мультивибратора:

$U_{пит}$  — напряжение источника питания;  
 $u_{B\bar{E}1}$  — напряжение на базе транзистора  $T_1$ ;  
 $u_{K\bar{E}1}$  — напряжение на коллекторе транзистора  $T_1$

При разряде конденсатора его напряжение

$$u_C(t) = U_{\text{пит}} - 2U_{\text{пит}}(1 - e^{-t/T_{\text{разр}}}),$$

где  $T_{\text{разр}} = R_B C_B$  — постоянная времени разряда.

Постоянная времени разряда  $T_{\text{разр}}$  должна быть не менее чем на порядок больше постоянной времени заряда  $T_{\text{зар}}$ . 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

$$-0,6 = U_{\text{пит}} - 2U_{\text{пит}}(1 - e^{-0,5T/T_{\text{разр}}}).$$

Отсюда

$$e^{0,5T/T_{\text{разр}}} = \frac{2U_{\text{пит}}}{U_{\text{пит}} - 0,6}.$$

Пренебрегая напряжением 0,6 В по сравнению с напряжением  $U_{\text{пит}}$ , получаем период колебаний мультивибратора:

$$T = 2(\ln 2)T_{\text{разр}} = 1,4T_{\text{разр}}.$$

Данное выражение выведено в предположении мгновенности переключения транзисторов и не учитывает времени на рассасывание зарядов, накопленных в базе.

### 3.2.3. Ждущий мультивибратор

Ждущим называется мультивибратор с одним устойчивым состоянием. Схема ждущего мультивибратора показана на рис. 3.12. Он запускается положительным импульсом, подаваемым на базу транзистора  $T_1$  через конденсатор. Прежде чем начать работать, мультивибратор «ждет» запускающего импульса.

До прихода запускающего импульса транзистор  $T_1$  заперт вследствие того, что напряжение на его базе меньше напряжения на базе транзистора  $T_2$ , и ток эмиттера транзистора  $T_2$  создает на  $R_E$  напряжение, запирающее транзистор  $T_1$ . Запуск можно также осуществить подачей отрицательного импульса на коллектор транзистора  $T_1$ . Приход запускающего импульса вызывает регенеративный процесс переключения схемы.

Когда схема находится в устойчивом состоянии, конденсатор заряжается до напряжения  $u_C = U_{\text{пит}} - u_{B2} - i_{E2}R_E$ .

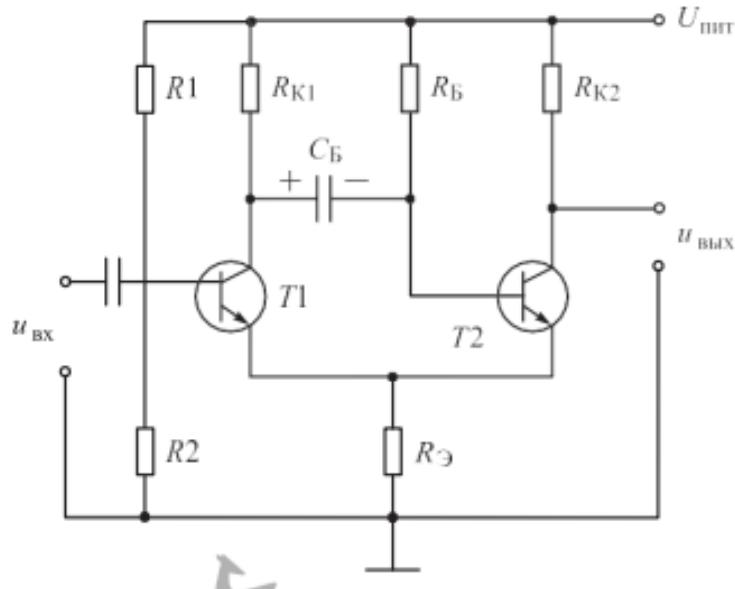


Рис. 3.12. Схема ждущего мультивибратора:

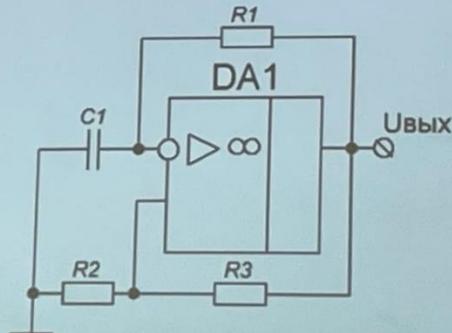
$R_1, R_2$  — резисторы, предназначенные для установления режима работы транзистора  $T_1$ ;  $R_B, C_B$  — резистор и конденсатор, используемые для задания параметров импульса;  $R_{K1}, R_{K2}$  — коллекторные нагрузки одинаковых биполярных транзисторов  $T_1, T_2$  соответственно;  $u_{вх}, u_{вых}$  — входное и выходное напряжения соответственно;  $U_{пит}$  — напряжение источника питания;  $R_E$  — сопротивление эмиттера

В конце регенеративного процесса транзистор  $T_1$  открыт. Его напряжение коллектор—эмиттер мало, и напряжение на конденсаторе приложено между базой и эмиттером транзистора  $T_2$ . Напряжение база—эмиттер транзистора  $T_2$  составляет  $u_{BЭ2} = u_{EЭ1} - u_C$ . Сначала данное напряжение отрицательно, так как  $u_C \ll u_{EЭ1}$ , но конденсатор  $C_B$  разряжается и стремится перезарядиться. Напряжение  $u_C$  уменьшается, и когда конденсатор  $C_B$  перезарядится настолько, что  $u_{BЭ2} = 0,6$  В, появляется ток транзистора  $T_2$ . В этот момент начинается регенеративный процесс переключения в первоначальное устойчивое состояние. Схема находится в устойчивом состоянии до прихода следующего запускающего импульса.

### Мультивибратор на ОУ

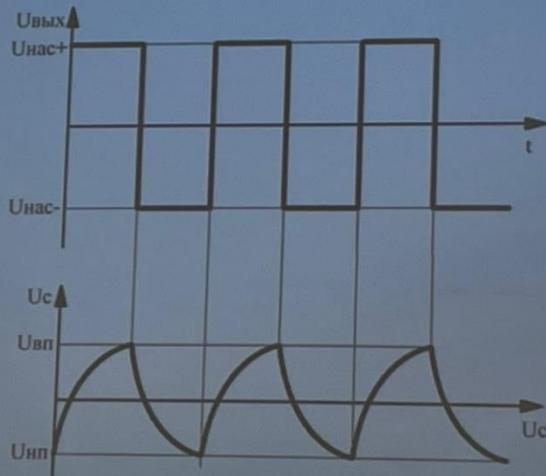
Мультивибратор состоит из операционного усилителя DA1, который охвачен положительной обратной связью через резисторы  $R_2$ ,  $R_3$  и отрицательной обратной связью при помощи интегрирующей цепочки  $R_1$ ,  $C_1$ .

В основе работы мультивибратора лежит триггер Шмитта, который создается ПОС при помощи резисторов  $R_2$ ,  $R_3$ .



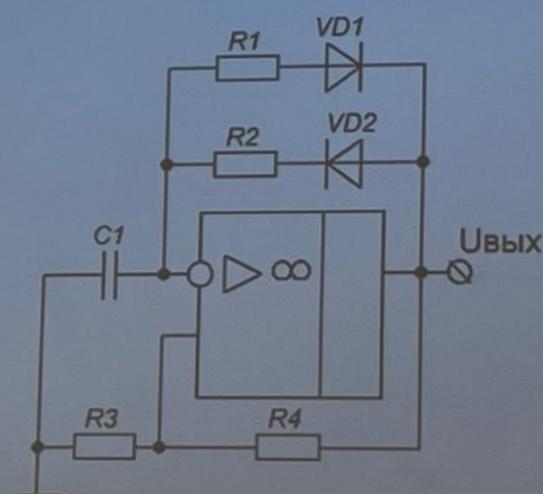
### Мультивибратор на ОУ

Напряжения на выходе и на конденсаторе  $C_1$ .



### Несимметричный мультивибратор на ОУ

Резистор в цепи ООС заменяется двумя параллельными диодно-резисторными цепями.



### 36. Генераторы линейно изменяющегося напряжения.

#### Функциональные генераторы на ОУ.

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.

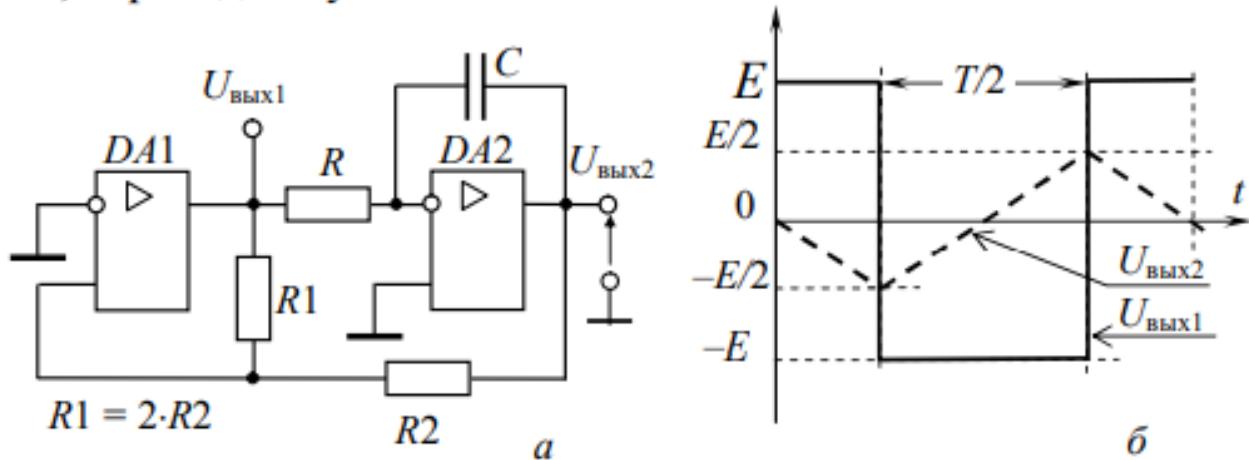


Рис. 12.9 – Схема (*a*) и временные диаграммы напряжений (*б*) генератора напряжений прямоугольной и треугольной формы

При отрицательном напряжении на выходе *DA1* ( $U_{\text{вых1}} = -E$ ) напряжение на выходе интегратора линейно нарастает со скоростью  $E/\tau$ . Когда выполняется условие  $U_{\text{вых2}} / R2 = U_{\text{вых1}} / R1$ , т.е. при  $U_{\text{вых2}} = E / 2$ , 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.

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

## 37. Источники опорного напряжения. Схемы сдвига уровня.

### 15.1 Классификация стабилизаторов постоянного напряжения

Значительная часть электронных устройств потребляет электрическую энергию в виде постоянного тока. Если первичным источником служит сеть переменного тока  $U_{\sim}$ , то источник вторичного электропитания чаще всего имеет структуру, приведенную на рис. 15.1.



Рис. 15.1 – Структурная схема источника питания

Трансформатор Тр, как правило, понижает напряжение, затем оно преобразуется выпрямителем В в постоянное напряжение, пульсации которого сглаживаются фильтром Ф, и при необходимости уровень этого напряжения (на нагрузке Н) с помощью стабилизатора Ст поддерживается неизменным, не зависящим от изменений напряжения сети, тока нагрузки и других дестабилизирующих факторов. Необходимость применения стабилизаторов возникает и при питании электронных устройств от аккумуляторных батарей, напряжение на выходе которых уменьшается по мере их разрядки.

Принцип работы наиболее часто используемых в настоящее время стабилизаторов можно пояснить на примере схем, приведенных на рис. 15.2, а, б.

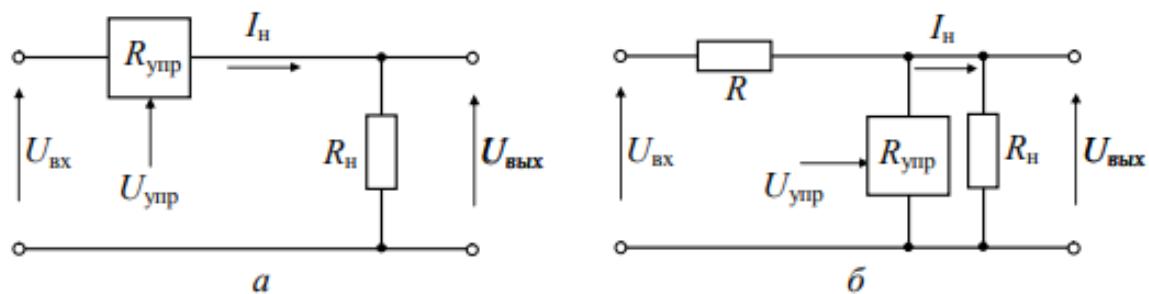


Рис. 15.2 – Функциональные схемы стабилизаторов:  
а – последовательный тип; б – параллельный тип

Для схемы рис. 15.2, *a* справедливо следующее соотношение:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - I_{\text{n}} R_{\text{упр}},$$

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  $R_{\text{n}}$  и  $U_{\text{вх}}$ . Нетрудно показать, что и в схеме рис. 15.2, *b* постоянства выходного напряжения можно достичь, если определенным образом менять сопротивление  $R_{\text{упр}}$ .

Стабилизаторы, в которых регулирующее сопротивление включено последовательно с нагрузкой, называются **стабилизаторами последовательного типа** (пример рис. 15.2, *a*). Стабилизаторы, в которых регулирующее сопротивление включено параллельно с нагрузкой, называются **стабилизаторами параллельного типа** (пример рис. 15.2, *b*).

Существуют два типа стабилизаторов – **параметрические и компенсационные**. Первый вид использует нелинейные элементы, обладающие таким участком ВАХ, на котором один из параметров остается неизменным при изменении другого. Например, падение напряжения на стабилитроне при изменениях тока через него.

## 15.2 Параметрический стабилизатор напряжения на кремниевом стабилитроне

Схема параметрического стабилизатора напряжения на кремниевом стабилитроне приведена на рис. 15.3, *a*. Кремниевый стабилитрон, включенный в обратном направлении (см. рис. 15.3, *b*), поддерживает неизменным напряжение  $U_{\text{ст}}$  на своих зажимах при изменении тока через прибор в пределах от  $I_{\text{ст min доп}}$  до  $I_{\text{ст max доп}}$  и имеет на этом участке малое динамическое сопротивление  $r_{\text{ст}} = du / di$ .

Основные уравнения для токов рассматриваемой схемы стабилизатора можно записать в виде

$$I = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}}{R_6}; \quad I_{\text{ст}} = I - I_{\text{n}},$$

где  $R_6$  – сопротивление балластного резистора.

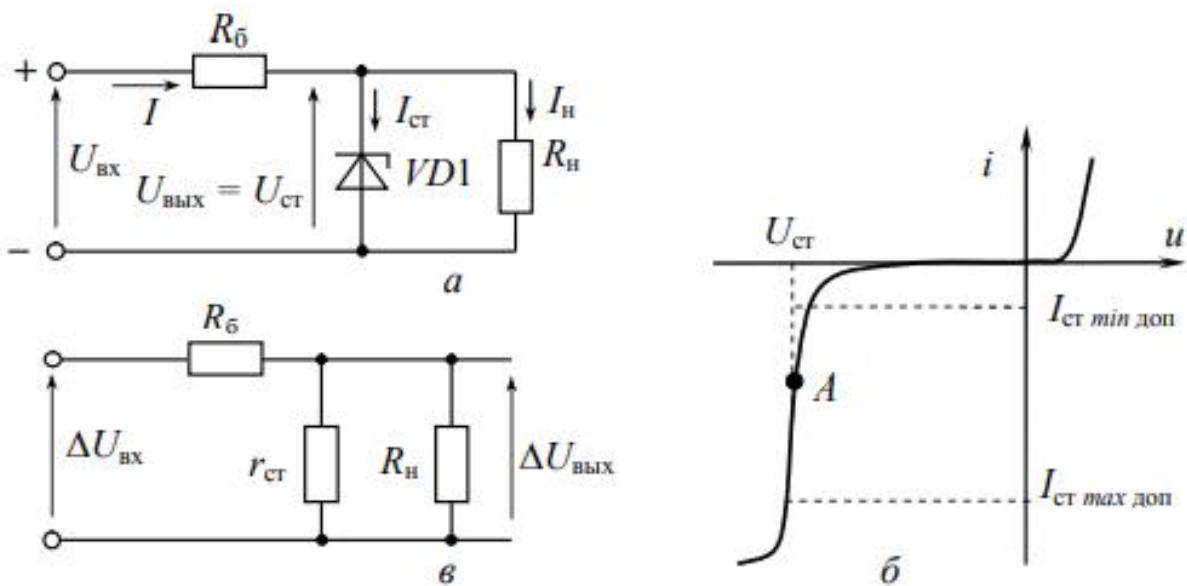


Рис. 15.3 – Принципиальная схема параметрического стабилизатора напряжения (а), ВАХ стабилитрона (б) и эквивалентная схема для оценки нестабильности выходного напряжения (в)

Условия нормальной работы стабилитрона:

$$I_{\text{ст min}} = \frac{U_{\text{вх min}} - U_{\text{вых}}}{R_6} - I_{\text{н max}} > I_{\text{ст min доп}},$$

$$I_{\text{ст max}} = \frac{U_{\text{вх max}} - U_{\text{вых}}}{R_6} - I_{\text{н min}} < I_{\text{ст max доп}}.$$

Анализ эквивалентной схемы для приращений напряжений (рис. 15.3, в) позволяет оценить нестабильность выходного напряжения по заданной нестабильности входного

$$\Delta U_{\text{вых}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}} \cdot r_{\text{ст}} \parallel R_h}{R_6 + r_{\text{ст}} \parallel R_h} \approx \frac{\Delta U_{\text{вх}} \cdot r_{\text{ст}}}{R_6}.$$

Величину сопротивления балластного резистора рассчитывают по выражению  $R_6 = \frac{U_{\text{вх min}} - U_{\text{вых}}}{I_{\text{ст min}} + I_{\text{н max}}}.$

Качество стабилизатора характеризуют:

а) **коэффициент стабилизации** – отношение относительной нестабильности входного напряжения к относительной нестабильности напряжения на выходе:

$$K_{ct} = \frac{\frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}}}{\frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых}}} \approx \frac{R_b}{r_{ct}} \cdot \frac{U_{вых}}{U_{вх}},$$

б) **выходное сопротивление** (для рассматриваемой схемы оно определяется динамическим сопротивлением стабилитрона):

$$R_{вых} = \frac{\partial U_{вых}}{\partial I_n} \approx r_{ct}.$$

Суммарную нестабильность выходного напряжения можно оценить по формуле

$$\Delta U_{вых} = \frac{r_{ct}}{R_b} \Delta U_{вх} + R_{вых} \Delta I_n.$$

Достоинством параметрических стабилизаторов параллельного типа являются простота конструкции и надежность в работе. Они не боятся коротких замыканий в нагрузке. К недостаткам следует отнести невысокий КПД (обычно не более 50%), относительно большое  $R_{вых}$ , а также узкий и нерегулируемый диапазон стабилизируемого напряжения.

### 15.3 Источник опорного напряжения

На рис. 15.4 показан пример построения источника опорного напряжения с применением прецизионного кремниевого стабилитрона КС196Г. При токе стабилизации  $I_{ct} = 10$  мА он имеет следующие характеристики:

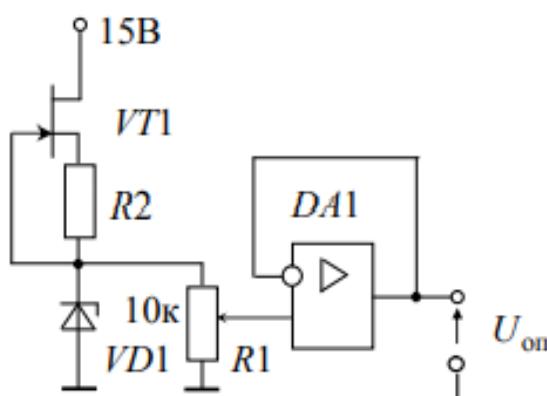


Рис. 15.4 – Схема источника опорного напряжения

$$U_{ct} = 9 \text{ В}, r_{ct} = 18 \text{ Ом},$$

$$\text{ТКН} \leq 0,0005 \%/\text{К},$$

временной дрейф не более 2 мВ. Балластный резистор заменен стабилизатором тока на полевом транзисторе  $VT1$  с высоким внутренним сопротивлением. Регулирование выходного напряжения осуществляется потенциометром  $R1$ . Малое выходное сопротивле-

ние источника опорного напряжения обеспечивает повторитель напряжения на операционном усилителе  $DA1$ . Источники опорного напряжения с хорошей временной и температурной стабильностью  $U_{\text{оп}}$  требуются, в частности, для построения аналогоцифровых и цифроаналоговых преобразователей.

## 15.4 Компенсационный стабилизатор напряжения

Компенсационные стабилизаторы представляют собой систему автоматического регулирования, где регулирующее сопротивление  $R_{\text{упр}}$  управляет внешним сигналом  $U_{\text{упр}}$ , полученным в результате сравнения выходного напряжения с источником опорного напряжения (ИОН). Компенсационные стабилизаторы могут быть как последовательного, так и параллельного типа. В качестве ИОН в компенсационных стабилизаторах могут применяться параметрические стабилизаторы на кремниевых стабилитронах.

Назначение схем сдвига уровня — компенсация (исключение) влияния постоянного напряжения предыдущего каскада на последующий каскад при непосредственной связи между каскадами и исключение изменения режима работы каскада при изменении температуры и питающего напряжения. При этом схема сдвига уровня должна быть построена так, чтобы переменную составляющую, т.е. полезный сигнал, передать на следующий каскад без ослабления. Однако схема сдвига уровня осуществляет не только снижение, но и повышение уровня постоянной составляющей от предыдущего каскада на последующие каскады.

Постоянное напряжение на коллекторе  $V1$  значительно превышает необходимое напряжение смещения на базе  $V2$ . Поэтому в усилителях с непосредственной связью требуется погасить, т.е. скомпенсировать избыточное постоянное напряжение. Цепи, предназначенные для погашения избыточного постоянного напряжения, называют схемами сдвига уровня постоянного напряжения.

Простейшей схемой сдвига уровня является делитель напряжения в цепи межкаскадной связи, рис.15.2,а.

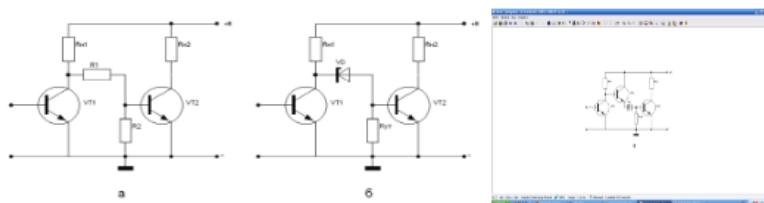


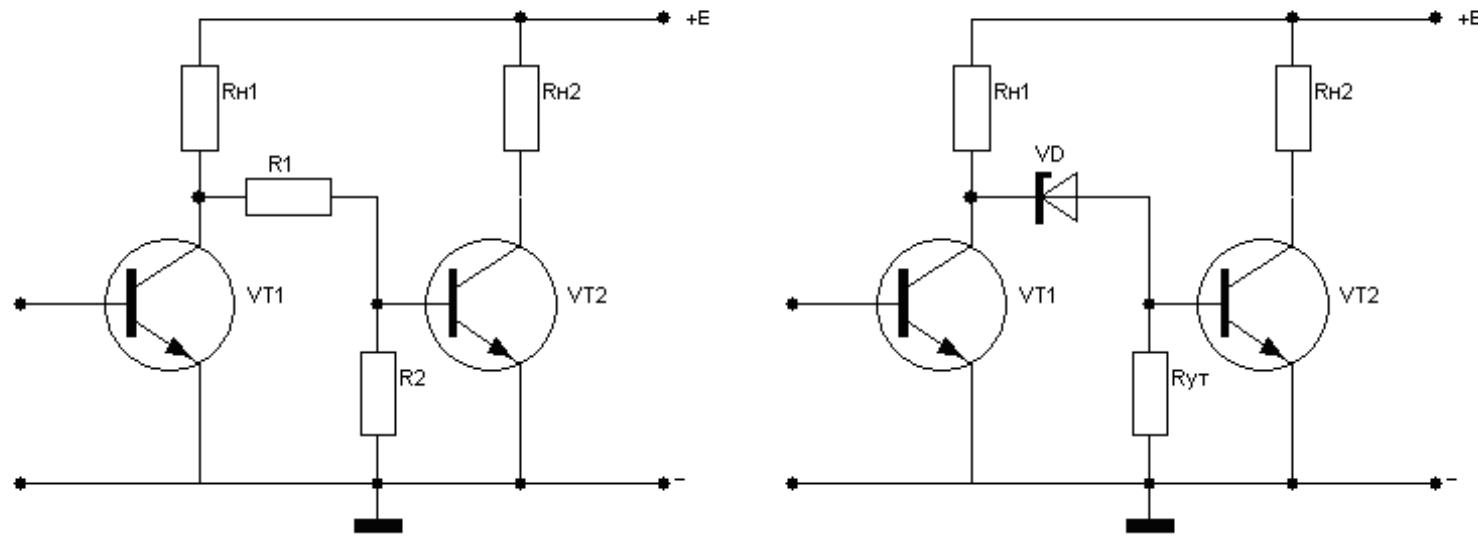
Рис.15.2. Схемы сдвига уровня

Однако при такой схеме  $R1R2$  одинаково уменьшает передаваемое напряжение как  $U_{out}$ , так и усиливаемый сигнал. Вследствие этого уменьшается коэффициент усиления.

В схемах сдвига уровня часто применяют стабилитроны, рис.15.2,б, у которых динамическое сопротивление незначительно. При этом полезный сигнал на нем практически не ослабляется, а погашаемое постоянное напряжение равно напряжению стабилизации стабилитрона. К сожалению, такая схема сдвига уровня имеет ряд недостатков: большой разброс напряжения стабилизации, следовательно, и погашаемого напряжения; стабилитроны работают в предпробойной области, вследствие чего имеют большой уровень шумов; малое динамическое сопротивление обеспечивается только при большом токе стабилитрона, поэтому приходится включать небольшое сопротивление  $R_{sh}$ , которое шунтирует  $R_{in}$  и тем самым уменьшает коэффициент усиления первого каскада.

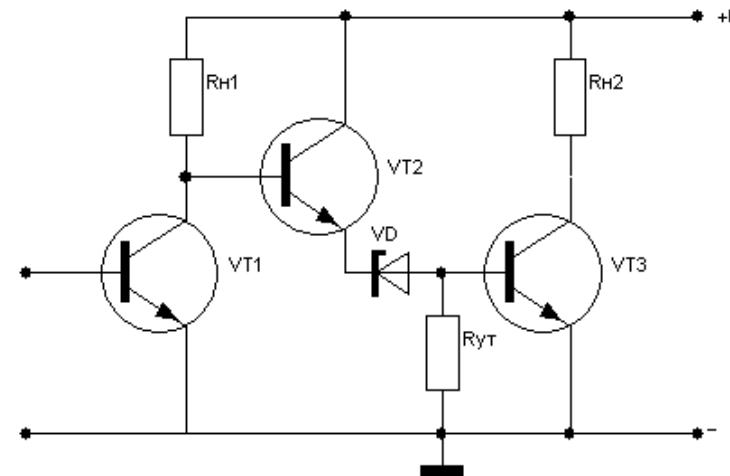
Шунтирование  $R_{in}$  элементами схемы сдвига уровня постоянного напряжения можно уменьшить, подключив к схеме сдвига уровня эмиттерный повторитель на транзисторе VT2, рис.15.2,в, что позволит заметно увеличить коэффициент усиления.

В операционных усилителях в схемах сдвига уровня вместо стабилитрона часто используются делители напряжения, содержащие обычный резистор и сопротивление генераторов стабильного тока (ГСТ). ГСТ отличается тем, что имеет значительное сопротивление по переменной составляющей и небольшое сопротивление по постоянной составляющей. Если включить ГСТ вместо  $R2$  (рис.15.2,а), то потеря полезного сигнала резко снижается, и все избыточное напряжение по постоянной составляющей погашается на  $R1$ .



**a**

**б**



**в**

## 38. Интегральные таймеры. Внутренняя структура. Реализация генераторов импульсов на таймерах.

### Таймеры

Интегральный таймер — многофункциональная микросхема, используемая в качестве активного элемента при построении импульсных устройств, задающих требуемые временные интервалы.

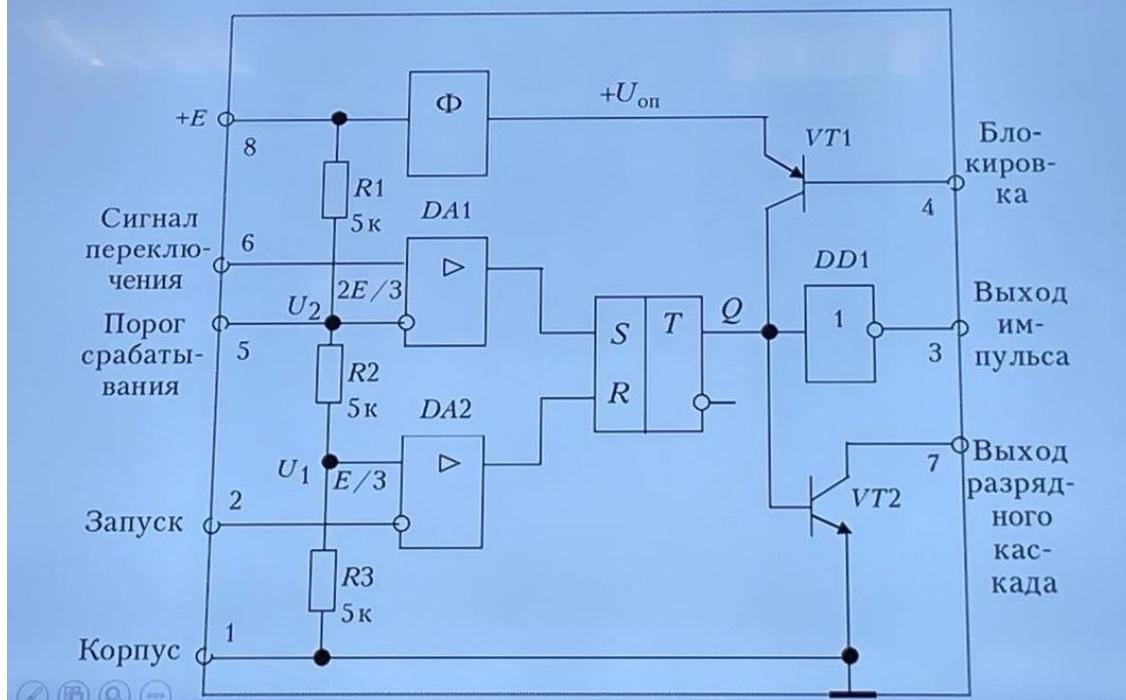
По своей структуре интегральный таймер является устройством смешанного типа — в него входят как аналоговые элементы (резистивные делители, компараторы, отдельные биполярные транзисторы), так и элементы цифровой техники (триггеры, инверторы и т.д.).

Таймеры делятся на два класса: однотактные и многотактные со встроенным счетчиком.

Однотактные таймеры применяются, если длительность формируемых временных интервалов лежит в пределах от 1 мкс до 1 ч.

### Таймеры

**Однотактный таймер общего применения КР1006ВИ1.** Структурная схема таймера.



## 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 ( $U_{оп} < E$ ) 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.

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.

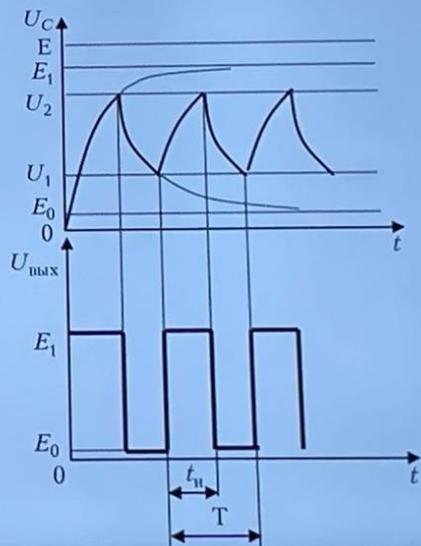
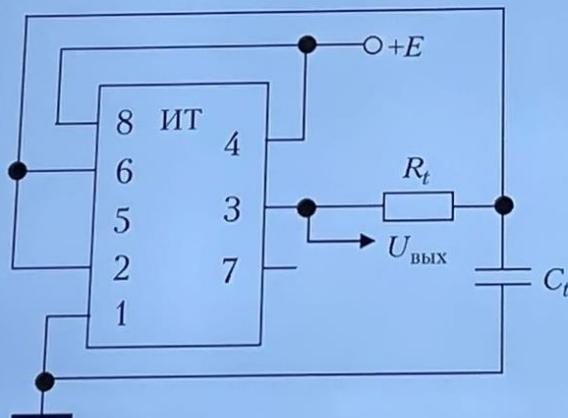
Возможен особый режим — режим блокировки, когда выходное напряжение инвертора зафиксировано на уровне логического 0 и импульсный сигнал на выходе не создается независимо от того, воздействуют или не воздействуют логические сигналы на *RS*-триггер. Блокировка обеспечивается следующим образом. При работе генераторов на интегральном таймере на его вход 4, называемый входом блокировки (то есть на базу *VT1*), должно подаваться постоянное напряжение несколько большего уровня, чем  $U_{\text{оп}}$ . При этом *VT1* заперт и не влияет на работу остальных элементов устройства.

Режим работы таймера определяется схемой подключения внешней времязадающей цепи, а также вывода сброса. Таймер допускает применение внешних времязадающих цепей, содержащих конденсаторы и резисторы. Модификации таймера позволяют получить временные интервалы в диапазоне от 1 мкс до 200 с. При этом относительная нестабильность интервалов при изменении температуры в пределах минус 50 ... +120 °C не превышает сотых или десятых долей процента.

Кроме интегральных таймеров, соответствующих по структуре рассмотренным, существуют счетные таймеры, в состав которых дополнительно входит счетчик импульсов. Счетные таймеры используются в основном в прецизионных устройствах отсчета временных интервалов.

## Мультивибратор на интегральном таймере

Разрядный транзистор  $VT2$  в этой схеме не используется; напряжение для перезаряда времязадающего конденсатора задает выходной сигнал инвертора  $DD1$ . До включения источника питания  $E$  конденсатор разряжен.



После включения источника в первый момент конденсатор остается разряженным, и напряжение на нем, а следовательно, и на соединенных между собой контактах 2 и 6 интегрального таймера равно 0. При этом напряжение на контакте 2 (нулевое) оказывается меньше порогового уровня  $U_1$ , компаратор  $DA2$  включается, вырабатывая выходной сигнал, воздействующий на вход  $R$  триггера.

На выходе триггера устанавливается сигнал логического нуля, на выходном контакте 3 интегрального таймера — сигнал логической 1, то есть с уровнем  $E1$ . Выходное напряжение  $+E1$  начинает заряжать конденсатор  $C_t$  через резистор  $R_t$  с постоянной времени  $R_tC_t$  (предполагается, что выходное сопротивление инвертора  $DD1$  существенно меньше  $R_t$ ).

Когда напряжение на  $C_t$  перейдет пороговый уровень  $U_1$ , компаратор  $DA2$  выключится. Однако  $RS$ -триггер остается в том же положении, так как сигнал на его установочный вход  $S$  еще не поступил. Заряд конденсатора продолжается.

Когда напряжение на конденсаторе  $C_t$ , а следовательно, и на контакте 6 таймера превысит уровень  $U_2$ , включается компаратор  $DA1$  и выходной сигнал с него поступает на вход  $S$  триггера и переключает его в состояние логической 1 на выходе. На контакте 3 интегрального таймера устанавливается сигнал логического 0 ( $E_0$ ).

Конденсатор  $C_t$  начинает разряжаться через резистор  $R_t$  от напряжения  $U_2$  к уровню  $E_0$ . Когда напряжение на конденсаторе снизится до  $U_1$ , произойдет очередное переключение выходного напряжения.

Считая, что длительность выходного импульса соответствует сигналу логической единицы на контакте 3, определим длительность выходного импульса. Учитывая экспоненциальный характер изменения напряжения на конденсаторе  $C_t$  при его заряде, можно записать

$$t_{ii} = \tau \ln \frac{E_1 - U_1}{E_1 - U_2}.$$

Промежуток времени между выходными импульсами:

$$t_{ii} = \tau \ln \frac{U_2 - E_0}{U_1 - E_0}.$$

Для приближенной оценки периода колебаний можно использовать выражение

$$T \approx 1,4 R_t C_t.$$

## 39. Аналоговые перемножители. Простейший перемножитель на базе дифференциального каскада: принцип работы, основные недостатки.

### Аналоговые перемножители

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>4</sup> токов коллекторов и вызывает пропорциональное изменение крутизны.

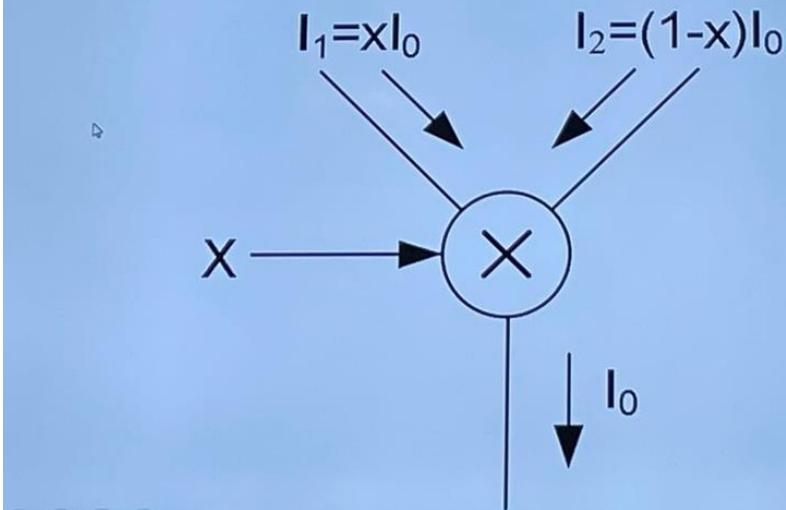
Суть этого метода заключается в том, что выходной дифференциальный ток управляемого линейного делителя тока пропорционален произведению входных величин.

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

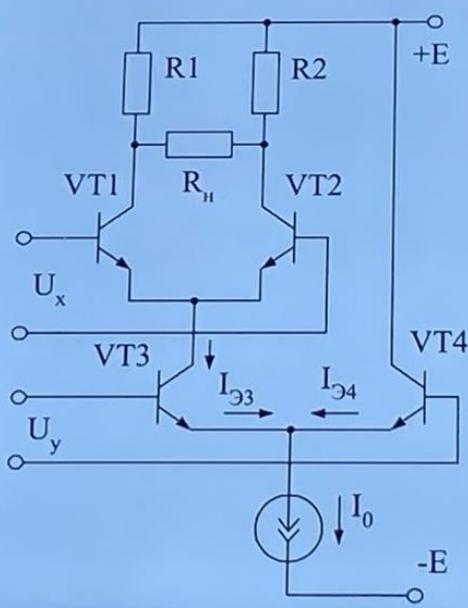
$$Z = k_Z(I_1 - I_2) = (k_Z/k_Xk_Y)XY.$$



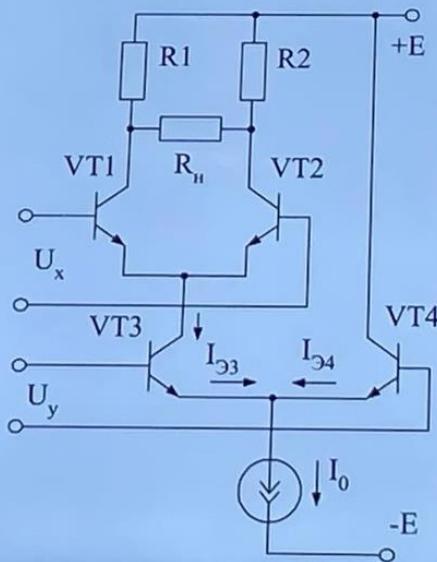
Управляемые делители тока хорошо работают на высоких частотах, кроме того относительно просто реализуются в интегральном исполнении.

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  $VT3$  -  $I_{\Theta 3}$ . Ток  $I_{\Theta 3}$  можно регулировать подачей напряжения между базами транзисторов  $VT3$  и  $VT4$ .



Если резисторы  $R1$  и  $R2$  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.

<https://studfile.net/preview/5427197/page:16/>

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  $U_x$ :

$$U_{\text{вых}} = SR_H U_x \quad (6.3)$$

где  $R_H$  – сопротивление нагрузки.

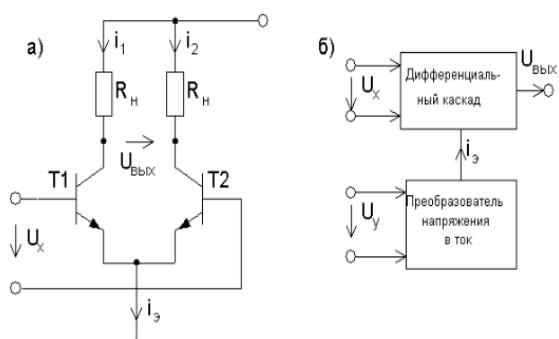


Рис.6.2. Упрощенная схема перемножителя с переменной крутизной:

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  $u_y = 0$ , а  $u_x > 0$ , 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

$$u_{\text{вых}} = 4\kappa_x \kappa_y R_H i_0 u_x u_y = k_{\text{п}} u_x u_y \quad (6.11)$$

где  $k_{\text{п}} = 4\kappa_x \kappa_y R_H i_0$  – 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 являются 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

$$U_x = U_{mx} \cos(\omega_x t), \quad U_y = U_{my} \cos(\omega_y t) \quad (6.12)$$

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  $0,5K_pU_{mx}U_{my}$ . 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

$$U_{\text{вых}}(t) = 0,5K_u U_m^2 (1 + \cos 2\omega t) \quad (6.14)$$

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:

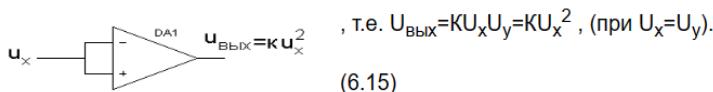
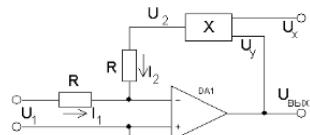


Рис.6.4. Квадратор.

*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  $U_X$ .

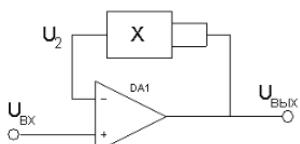
Из приведенного рисунка видно, что  $U_2=KU_xU_y$ , но с другой стороны  $U_2=KU_xU_{\text{вых}}$ . Далее ток  $I_1=U_1/R$ ; ток  $I_2=U_2/R$ . Но эти токи по модулю равны друг другу, как и в любой схеме на ОУ (из-за ее большого входного сопротивления). Т.е.  $I_1=I_2$ , следовательно  $U_1=U_2$  или  $U_1=KU_xU_{\text{вых}}$ , отсюда следует, что

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_1}{KU} \quad (6.16)$$

*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:  $U_2 = KU_{\text{вых}}^2$ , но  $U_{\text{вых}} = U_1 = U_2$  (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.