

**Объявляется набор в магистратуру  
в 2021г.**

По направлению:

**12.04.01 Приборостроение**

Направленность (профиль) программы:

**(Технологии цифрового города)**

**Все вопросы по почте:**

**ankravets@mail.ru**

**А. В. КРАВЕЦ**

**Учебное пособие**

по курсу

**СХЕМОТЕХНИКА АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ  
УСТРОЙСТВ**

Ростов-на-Дону – Таганрог

Издательство Южного федерального университета

2017

УДК 621.375(075.8)+621.382(075.8)

ББК 32.846.+3285

К 771

Печатается по решению  
кафедры радиоприемных устройств и телевидения  
Института радиотехнических систем и управления  
Южного федерального университета  
(протокол № 8 от 10.03.2016 г.)

Рецензенты:

к.т.н., проф. каф. радиотехнических систем Института  
радиотехнических систем и управления ЮФУ *В. Т. Лобач*  
к.т.н., начальник отдела 14 НКБ «МИУС» *И.М. Криворучко*

**Кравец, А. В.**

К 771 Учебное пособие по курсу «Схемотехника аналоговых электронных устройств»/ А. В. Кравец; Южный федеральный университет. – Ростов-на-Дону – Таганрог: Издательство Южного федерального университета, 2017. – 232 с.

ISBN 978-5-9275-2741-0

В данной работе изложен теоретический материал, соответствующий курсу «Схемотехника аналоговых электронных устройств». Соответствует программе курса «Схемотехника аналоговых электронных устройств» для студентов всех форм обучения по направлению «Радиотехника».

УДК 621.375(075.8)+621.382(075.8)

ББК 32.846.+3285

ISBN 978-5-9275-2741-0

© Южный федеральный университет, 2017

© Кравец А.В., 2017

## Оглавление

Введение.....	8
1. Параметры и характеристики усилителей электрических сигналов.....	9
2. Простейшие усилительные каскады, задание рабочей точки.....	20
3. Основные схемы усилительных каскадов на биполярном транзисторе.....	28
3.1. Схема с общим эмиттером.....	28
3.1.1. Схема с общим эмиттером в области средних частот.....	28
3.1.2. Схема с общим эмиттером в области низких частот.....	33
3.1.3. Схема с общим эмиттером в области высоких частот.....	37
3.2. Схема с общей базой.....	43
3.2.1. Схема с общей базой в области средних частот....	43
3.2.2. Схема с общей базой в области низких частот.....	45
3.2.3. Схема с общей базой в области высоких частот...	45

3.3. Схема с общим коллектором (эмиттерный повторитель).....	47
3.3.1. Схема с общим коллектором в области средних частот.....	47
3.3.2. Схема с общим коллектором в области низких частот.....	52
3.3.3. Схема с общим коллектором в области высоких частот.....	52
4. Обратная связь (ОС).....	53
4.1. Основные параметры и определения.....	53
4.2. Параллельная обратная связь по напряжению (У-типа).....	56
4.3. Последовательная обратная связь по напряжению (Н-типа).....	57
4.4. Последовательная обратная связь по току (Z-типа)	59
4.5. Параллельная обратная связь по току (G-типа).....	60
4.6. Влияние обратной связи на нелинейные искажения и помехи.....	62
4.7. Влияние последовательной ООС по напряжению на стабильность коэффициента усиления усилителя.....	63
4.8. Расширение полосы рабочих частот в малосигнальном режиме с помощью обратной связи.....	65

4.9. Устойчивость усилителей с отрицательной обратной связью.....	65
5. Динамические нагрузки усилительных каскадов.....	69
5.1. Общие сведения о динамических нагрузках.....	69
5.2. Каскад с динамической нагрузкой.....	70
5.3. Токовое зеркало.....	73
6. Дифференциальный каскад (ДК).....	75
6.1. Общие сведения.....	75
6.2. Малосигнальные усилительные параметры ДУ.....	79
7. Широкополосные усилители.....	85
7.1. Общие сведения.....	85
7.2. Расширение полосы пропускания в области низких частот.....	85
7.3. Расширение полосы пропускания в области высоких частот.....	86
8. Усилители на операционных усилителях.....	94
8.1. Основные сведения об операционных усилителях...	94
8.2. Основные параметры операционных усилителей....	98
8.3. Основные схемы включения операционных усилителей.....	103
8.3.1. Инвертирующий усилитель.....	104
8.3.2. Неинвертирующий усилитель.....	107
8.3.3. Повторитель.....	108

8.3.4. Разностный усилитель.....	109
8.4. Сумматоры.....	112
8.4.1. Инвертирующий сумматор.....	112
8.4.2. Неинвертирующий сумматор.....	114
8.5. Логарифмические преобразователи на операционном усилителе.....	116
8.6. Прецизионные выпрямители на операционных усилителях.....	120
8.6.1. Однополупериодные выпрямители.....	120
8.6.2. Двухполупериодные выпрямители.....	122
9. Однополярное питание операционных усилителей....	132
9.1. Основные сведения.....	132
9.2. Смещение операционных усилителей с однополярным питанием.....	135
9.3. Схема включения операционного усилителя для усиления сигналов переменного тока.....	144
9.4. Введение искусственной нулевой точки.....	145
10. Полностью дифференциальный операционный усилитель.....	149
10.1. Основные сведения.....	149
10.2. Преобразование несимметричных сигналов в дифференциальные.....	151
10.3. Новые функции.....	154

10.4. Инструментальные усилители.....	156
10.5. Фильтры на полностью дифференциальных усилителях.....	157
11. Модели электронных компонентов.....	166
11.1. Общие сведения о моделях электронных компонентов.....	166
11.2. Модели пассивных электронных компонентов (Passive components).....	168
11.2.1. Модель резистора (Resistor).....	169
11.2.2. Модель конденсатора (Capacitor).....	171
11.2.3. Модель индуктивности (Inductor).....	173
11.2.4. Модель взаимной индуктивности и магнитный сердечник (K).....	174
11.2.5. Модель линии передачи (Transmission line).....	176
11.2.6. Модель Диода (Diode) и стабилитрона (Zener)....	177
11.3. Модели активных электронных компонентов.....	195
11.3.1. Модель биполярного транзистора.....	195
11.3.2. Модель полевого транзистора с управляющим р–п-переходом.....	211
11.3.3. Модели полевых транзисторов с изолированным затвором.....	219
Заключение.....	
Список литературы.....	

## ВВЕДЕНИЕ

В нашем «цифровом мире» иногда кажется, что аналоговым электронным устройствам осталось место только в музее. Но в реальном мире большинство сигналов аналоговые по своей природе, поэтому даже в самых современных смартфонах, компьютерах, мониторах и любых других цифровых приборах есть часть схемы, построенная на аналоговых элементах.

Современная схемотехника аналоговых электронных устройств решает несколько основных задач.

Во-первых, усиление слабых сигналов до уровня, необходимого для работы аналогово-цифрового преобразователя.

Во-вторых, усиление сигналов с выхода цифро-аналогового преобразователя до необходимого уровня (усиление по мощности).

В-третьих, получение питающих напряжений для работы схемы. Устройства вторичного питания рассматриваются в отдельном предмете, поэтому речь в данном пособии пойдет о различных усилительных устройствах и простейших устройствах преобразования сигнала.

# 1. Параметры и характеристики усилителей электрических сигналов

**Усилителем** называется устройство, предназначенное для усиления входного сигнала. Усиление электрических сигналов на практике всегда сопровождается изменением их формы. При этом качество усилителя считается тем более хорошим, чем меньше искажения сигналов.

Усилители условно делят на усилители тока, усилители напряжения или мощности. По характеру изменения усиливаемого сигнала во времени различают усилители постоянного тока и усилители переменного тока. К ним относятся усилители низкой частоты, усилители высокой частоты, широкополосные усилители, избирательные усилители и т.д.

Усилители имеют определенные параметры и характеристики. Наиболее важным параметром усилителя является его **коэффициент усиления**, который представляет собой отношение параметров выходного сигнала к входному.

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

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

коэффициент усиления по мощности  $K_P = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}}$ .

Иногда, вместо коэффициента усиления, используется коэффициент преобразования.

Например:

$S = \frac{I_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$  – коэффициент преобразования входного

напряжения в выходной ток, называемый часто **крутизной усиления**;

$W = \frac{P_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}}$  – коэффициент преобразования тока в

**мощность**.

Коэффициенты усиления иногда оценивают в логарифмических единицах – **децибелах**:

$$K_{U_{\text{дБ}}} = 20 \lg \left( \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \right), \quad K_{I_{\text{дБ}}} = 20 \lg \left( \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}} \right), \quad K_{P_{\text{дБ}}} = 10 \lg \left( \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} \right).$$

Изредка используется единица **Непер (Нп)**:

$$K_u = \ln \left( \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \right), \quad K_i = \ln \left( \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}} \right), \quad K_P = \frac{1}{2} \ln \left( \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} \right).$$

Логарифмические единицы удобны тем, что если известны коэффициенты усиления отдельных каскадов, то общий коэффициент усиления находят как алгебраическую сумму логарифмических коэффициентов усиления отдельных каскадов [1].

Коэффициент усиления, как правило, является комплексной величиной, характеризуемой как модулем, так и фазой. Это связано с наличием реактивных компонентов и инерционности активных приборов.

**Выходная мощность**, как правило, характеризуется *номинальной выходной мощностью*. Под ней понимают *мощность на выходе усилителя при работе на расчетную нагрузку и заданном коэффициенте гармоник или нелинейных искажений*.

**Коэффициент полезного действия** представляет собой

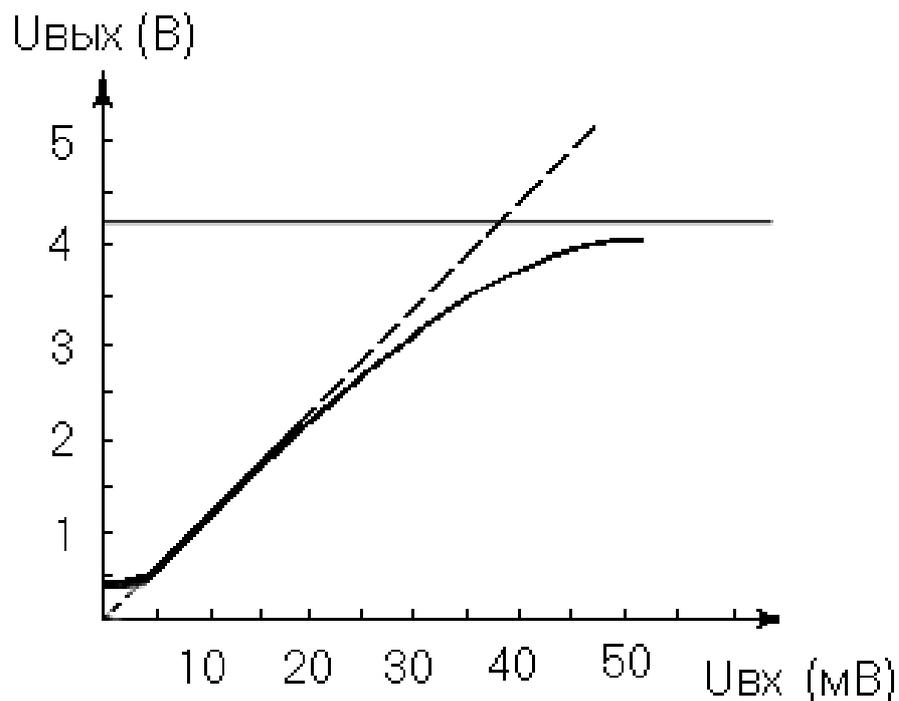
отношение выходной мощности, отдаваемой усилителем в нагрузку, к общей мощности, потребляемой от источника питания:

$$\eta = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ИП}}}.$$

К основным характеристикам усилителя относятся: амплитудная, амплитудно-частотная, амплитудно-фазовая, фазочастотная и переходная характеристики.

**Амплитудная характеристика**- зависимость амплитуды напряжения первой гармоники выходного напряжения от амплитуды синусоидального входного напряжения (рис.1.1):

$$U_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВХ}}).$$



**Рис. 1.1.** Амплитудная характеристика усилителя

Уменьшение коэффициента усиления при больших входных сигналах определяется нелинейностью характеристик усилительных элементов – транзисторов [2].

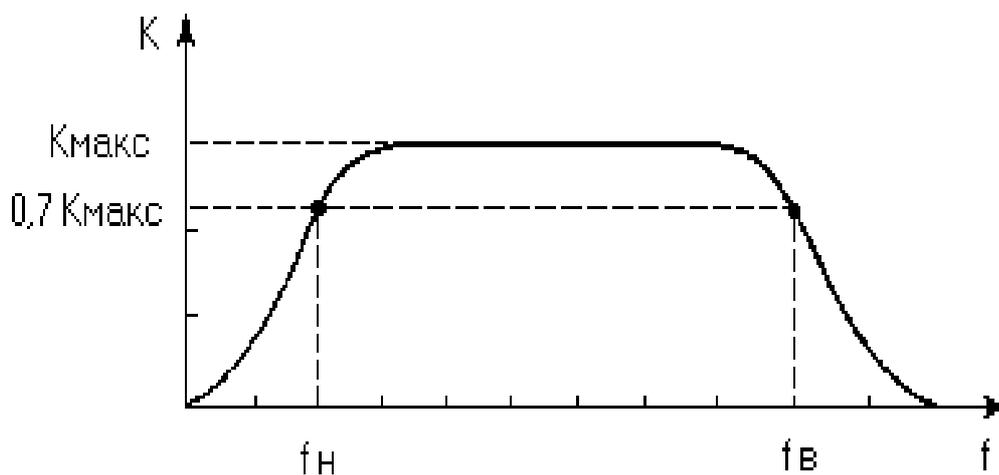
По амплитудной характеристике усилителя определяют

**динамический диапазон усилителя**, являющийся отношением наибольшего допустимого значения входного напряжения к его наименьшему допустимому значению:

$$D = 20 \lg \left( \frac{U_{вх макс}}{U_{вх мин}} \right).$$

Динамический диапазон усилителя ограничивается, с одной стороны, уровнем собственных шумов и помех, наблюдаемых на выходе усилителя, а с другой – допустимым уровнем нелинейных искажений, т.е. предельно допустимым значениям  $U_{вх макс}$ .

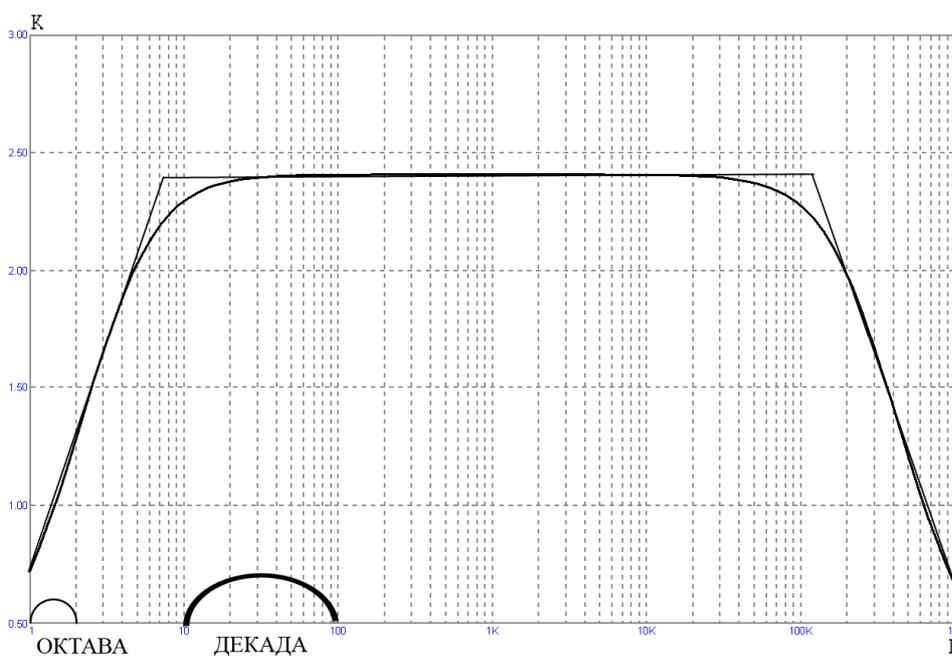
**Амплитудно-частотная характеристика усилителя (АЧХ)** определяется как зависимость модуля коэффициента усиления усилителя от частоты входного сигнала (рис.1.2). По АЧХ определяют полосу пропускания усилителя, т.е. рабочий диапазон частот, в пределах которого коэффициент усиления изменяется не больше заданного.



**Рис. 1.2.** Амплитудно-частотная характеристика усилителя

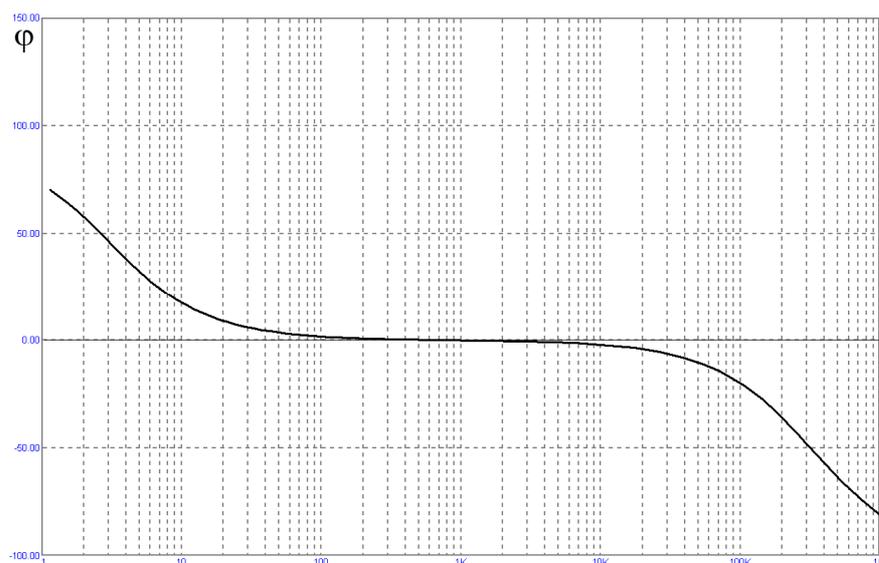
Как правило рабочий диапазон частот определяют на уровне  $0,7 K_{макс}$  (рис. 1.2). АЧХ широкополосных

усилителей невозможно изобразить в линейном масштабе по оси частот. Поэтому для них используют логарифмический масштаб. АЧХ, построенную в логарифмическом масштабе, иногда называют диаграммой Боде, при этом аппроксимируют при помощи касательных к вершине и склонам характеристики. Точки пересечения касательных называют точками сопряжения, а соответствующие им частоты сопрягающими частотами. В логарифмическом масштабе граничные частоты по уровню 0,707 соответствуют сопрягающим частотам. Изменение частоты в 2 раза называют **Октавой**, а изменение в 10 раз **Декадой** [3].



**Рис. 1.3.** Диаграмма Боде

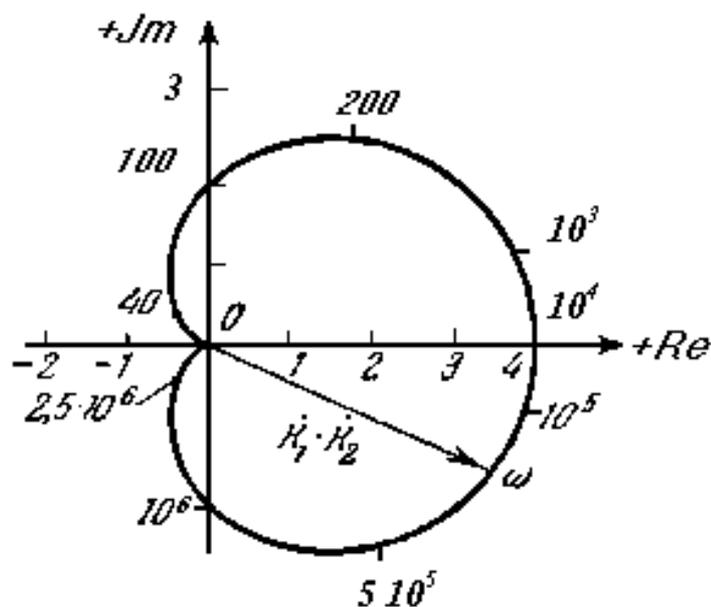
**Фазочастотная характеристика** представляет собой зависимость угла сдвига фазы между выходным и входным напряжениями от частоты входного сигнала (рис. 1.4).



**Рис. 1.4.** Фазочастотная характеристика усилителя

Иногда для наглядности рисуют отдельно фазовые характеристики для области низких и области высоких рабочих частот усилителя. Фазовые сдвиги в усилителях обусловлены наличием реактивных элементов и инерционными свойствами полупроводниковых приборов. Из приведенного рис. 1.4 видно, что в области средних частот, на которых можно пренебречь влиянием реактивных элементов, присутствующих в схеме усилителя, фазочастотная характеристика линейна.

**Амплитудно-фазовая характеристика** – это построенная в полярной системе координат зависимость коэффициента усиления и фазового сдвига усилителя от частоты (рис. 1.5).

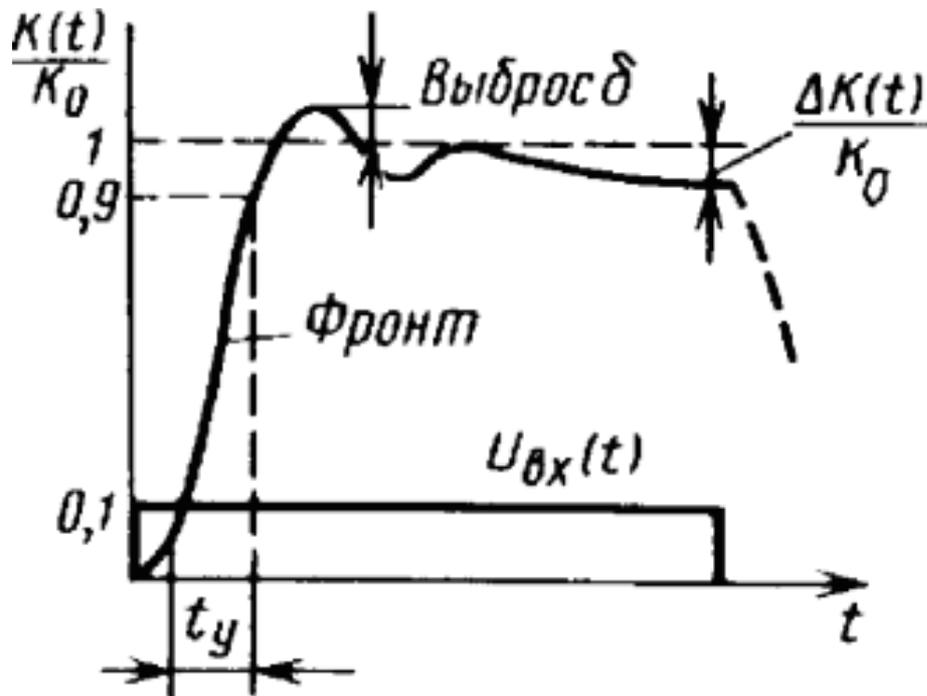


**Рис. 1.5.** Амплитудно-фазовая характеристика усилителя

Она объединяет в себе амплитудно-частотную и фазочастотную характеристики усилителя. Для построения этой характеристики определяют коэффициент усиления и фазу выходного напряжения в функции частоты. Каждой частоте соответствует на плоскости точка в полярных координатах. При непрерывном изменении частоты от 0 до  $\infty$  в полярной системе координат строится кривая, которая и называется амплитудно-фазовой характеристикой.

Амплитудно-фазовая характеристика используется для определения устойчивости усилителей с обратной связью. Так, в соответствии с критерием Найквиста, усилитель с замкнутой цепью обратной связи устойчив, если амплитудно-фазовая характеристика вектора коэффициента разомкнутой петли обратной связи не охватывает точку  $(-1, j0)$  и не проходит через нее.

**Переходная характеристика** (рис. 1.6) используется при анализе импульсных усилителей.



**Рис. 1.6.** Переходная характеристика усилителя

Данная характеристика представляет собой зависимость мгновенного значения выходного напряжения или тока от времени при действии на входе единичного скачка напряжения или тока. Переходная характеристика дает представление о прохождении сигналов сложной формы через усилитель. Так, при усилении импульсного сигнала прямоугольной формы, происходит увеличение длительности фронта импульса и снижении его вершины. Указанные изменения формы сигнала вызваны происходящими в схеме усилителя переходными процессами [4].

Для оценки искажений фронтов используется переходная характеристика в области малых времен, а для оценки искажений вершины импульсов – переходная характеристика в области больших времен. Указанные характеристики отличаются масштабом по оси времени.

Искажения фронта импульса характеризуют временем задержки  $t_3$ , которое определяется по изменению от уровня 0 до 0,5 и временем установления  $t_y$ , в течение которого выходной сигнал нарастает от уровня 0,1 до уровня 0,9 установившегося значения

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

Время установления в усилителях импульсных сигналов можно определить как

$$t_y = 2,2\tau_B = 2,2/\omega_B = 2,2/2\pi f_B = 0,35/f_B,$$

где  $f_B$  – верхняя граничная частота усилителя.

В многокаскадном (в трехкаскадном) усилителе время установления

$$t_y = \sqrt{t_{y1}^2 + t_{y2}^2 + t_{y3}^2}.$$

Выброс фронта оценивается как разность между максимальной и установившейся ординатами переходной характеристикой  $\delta = y_{\max} - 1$ . Искажения вершины усиливаемых импульсов оценивают относительной величиной изменения ординаты  $\Delta$  (обычно в процентах) в течение длительности прямоугольного импульса  $t_{и}$ . Искажение вершины импульсных сигналов оценивают относительным значением спада плоской вершины  $\Delta = \frac{\Delta K}{K}$ ,

где  $\Delta K$  – величина спада плоской вершины к моменту окончания выброса;  $K$  – единичный уровень усиления.

Искажение вершины импульсных сигналов можно приблизительно определить из выражения  $\Delta \approx \frac{t_{и}}{\tau_1}$ ,

где  $t_{и}$  – длительность входного сигнала;  $\tau_1$  – постоянная времени переходной цепи.

В многокаскадном (например, в трехкаскадном) усилителе искажение вершины импульсного сигнала на выходе усилителя

$$\Delta = \Delta_1 + \Delta_2 + \Delta_3.$$

Экспериментально переходную характеристику усилителя можно получить на экране осциллографа, если подать на его вход прямоугольный импульс напряжения определенной длительности, а выход усилителя подключить к осциллографу.

### **Искажения в усилителях**

При усилении электрических сигналов должна сохраняться их форма. Отклонение формы выходного сигнала от формы сигнала, подаваемого на его вход, называется искажением. В усилителях различают два вида искажений – **линейные и нелинейные** [5].

Форма сложного сигнала на выходе усилителя, работающего в линейном режиме, будет отличаться от формы входного сигнала в том случае, если гармонические составляющие входного сигнала будут усиливаться в усилителе неодинаково, а также, если вносимые усилителем фазовые сдвиги будут различными для отдельных гармонических составляющих. Вызываемые указанными причинами изменения формы выходного сигнала называют соответственно частотными и фазовыми искажениями.

Оценкой линейных искажений в области средних частот, на которых можно пренебречь влиянием реактивных элементов, служит **коэффициент частотных искажений**

$$M = \frac{K_{\max}}{K_i},$$

где  $K_{\max}$  – коэффициент усиления на средних частотах, для определенности обычно определяют на частоте  $f_0 = \sqrt{f_H f_B}$ ;

$K_i$  – коэффициент усиления на исследуемой частоте.

Обычно задают  $M \leq \sqrt{2}$ .

В многокаскадном усилителе  $M_n = \prod_{i=1}^n M_i$ .

**Нелинейные искажения** обусловлены нелинейностями амплитудной характеристики усилителя. При входном сигнале синусоидальной формы выходной сигнал не является синусоидальным из-за нелинейных искажений. Разложение выходного сигнала в ряд Фурье позволяет определить основную гармонику, имеющую частоту входного сигнала, и ряда высших гармоник. Их оценивают коэффициентом нелинейных искажений  $K_{НИ}$ , или коэффициентом гармоник  $K_{Г}$ .

**Коэффициент нелинейных искажений** – это корень квадратный из отношения мощностей всех высших гармоник выходного сигнала, появляющихся в результате нелинейных искажений, к полной выходной мощности:

$$K_{НИ} = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} P_n}{P}} \quad \text{или} \quad K_{НИ} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} A_{n^2}}}{A},$$

где  $n$  – номер гармоники;

$A_n$  – амплитудное значение соответствующей гармоники выходного тока или напряжения.

**Коэффициент гармоник** – это корень квадратный из отношения мощностей всех высших гармоник выходного сигнала, появляющихся в результате нелинейных искажений,

к мощности первой гармоники:

$$K_{\Gamma} = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} P_n}{P_1}} \quad \text{или} \quad K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} A_n^2}}{A_1},$$

где  $n$  – номер гармоники;

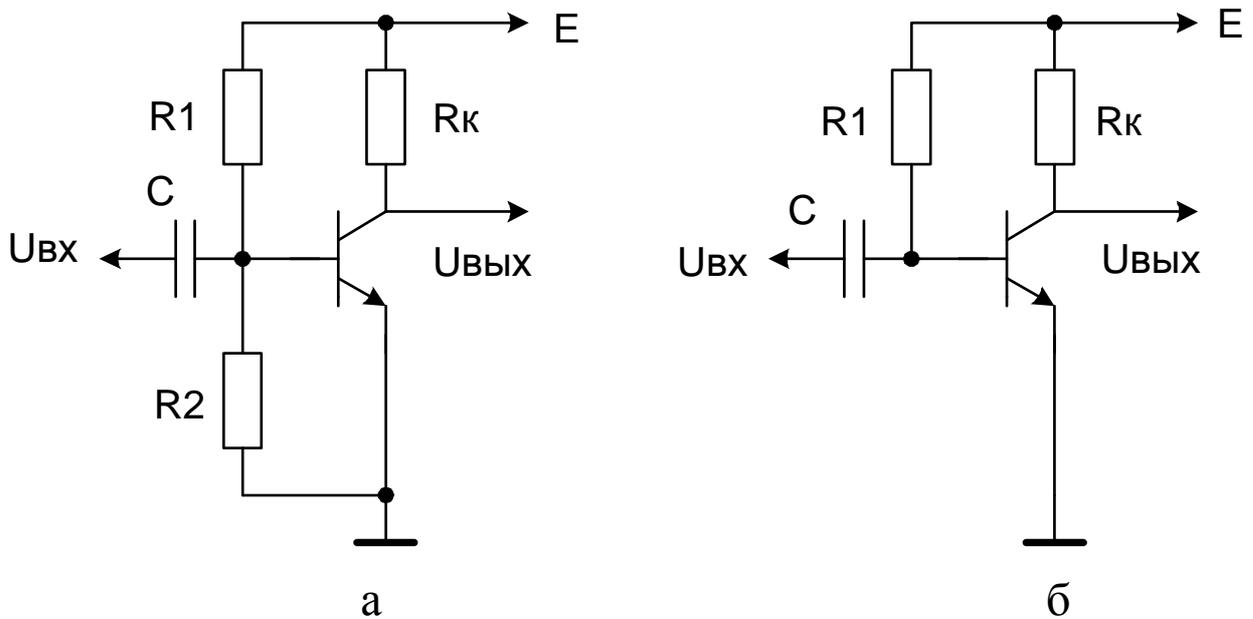
$A_n$  – амплитудное значение соответствующей гармоники выходного тока или напряжения.

Часто используют коэффициент гармоник отдельно по второй, третьей и т.д.  $K_{\Gamma 2} = U_2/U_1 = I_2/I_1$ ,  $K_{\Gamma 3} = U_3/U_1 = I_3/I_1$ .

Наличие нелинейных искажений сигнала можно определить по нелинейности амплитудной характеристики. Однако следует иметь в виду, что амплитудная характеристика малоприспособна для количественных оценок. Определение коэффициента нелинейных искажений для синусоидального сигнала осуществляется экспериментально с помощью специального прибора.

## **2. Простейшие усилительные каскады, задание рабочей точки**

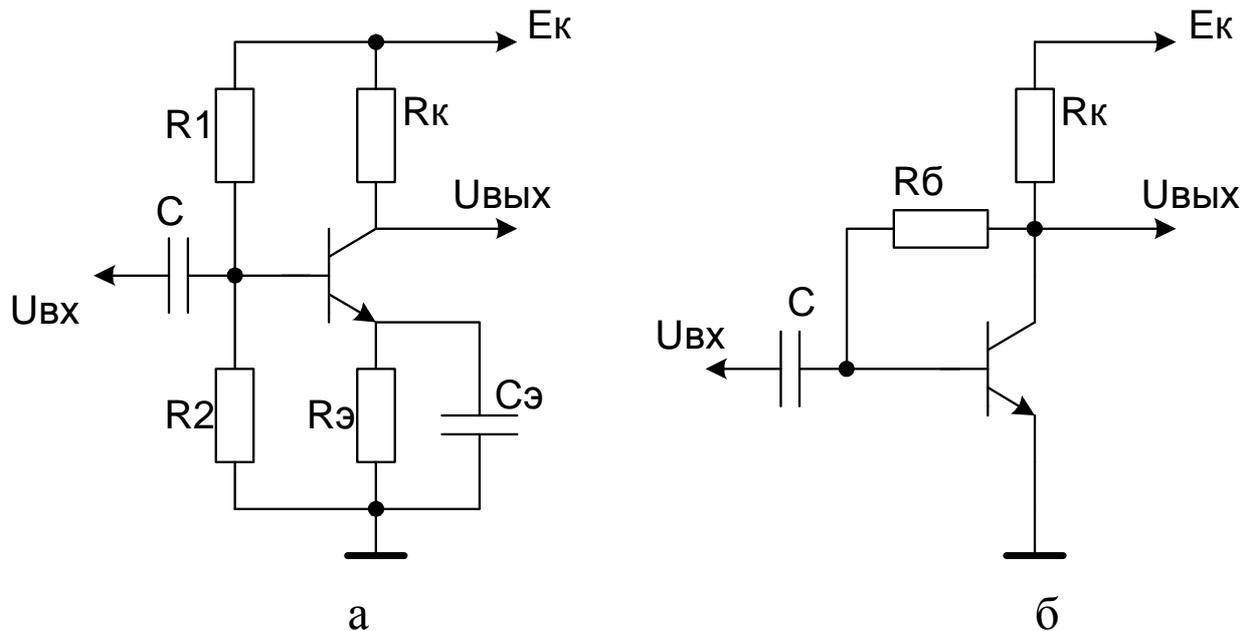
Для нормальной работы усилительного каскада необходимо установить определенные токи и напряжения на активном приборе, которые носят название напряжений или токов смещения.



**Рис. 2.1.** Способы задания базового тока в статическом режиме: а – фиксированным напряжением на переходе база–эмиттер; б – фиксированным током

Если величина  $\beta$ - транзистора изменится, например в 5 раз, за счет установки другого транзистора или по другой причине, то и коллекторный ток изменится в 5 раз.

Для стабилизации положения рабочей точки на линии нагрузки в схемах усилителей применяется отрицательная обратная связь по постоянному току или напряжению (рис. 2.2, а, б).

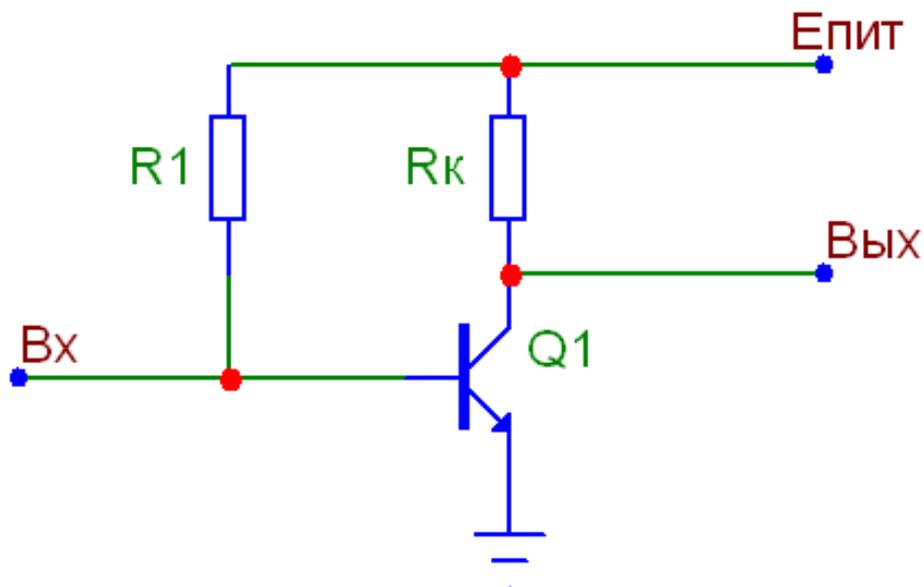


**Рис. 2.2.** Схемы стабилизации рабочей точки:  
 а – схема эмиттерной стабилизации; б – схема  
 коллекторной стабилизации

В схеме на рис. 2.2, а стабилизация режима осуществляется при помощи отрицательной обратной связи (ООС) по постоянному току через эмиттерный резистор (эмиттерная стабилизация). Ток коллектора в этой схеме с изменением температуры изменяется очень мало, так как увеличение тока эмиттера вызывает уменьшение разности потенциалов база–эмиттер, что препятствует увеличению тока коллектора. В стабилизированной схеме ток коллектора таким образом изменяется в значительно меньшей степени. Блокировочный конденсатор  $C_э$  исключает ООС по переменному току, сохраняет высокое значение коэффициента усиления для быстро изменяющихся сигналов.

Ток и падение напряжения на активном приборе зависят от выбора рабочей точки на семействе его входных и выходных характеристик.

Рассмотрим для примера простейший усилительный каскад на рис. 2.3.



**Рис. 2.3.** Простейший усилительный каскад

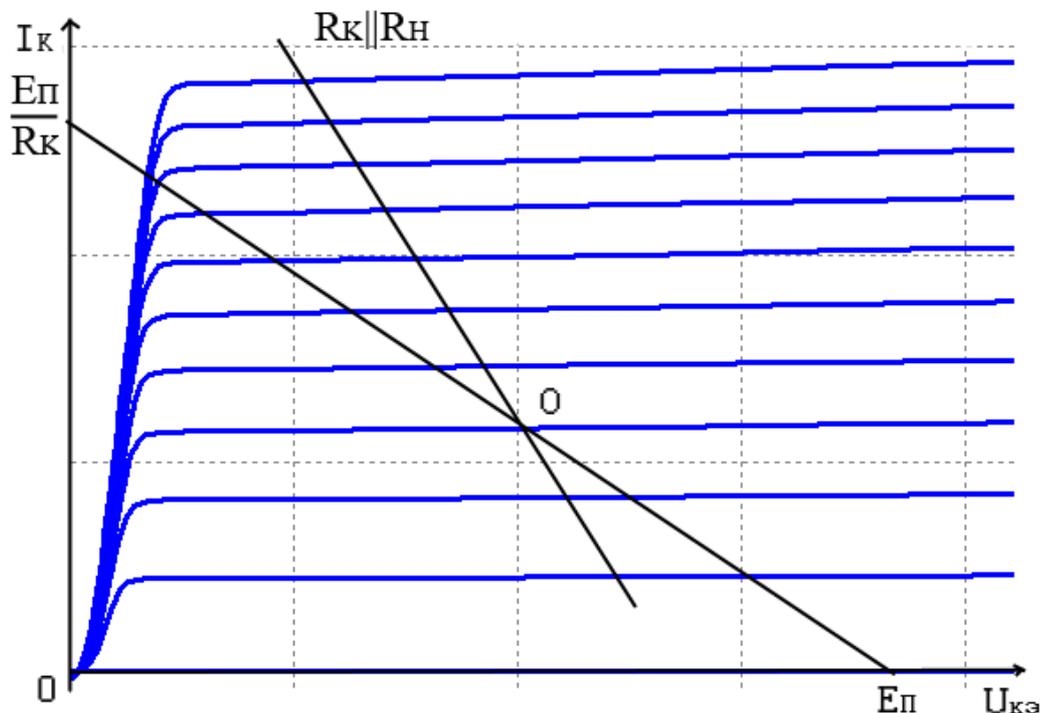
Ток и падение напряжения нелинейной цепи, как правило, определяют графоаналитическим методом. Это связано с тем, что он позволяет проводить расчеты с помощью экспериментально определенных характеристик электронного прибора [6].

При использовании графоаналитического метода строится линия нагрузки по постоянному току. Она представляет собой вольт-амперную характеристику той части цепи, в состав которой не входит нелинейный, управляемый внешним сигналом активный прибор. В рассматриваемом случае это вольт-амперная характеристика резисторов  $R_k$ .

Поэтому точкой, из которой строят вольт-амперную характеристику нагрузочной части, является точка с координатами  $(E_{пит}, 0)$ . Это основано на том, что ток в последовательной цепи во всех компонентах одинаков, а

сумма падений напряжений на них равна напряжению источника питания:

$$I_0(R_K) + U_0 = E_{\text{пит}} . \quad (2.1)$$



**Рис. 2.4.** Пример построения линии нагрузки

При разных значениях управляющего сигнала токи и напряжения активного прибора будут изменяться так же, как ток  $I_0$  и напряжение  $U_0$ . Задача анализа усилительных каскадов в статическом режиме сводится к нахождению геометрического места точек, где справедливо уравнение (2.1). Оно определяется как совокупность *точек пересечения кривых семейства вольт-амперных характеристик нелинейного активного прибора и вольт-амперной характеристики остальной (нагрузочной) части обобщенной цепи.*

В рассматриваемом случае вольт-амперная характери-

стика резистора  $R_K$  – прямая линия. Она может быть построена по двум точкам, которые легко найти из рассмотрения крайних случаев, когда нелинейный прибор имеет бесконечно большое и бесконечно малое сопротивление.

При его бесконечно большом сопротивлении  $I \rightarrow 0$ , а  $U_0 = E_{\text{пит}}$ .

При бесконечно малом внутреннем сопротивлении  $U_0 \rightarrow 0$ , а  $I = \frac{E_{\text{пит}}}{(R_K)}$ .

Все возможные значения токов и напряжений на нелинейном приборе лежат в точках пересечения его вольт-амперной характеристики с линией нагрузки по постоянному току.

Если значения тока оказываются большими и для построения линий нагрузки следует удлинить ось  $I$ , тогда можно применить другой метод. Учитывая, что тангенс угла наклона линии нагрузки (рис. 2.4) равен

$$\operatorname{tg} \alpha = I_K / E_{\text{пит}} = -1 / R_K$$

и принимая во внимание масштабы токов и напряжений, из точки  $E_K = 0$ ;  $U_{KЭ} = E_K$  проводят линию под углом, тангенс которого равен  $(-1/R_K)$ , и получают ту же самую линию нагрузки.

Рабочую точку  $U_0, I_0$  в общем случае выбирают исходя из режима, в котором должен работать электронный прибор, а также из заданных амплитуд выходного напряжения  $U_m$  и связанного с ним тока  $I_m$ .

Кроме того, требуется, чтобы напряжения, токи и мощности, рассеиваемые на электронных приборах, не

превышали предельно допустимых значений:

$$U_0 + U_m < U_{\max}, \quad I_0 + I_m < I_{\max}, \quad U_0 I_0 < P_{\max}. \quad (2.2)$$

На нагрузочной прямой для постоянного тока выбирают положение рабочей точки  $O$ . Если каскад предназначен для усиления малых сигналов, то рабочую точку берут на том участке, где изменения сигнала на управляющих электродах вызовут наибольшие изменения выходного тока. При этом стремятся обеспечить такой режим, чтобы мощность, потребляемая каскадом, была минимальной.

Через выбранную рабочую точку  $O$  проводят линию нагрузки по переменному току, которая в общем случае отличается от линии нагрузки по постоянному току и только при  $R \rightarrow \infty$  совпадает с ней. Это обусловлено тем, что сопротивление, стоящее в выходной цепи транзистора  $R_k$ , шунтируется сопротивлением нагрузки  $R_n$ , подключенным через конденсатор  $C_2$ . Сопротивление конденсатора зависит от частоты  $X_c = 1/(j\omega C)$ . Поэтому результирующее сопротивление имеет разные значения для переменного и постоянного токов.

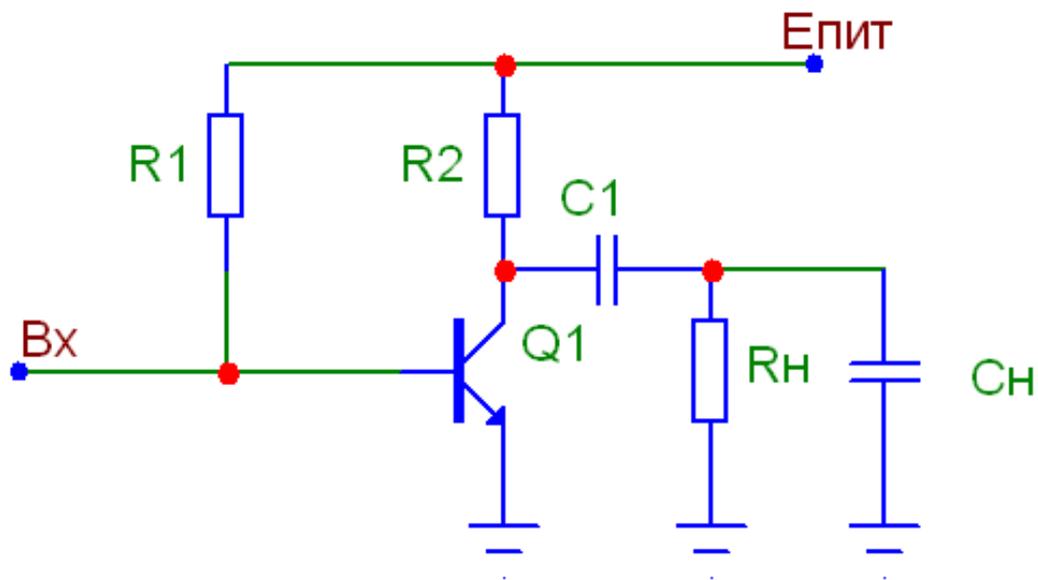
При построении линии нагрузки по переменному току сопротивление конденсатора  $C_2$  считают равным нулю и через точку  $O$  проводят прямые линии, тангенс наклона которых равен

$$\operatorname{tg} \alpha = -1/(R_H \parallel R).$$

Если рабочая точка выбрана правильно, то при изменении выходного напряжения в пределах  $\pm U_m$  транзисторы находятся в активном режиме и рассеиваемая на них

мощность не превышает допустимую. Это связано с тем, что динамическая нагрузочная прямая и линия допустимой мощности рассеяния не пересекаются. Напряжения питания  $E$  меньше  $U_{кэ\text{ max}}$ . Следовательно, параметры рабочей точки выбраны правильно и каскад будет обеспечивать амплитуду выходного напряжения  $U_m$  на сопротивлении нагрузки  $R_n$ .

В общем случае последовательно с активным прибором могут быть включены нелинейные элементы и вместо прямой будет «кривая» нагрузки по постоянному току, причем система координат, в которой строится эта вольт-амперная характеристика, отличается от общепринятой. За напряжение, приложенное к ней, берется значение разности напряжений питания и падения напряжения на активном приборе [7].



**Рис. 2.4.** Усилительный каскад с емкостной нагрузкой

При комплексной нагрузке, например, при резистивно-емкостном ее характере между сигнальными изменениями тока и напряжения наблюдаются фазовые сдвиги, в

результате чего РТ в процессе усиления сигналов перемещается на плоскости выходных ВАХ транзистора не по линии, а по контуру, называемому *траекторией движения рабочей точки*. Конфигурация этой траектории зависит от формы сигнала, его интенсивности и скорости изменения во времени, а также от степени отклонения характера нагрузки от резистивного [8].

При комплексной нагрузке рабочая точка может существенно отклоняться от нагрузочной характеристики, что в ряде случаев может приводить к ее выходу за пределы области безопасной работы и перегрузке выходной цепи по току (при емкостном характере нагрузки), напряжению (при индуктивном) и по току и напряжению (при индуктивно-емкостном). В целях предотвращения выхода из строя транзисторов в цепь нагрузки часто включают специальные элементы защиты, такие как диоды, стабилитроны, варисторы.

### **3. Основные схемы усилительных каскадов на биполярном транзисторе**

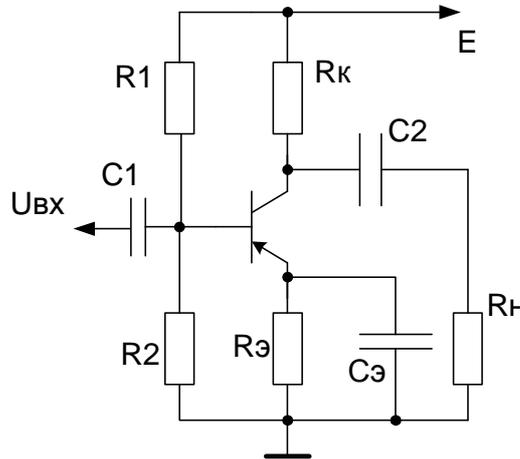
#### **3.1. Схема с общим эмиттером**

##### **3.1.1. Схема с общим эмиттером в области средних частот**

В усилительных каскадах в качестве нагрузки довольно часто используют резисторы, а для связи между усилителями применяют разделительные конденсаторы. Такие усилители называются усилителями с RC-связью или усилителями RC-типа.

В усилителях RC-типа транзисторы могут быть включены

по схеме ОЭ, ОБ, ОК. На рис. 3.1 приведена схема усилителя RC-типа с ОЭ. В этой схеме резисторы  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_э$  задают необходимое смещение на переходе «база–эмиттер» и обеспечивают необходимую стабилизацию рабочей точки. Резистор  $R_э$  вносит ООС по постоянному току.



**Рис. 3.1.** Усилитель RC-типа по схеме ОЭ

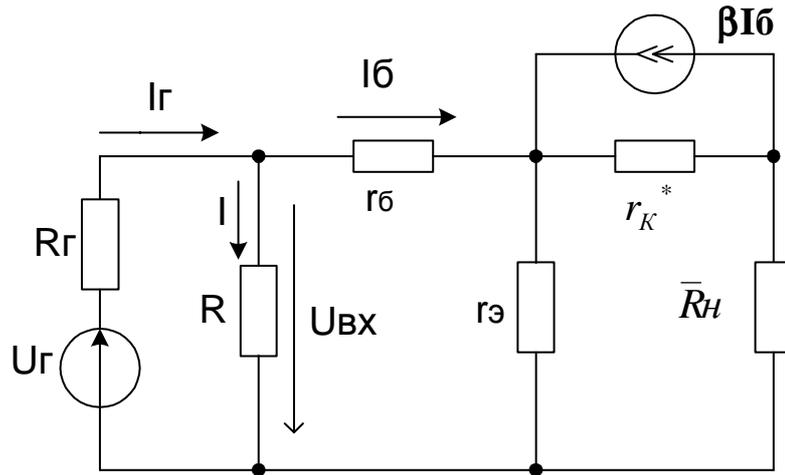
Для стабилизации потенциала базы относительно общей шины ток через резисторы  $R_1$  и  $R_2$  выбирают в несколько раз большим тока базы. В этом случае ток коллектора с изменением температуры будет изменяться очень мало, так как увеличение тока эмиттера (при увеличении температуры) вызывает уменьшение разности потенциалов база–эмиттер, что препятствует увеличению тока коллектора.

Конденсаторы  $C_1$ ,  $C_2$  – разделительные конденсаторы. Они разделяют постоянные и переменные составляющие входной и выходной цепи.  $C_э$  – блокировочный конденсатор. Он устраняет ООС по переменному току. При его отсутствии коэффициент усиления по переменному напряжению будет очень мал и приблизительно равен отношению коллекторного и эмиттерного резисторов.

При проектировании усилительных устройств требуется

определять постоянные и переменные составляющие токов и напряжений. Постоянные составляющие характеризуют режим работы транзистора, а переменные составляющие – величины усиливаемых сигналов. Постоянные составляющие токов и напряжений сравнительно просто и достаточно точно можно определить графически по соответствующим ВАХ-транзистора. При определении же переменных составляющих токов и напряжений почти всегда отдается предпочтение аналитическим методам расчета с использованием эквивалентных схем [1].

Анализ работы транзисторных усилителей обычно проводят для областей средних, низких и высоких частот. В области средних частот коэффициент усиления усилителя постоянен и линейных искажений не наблюдается. Так как линейные искажения обусловлены имеющимися в усилителе реактивными элементами, то очевидно, что в области средних частот разделительные и блокировочные конденсаторы не влияют на работу усилителя и их можно считать короткозамкнутыми. По переменному току источник питания также считается короткозамкнутым. Паразитные емкости транзистора, емкость монтажа и нагрузки при этом считаются разомкнутыми. Учитывая вышесказанное, рассматриваемый усилительный каскад (см. рис. 3.1) можно представить в виде эквивалентной схемы (рис. 3.2). Здесь транзистор представлен в виде упрощенной эквивалентной схемы, а делитель из резисторов  $R_1$  и  $R_2$  заменен одним резистором  $R = R_1 // R_2$ .



**Рис. 3.2.** Эквивалентная схема усилителя RC-типа по схеме ОЭ

Входное сопротивление транзистора

$$r_{ex\text{Э}} = \frac{U_{ex}}{I_{\text{б}}} = \frac{I_{\text{б}}(r_{\text{б}} + r_{\text{э}}) + I_{\text{к}} \cdot r_{\text{э}}}{I_{\text{б}}} = r_{\text{б}} + r_{\text{э}} + \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{б}}} \cdot r_{\text{э}} =$$

$$= r_{\text{б}} + r_{\text{э}} + \frac{(\beta \cdot r_{\text{к}} - r_{\text{э}}) \cdot r_{\text{э}}}{r_{\text{э}} + r_{\text{к}} + \bar{R}_{\text{н}}},$$

где  $\bar{R}_{\text{н}} = R_{\text{н}} // R_{\text{к}}$ .

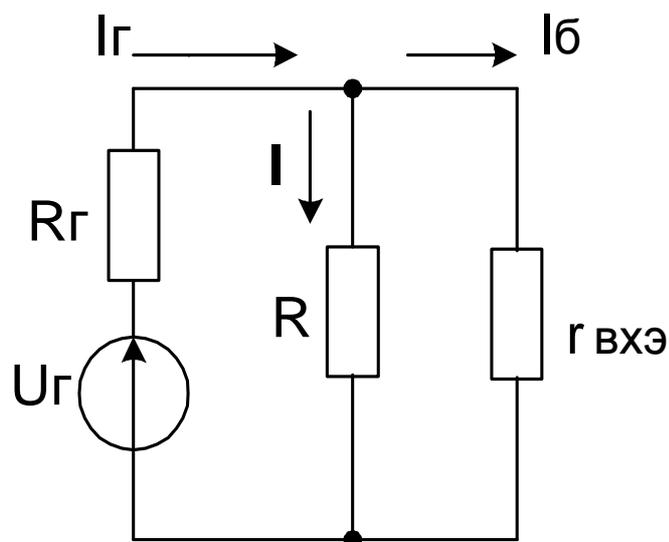
Если  $r_{\text{к}}^* \gg \bar{R}_{\text{н}}$ , то

$$r_{ex\text{Э}} = r_{\text{б}} + r_{\text{э}}(1 + \beta). \quad (3.1)$$

Входное сопротивление усилительного каскада с учетом резисторов  $R_1$  и  $R_2$  будет меньше:

$$R_{ex} = r_{ex\text{Э}} // (R_1 // R_2).$$

Коэффициент усиления по току усилительного каскада  $K_I = I_{\text{н}}/I_{\text{с}}$  можно найти, определив ток, потребляемый от источника сигнала  $I_{\text{с}}$ , и ток, протекающий по сопротивлению нагрузки, для чего воспользуемся эквивалентной схемой для входной цепи транзистора в области средних частот, представленной на рис. 3.3.



**Рис. 3.3.** Эквивалентная схема входной цепи усилителя с ОЭ на средних частотах

Выражение для тока  $I_2$

$$I_{\Gamma} = I_{\delta} + I = I_{\delta} \cdot \left( \frac{R + r_{\text{вх}\ \text{э}}}{R} \right).$$

Очевидно, что выходную цепь усилителя также можно представить в виде рис. 3.3, только вместо тока  $I_2$  в этой схеме будет ток коллектора  $I_{\kappa}$ , и вместо резисторов  $R$  и  $r_{\text{вх}\ \text{э}}$  — соответственно резисторы  $R_{\kappa}$  и  $R_{\text{н}}$ . Тогда по аналогии можно записать

$$I_{\kappa} = I_{\text{н}} \cdot \frac{R_{\kappa} + R_{\text{н}}}{R_{\kappa}},$$

откуда определяется ток

$$I_{\text{н}} = I_{\kappa} \cdot \frac{R_{\kappa}}{R_{\kappa} + R_{\text{н}}}.$$

Подставим найденные значения токов в выражение (3.1) и найдем

$$K_I = K_I' \frac{R_K}{R_K + R_H} \cdot \frac{R}{R + r_{ex\ \text{э}}}$$

В этом выражении коэффициенты  $\frac{R_K}{R_K + R_H}$  и  $\frac{R}{R + r_{ex\ \text{э}}}$  представляют собой коэффициенты токораспределения в выходной и во входной цепи усилителя.

Коэффициент усиления по напряжению  $K_U' = U_{вых} / U_{вх}$ :

$$K_U' = \frac{I_K \cdot \bar{R}_H}{I_B \cdot r_{ex\ \text{э}}} = \frac{I_{\bar{o}} \cdot (\beta \cdot r_K - r_{\bar{э}}) \cdot \bar{R}_H}{I_B \cdot r_{ex\ \text{э}} \cdot (r_{\bar{э}} + r_K + \bar{R}_H)} = \frac{(\beta \cdot r_K - r_{\bar{э}}) \cdot \bar{R}_H}{(r_{\bar{э}} + r_K + \bar{R}_H) \cdot r_{ex\ \text{э}}}$$

Если  $r_K^* \gg \bar{R}_H$ , то

$$K_U' \approx \beta \cdot \frac{\bar{R}_H}{r_{ex\ \text{э}}}$$

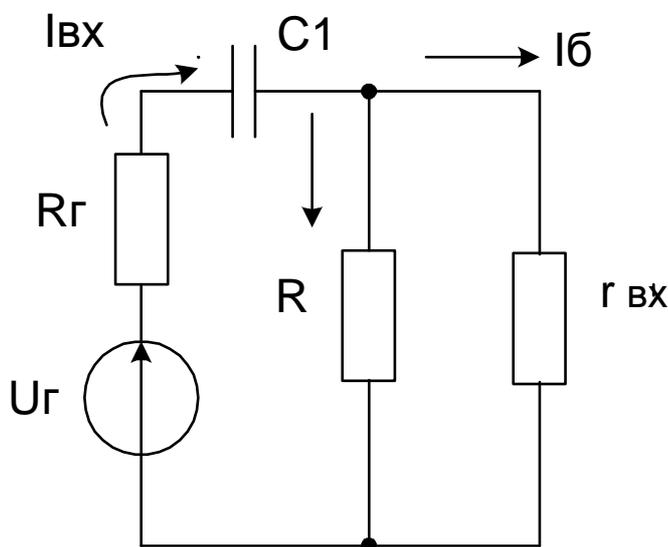
Для определения выходного сопротивления рассмотрим вновь эквивалентную схему, приведенную на рис. 3.2.

Так как  $r_{\bar{э}} \ll r_K^*$ , то  $r_{\bar{э}}$  без большой погрешности можно считать по переменному току короткозамкнутым. Тогда выходное сопротивление усилителя  $r_{вых} = r_K^* // R_K$ . При низкоомной нагрузке, когда  $R_K \ll r_K^*$ , выходное сопротивление усилителя будет определяться величиной сопротивления резистора, включенного в коллекторную цепь транзистора  $R_K$ .

### 3.1.2. Схема с общим эмиттером в области низких частот

В области низких частот необходимо учитывать влияние на АЧХ разделительных и блокировочных конденсаторов. Рассмотрим вначале влияние разделительного конденсатора  $C_1$ , для чего воспользуемся эквивалентной схемой входной

цепи транзистора, представленной на рис. 3.4. При этом будем считать, конденсаторы  $C_2$  и  $C_3$  выбраны достаточно большой емкости и не влияют на АЧХ усилителя [3].



**Рис. 3.4.** Эквивалентная схема входной цепи усилителя ОЭ в области низких частот

Входной ток усилителя при синусоидальном входном сигнале, как это следует из эквивалентной схемы для входной цепи (рис. 3.4):

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

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

При уменьшении частоты входного синусоидального сигнала увеличивается реактивное сопротивление конденсатора  $C_1$  и уменьшается входной ток, а вместе с ним уменьшается и базовый ток, так как

$$I_{\text{б}} = I_{\text{вх}} \cdot \frac{R}{R + r_{\text{вх}}}.$$

В результате уменьшается усиление усилителя.

Оценим теперь искажения в области нижних частот

количественно. Пусть  $U_2(t) = U_m \sin \omega t$ .

$$\text{Тогда } I_{ex} = I_m \cdot \frac{1}{1 + 1/(j\omega C_1(R_2 + R_{ex}))},$$

где  $I_m = \frac{U_m}{R_2 + R_{ex}}$ .

Таким образом, на низких частотах усиление напряжения и тока уменьшается пропорционально величине

$$h(j\omega) = \frac{I_{ex}}{I_m} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_1(R_2 + R_{ex})}}.$$

Относительное уменьшение усиления по току или напряжению можно определить, исследуя функцию  $h(j\omega)$ . Модуль и аргумент  $h(j\omega)$  определяются следующими выражениями:

$$|h(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega\tau_{н1})^2}}, \quad \varphi_{C1} = \arctg\left(\frac{1}{\omega\tau_{н1}}\right),$$

где  $\tau_{н1} = C_1(R_2 + R_{ex})$  – постоянная времени цепи заряда и разряда входного конденсатора  $C_1$ .

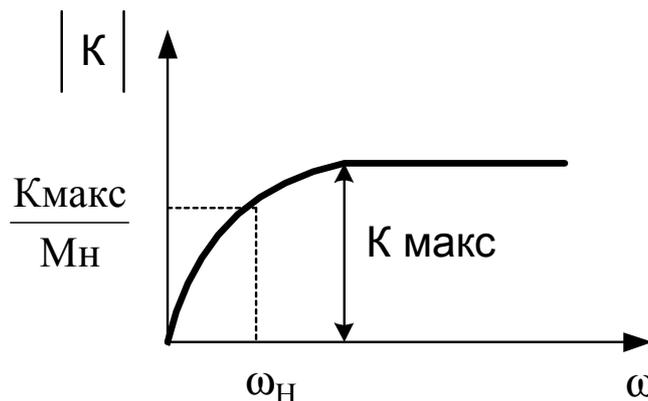
Заметим, что

$$|K| = K_{\text{макс}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega\tau_{н1})^2}}. \quad (3.2)$$

Здесь  $K_{\text{макс}}$  – коэффициент усиления на средних частотах.

На рис. 3.5 показана зависимость  $|K|$  от частоты в области низких частот. При нулевой частоте входной сигнал не проходит через разделительный конденсатор, поэтому выходное напряжение транзистора, а следовательно, и его  $|K|=0$ . Поэтому АЧХ начинается с начала координат. По мере роста частоты входного сигнала реактивное сопротивление

конденсатора  $C_1$  уменьшается, что приводит к возрастанию его коэффициента усиления.

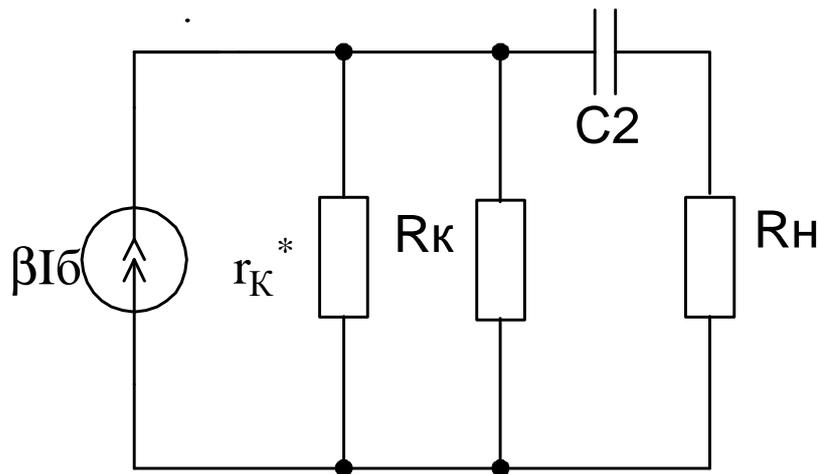


**Рис. 3.5.** Влияние разделительного конденсатора на АЧХ усилителя

Следует отметить, что влияние конденсатора  $C_2$  аналогично влиянию входного конденсатора  $C_1$  с той лишь разницей, что оно приводит к непосредственному уменьшению тока нагрузки, а следовательно, и выходного напряжения.

Действительно, представив выходную цепь в виде источника напряжения с внутренним сопротивлением  $R_{вых} = r_K^* // R_K$ , можно определить влияние конденсатора  $C_2$  при помощи эквивалентной схемы (рис. 3.6). Из приведенного рисунка видно, что все предыдущие выводы распространяются и на данный случай. Разница состоит в том, что искажения на низких частотах вызваны емкостью конденсатора  $C_2$ , постоянная времени цепи заряда и разряда которого

$$\tau_{н2} = C_2(R_{вых} + R_H). \quad (3.4)$$

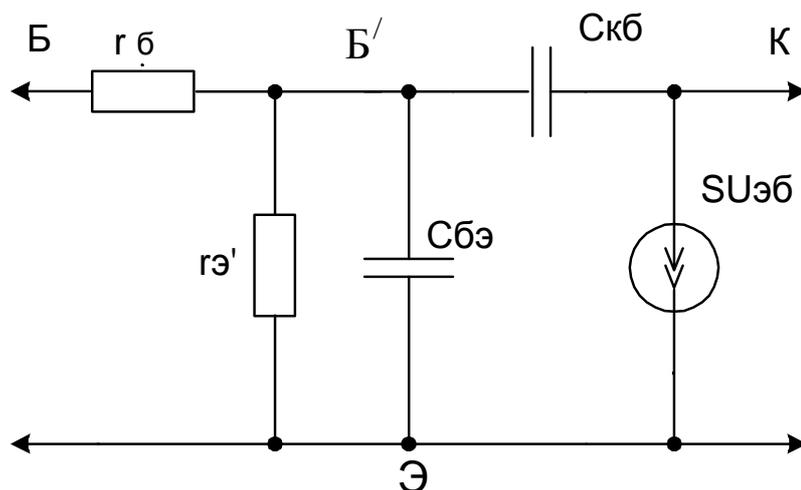


**Рис. 3.6.** Эквивалентная схема выходной цепи усилителя ОЭ в области низких частот

### 3.1.3. Схема с общим эмиттером в области высоких частот

В области высоких частот в эквивалентной схеме транзистора необходимо учитывать реактивные элементы. Наиболее полно отражает свойства транзистора на высоких частотах гибридная П-образная эквивалентная схема замещения транзистора, приведенная на рис. 3.7.

В этой схеме  $r_{\delta}$  – объемное сопротивление области базы, т.е. сопротивление полупроводникового материала между выводом базы и ее активной областью, примыкающей к той части базы, через которую проходит диффузия неосновных носителей. Величина этого сопротивления в значительной степени зависит от типа транзистора и положения рабочей точки и может изменяться от нескольких единиц до 100 Ом. Влияние сопротивления  $r_{\delta}$  проявляется на высоких частотах, так как через него проходит ток двух внутренних емкостей  $C_{бэ}$  и  $C_{кб}$ .



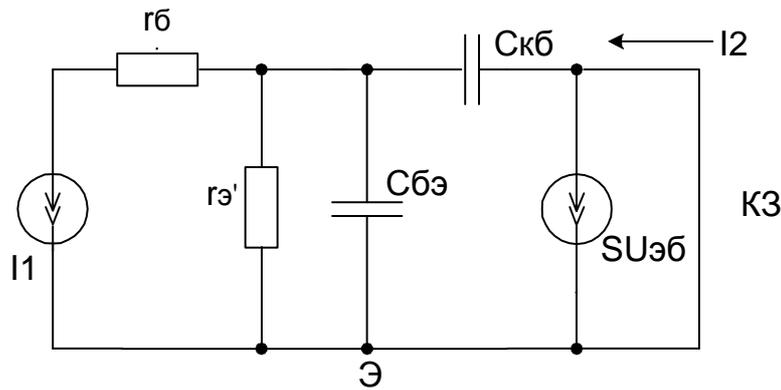
**Рис. 3.7.** Гибридная  $\Pi$ -образная схема замещения транзистора:  $C_{кб}$  – емкость обратно смещенного коллекторного перехода;  $C_{бэ}$  – некоторая эквивалентная емкость, включенная параллельно входному сопротивлению транзистора  $r_{э}'$

Одна составляющая этой емкости обусловлена емкостью эмиттерного перехода, другая, большая часть емкости, связана с накоплением неосновных носителей заряда в области базы и емкости, обусловленной пространственным зарядом эмиттерного перехода.

Параметры эквивалентной схемы (см. рис. 3.7) при заданном постоянном коллекторном токе можно получить, воспользовавшись паспортными данными транзистора:

$$\beta_0 = h_{21э}; \quad S = I_{к} / U_{эб}; \quad C_{кб}; \quad r_{э}' = \beta_0 / S.$$

Для определения емкости  $C_{бэ}$  рассмотрим усилитель с ОЭ в режиме короткого замыкания выходной цепи, на входе которого включен малосигнальный источник тока (рис. 3.8). Такой режим не встречается на практике, однако он характеризует влияние емкостей  $C_{бэ}$  и  $C_{кб}$  на частотную характеристику транзистора.



**Рис. 3.8.** Эквивалентная схема транзистора в режиме короткого замыкания выходной цепи

Из рис. 3.8 видно, что при коротком замыкании на выходе усилителя емкости  $C_{бэ}$  и  $C_{кб}$  оказываются включенными параллельно. Тогда

$$\dot{U}_{бэ} = \dot{I}_1 \cdot \left( r'_э \parallel \frac{1}{j\omega(C_{кб} + C_{эб})} \right) = \dot{I}_1 \cdot \frac{r'_э}{1 + j\omega r'_{э} (C_{кб} + C_{эб})}.$$

Другим результатом короткого замыкания на выходе является то, что весь ток генератора  $SU_{эб}$  проходит на выход; следовательно, через конденсатор  $C_{кб}$  ток не течет. Поэтому можно записать передаточную функцию для  $\beta(j\omega)$  в следующем виде:

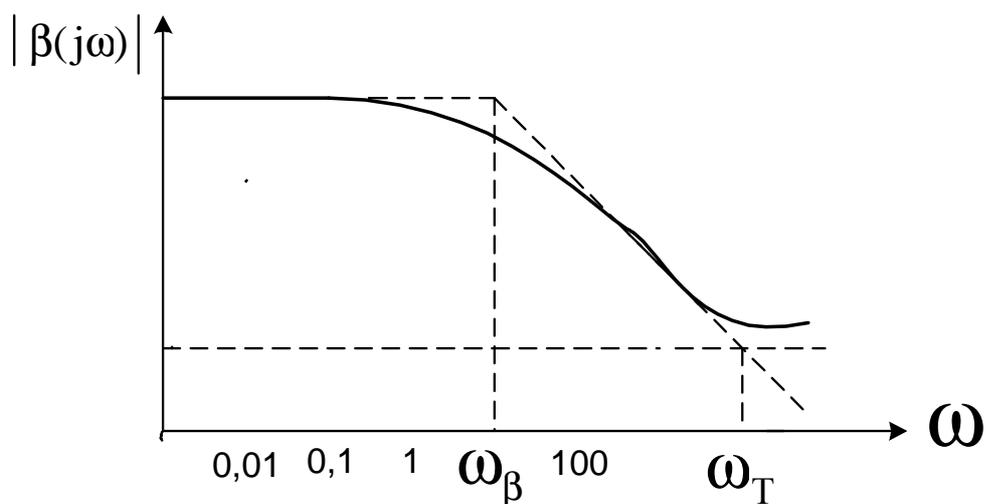
$$\beta(j\omega) = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} = \frac{\dot{S}\dot{U}_{эб}}{\dot{I}_1} = \frac{\beta_0}{1 + j\omega r'_э (C_{кб} + C_{бэ})}.$$

Передаточная функция  $\beta(j\omega)$  имеет единственный полюс. Частота, соответствующая этому полюсу, обозначается  $\omega_\beta$ , т.е.

$$\omega_\beta = \frac{1}{r'_э (C_{эб} + C_{кб})}.$$

Для частот, превышающих  $\omega_\beta$ , коэффициент усиления тока короткого замыкания падает на 6 дБ на октаву.

Зависимость величины  $\omega_\beta$  от частоты представлена на рис. 3.9 в логарифмическом масштабе. Пунктиром обозначены асимптоты, а зависимость коэффициента усиления при коротком замыкании выходной цепи показана сплошной кривой. Точка пересечения асимптот соответствует частоте  $\omega_\beta$ .



**Рис. 3.9.** Зависимость  $\beta$ -транзистора от частоты

Частота, соответствующая точке пересечения высокочастотной асимптоты и прямой, определяемой выражением  $\beta(j\omega)=1$ , обозначена  $\omega_T$ . Этой круговой частоте соответствует частота  $f_T=\omega_T/2\pi$ , которая является параметром, приводимым в паспортных данных транзистора. В пределах высокочастотной асимптоты  $|\beta|$  и  $\omega$  связаны соотношением

$$|\beta| = \frac{\beta_0}{\omega / \omega_\beta}.$$

В области высоких частот коэффициент усиления каскада определяется значением  $\beta(j\omega)$  и шунтирующим влиянием внутренних емкостей транзистора и емкостей монтажа.

Как известно,

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

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

$$|\beta| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_\beta)^2}}.$$

Тогда очевидно:

$$|\dot{K}_U| \frac{\beta_0 \bar{R}_n}{r_{ex} \sqrt{1 + (\omega/\omega_\beta)^2}} = \frac{K_{max}}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_\beta)^2}}.$$

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

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

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

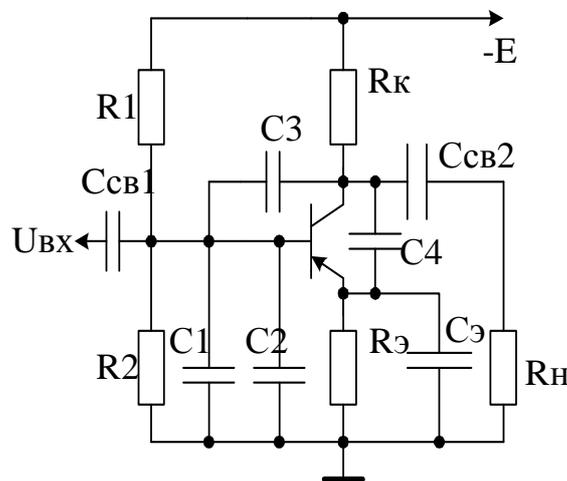
Рассмотрим теперь влияние паразитных емкостей на АЧХ усилителя. В каждой схеме есть ряд емкостей, которые с резисторами образуют фильтры нижних частот. Они изображены на рис. 3.10. Основными паразитными емкостями являются:  $C_1$  – емкость монтажа, особенно емкость входных цепей;  $C_2$  – емкость «эмиттер–база»;  $C_3$  – емкость «коллектор–база»;  $C_4$  – емкость «коллектор–эмиттер» [5].

В схеме имеются два фильтра низких частот. Конденсаторы  $C_3$  и  $C_4$  с параллельно включенным резистором

$R_k$  образуют фильтр низких частот на выходе транзистора. Он уменьшает динамическое коллекторное сопротивление на высоких частотах и тем самым снижает коэффициент усиления по напряжению. На входе транзистора фильтр низких частот образуют конденсаторы  $C_1, C_2, C_3$  и резистор  $\bar{R}_r$  (на схеме не показан).

Действующая входная емкость схемы равна

$$C_{вх} = C_1 + C_2 + (1 + \dot{K}_U) / C_3.$$



**Рис. 3.10.** Усилитель по схеме ОЭ на высоких частотах

Кроме сужения полосы пропускания усилителя, обратная связь через емкость  $C_3$  значительно уменьшает входной импеданс усилителя. Уменьшение полосы пропускания усилителя и увеличение его входной проводимости при увеличении коэффициента усиления в результате действия емкостной обратной связи называется эффектом Миллера.

Если  $|\dot{K}_U| \gg 1$ , то  $C_{вх} \approx |\dot{K}_U| \cdot C_{кб}$ . Модуль коэффициента усиления для схемы ОЭ можно определить из выражения

$$|\dot{K}_U| = \frac{U_{\text{вых}}}{U_2} = \frac{K_{\text{макс}}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_6)^2}},$$

где  $\tau_6 = [r_3' // (R_2 + r_6)] \cdot [C_2 + C_3(1 + K)]$ .

Коэффициент частотных искажений

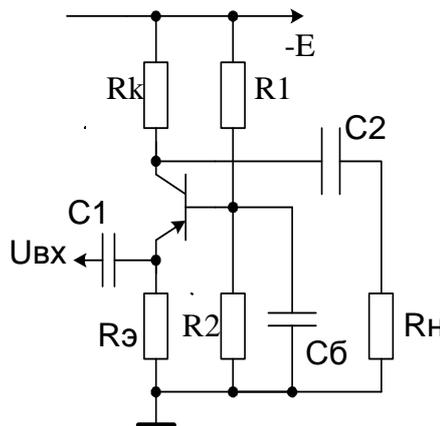
$$M_6 = \sqrt{1 + (\omega\tau_6)^2}.$$

В реальной схеме усилителя спад АЧХ в области высоких частот обусловлен влиянием как инерционностью транзистора, так и шунтирующим влиянием паразитных емкостей, которые определяют верхнюю граничную частоту усилителя.

### 3.2. Схема с общей базой

#### 3.2.1. Схема с общей базой в области средних частот

Схема усилительного каскада с ОБ приведена на рис. 3.11. В этой схеме потенциал базы по переменной составляющей равен нулю. Входной сигнал подается в цепь эмиттера, а нагрузка подключена в коллекторную цепь.



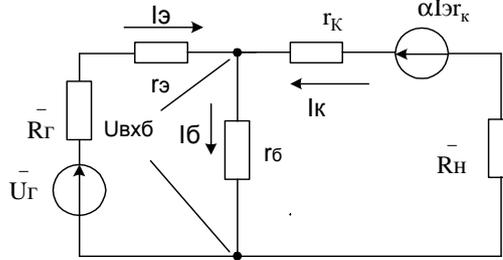
**Рис. 3.11.** Схема усилителя RC-типа по схеме ОБ

Резисторы  $R_1$  и  $R_2$ , а так же резистор  $R_3$ , как и в схеме ОЭ,

обеспечивают не только положение рабочей точки на линии нагрузки, но и выполняют роль температурной стабилизации.

Рассмотрим работу усилительного каскада с ОБ в области средних частот и определим основные параметры усилителя.

Эквивалентная схема усилителя приведена на рис. 3.12.



**Рис. 3.12.** Эквивалентная схема усилителя RC-типа с ОБ

Где  $\bar{R}_Г = \frac{R_Г \cdot R_э}{R_Г + R_э}$ ,  $\bar{U}_Г = \frac{U_Г \cdot R_э}{R_Г + R_э}$ ,  $\bar{R}_H = \frac{R_H \cdot R_к}{R_к + R_H}$ .

Запишем систему уравнений, из которой определим основные усилительные параметры для схемы ОБ:

$$U_{вх} = I_э(r_э + r_б) - I_к r_б = I_э r_э + (I_э - I_к) r_б, \quad (3.5)$$

$$0 = I_э(r_б - \alpha r_к) + I_к(r_к + \bar{R}_H - r_б), \quad (3.6)$$

$$I_э(\alpha r_к - r_б) = I_к(r_к + \bar{R}_H - r_б).$$

Найдем коэффициент усиления по току транзистора в схеме (см рис. 3.11):

$$K_I' = \frac{I_к}{I_э} = \frac{-r_б + \alpha r_к}{-r_б + r_к + \bar{R}_H}.$$

Так как  $r_к \gg r_б \gg \bar{R}_H$ , то  $K_I' \approx \alpha$ .

Коэффициент усиления по току усилительного каскада

$$K_I = \frac{I_H}{I_э} = K_I' \cdot \frac{R_э}{R_э + R_Г} \cdot \frac{R_к}{R_к + R_H}. \quad (3.7)$$

Выражение (3.7) свидетельствует о том, что коэффициент

усиления по току в схеме ОБ меньше единицы и зависит от коэффициентов разветвления токов во входной и выходной цепи.

Входное сопротивление усилителя можно найти, пересчитав резистор  $r_{\bar{\delta}}$  во входную цепь (см. рис. 3.12):

$$r_{ex \bar{\delta}} \approx r_{\bar{\delta}} + r_{\bar{\delta}}(1 - \alpha).$$

Входное сопротивление усилительного каскада будет меньше:

$$R_{ex \bar{\delta}} = r_{ex \bar{\delta}} // R_{\bar{\delta}}.$$

Коэффициент усиления по напряжению транзистора

$$K_U = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{I_{\kappa} \bar{R}_H}{I_{\bar{\delta}} r_{ex \bar{\delta}}} \approx \frac{\alpha I_{\bar{\delta}} \bar{R}_H}{I_{\bar{\delta}} r_{ex \bar{\delta}}} = \frac{\alpha \bar{R}_H}{r_{ex \bar{\delta}}}.$$

Полученное выражение свидетельствует о значительном влиянии внутреннего сопротивления источника сигнала на коэффициент усиления усилителя, включенного по схеме ОБ.

Выходное сопротивление схемы ОБ определяется величиной сопротивления резистора, включенного в коллекторную цепь транзистора. Действительно, из рис. 3.12 видно, что  $R_{вых \bar{\delta}} = r_{\kappa} // R_{\kappa} = R_{\kappa}$ , так как  $r_{\kappa} \gg R_{\kappa}$ .

### 3.2.2. Схема с общей базой в области низких частот

Анализ схемы с общей базой в области низких частот полностью аналогичен анализу схемы с общим эмиттером в области низких частот. Необходимо подставить только соответствующие значения входных и выходных сопротивлений, характерных для схемы с общей базой [4].

### 3.2.3. Схема с общей базой в области высоких частот

В области высоких частот в схеме ОБ необходимо учитывать, как и в схеме ОЭ, частотную зависимость параметров транзистора и влияние паразитных емкостей транзистора и монтажа.

Коэффициент усиления по току в схеме ОБ

$$\alpha(j\omega) = \frac{\alpha_0}{1 + j\omega / \omega_\alpha},$$

где  $\omega_\alpha$  – граничная частота усиления по току в схеме ОБ, на которой  $\alpha_0$  уменьшается в  $\sqrt{2}$  раза;  $\alpha_0$  – коэффициент усиления по току в области низких и средних частот.

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

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

Здесь  $K_{\max}$  – коэффициент усиления в области средних частот,

$$\tau_\alpha = 1 / \omega_\alpha.$$

Рассмотрим теперь влияние паразитных емкостей в рассматриваемой схеме усилителя. Входная емкость для схемы на рис. 3.11:

$$C_{вх} \approx C_1 + C_2 - (1+K)C_3,$$

где  $C_1$  – монтажная емкость на входе усилителя;  $C_2$  – емкость перехода «база–эмиттер»;  $C_3$  – емкость перехода «коллектор–база». Из этого выражения видно, что последнее слагаемое приводит к некоторому уменьшению входной емкости. Поэтому в схеме ОБ можно считать, что основное влияние в

области высоких частот оказывает емкость  $C_{кб}$  и емкость монтажа, которые включены параллельно сопротивлению коллекторного перехода.

Постоянная времени для выходной цепи

$$\tau_k = C_k \frac{1}{1/R_k + 1/r_k + 1/R_n} \approx C_k \cdot (R_k // R_n).$$

Тогда в области высоких частот

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

### 3.3. Схема с общим коллектором (эмиттерный повторитель)

#### 3.3.1. Схема с общим коллектором в области средних частот

На рис. 3.13 приведена схема с общим коллектором (ОК). Она называется также эмиттерным повторителем, так как напряжение на выходе, снимаемое с эмиттера, повторяет фазу входного сигнала и имеет коэффициент передачи, близкий к единице.

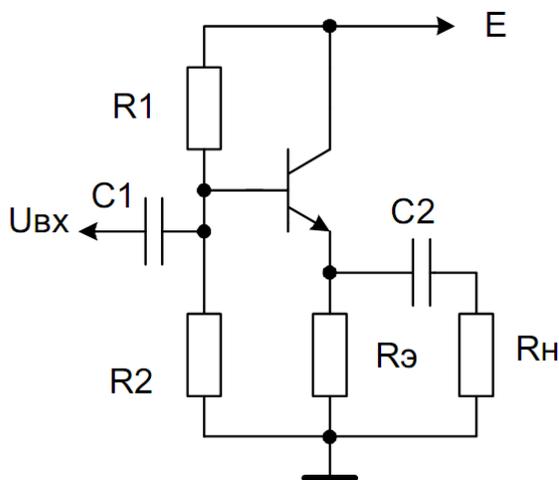


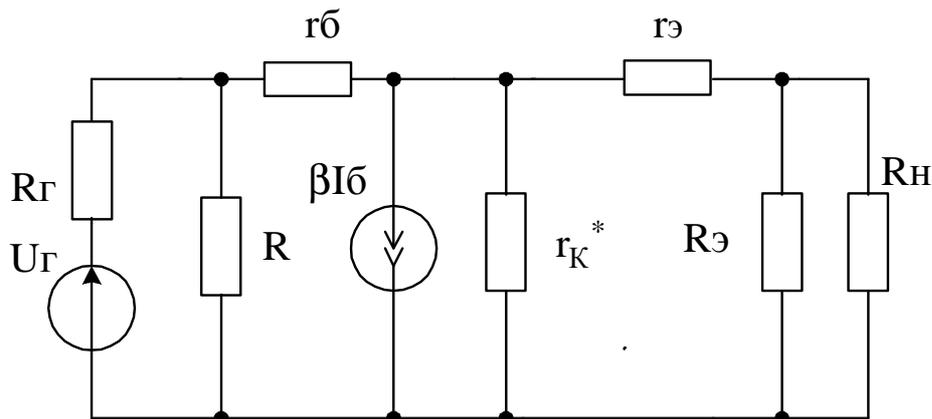
Рис. 3.13. Усилитель RC-типа по схеме ОК

Коллектор транзистора по переменной составляющей тока заземлен, и вся нагрузка включается в эмиттерную цепь. Из рис. 3.13 видно, что

$$U_{эб} = U_{вх} - U_{вых}.$$

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

Определим основные параметры эмиттерного повторителя в области средних частот, воспользовавшись эквивалентной схемой, приведенной на рис. 3.14.



**Рис. 3.14.** Эквивалентная схема усилителя RC-типа ОК

Найдем  $r_{вхк} = r_{вхк} \cdot \frac{U_{вх}}{I_б} = r_б + (\beta + 1) [r_к^* // (r_э + R_э // R_Н)]$ .

Если пренебречь влиянием  $r_э$ , то выражение для  $r_{вхк}$  можно упростить и представить в виде

$$r_{вхк} = r_б + (\beta + 1) \cdot (r_к^* // \bar{R}_Н),$$

где  $\bar{R}_Н = R_Н // R_э$ .

В этом выражении первое слагаемое пренебрежимо мало по сравнению со вторым. Кроме того, в большинстве случаев

$\bar{R}_H \ll r_K^*$  и последнее можно не учитывать. Однако  $r_K$  ограничивает максимально возможное значение величины  $R_{вх}$  схемы ОК. Действительно, если предположить, что  $\bar{R}_H \gg r_K^*$ , то максимальная величина  $R_{вх} \approx r_K$ . В режиме короткого замыкания на выходе, когда  $\bar{R}_H$  стремится к нулю, входное сопротивление схемы с ОК равно входному сопротивлению схемы ОЭ. Следовательно, схема ОК имеет самое высокое входное сопротивление из всех схем включения биполярных транзисторов. Для практических расчетов можно считать, что  $r_{вх\kappa} \approx (\beta + 1) \bar{R}_H$ .

Практически при холостом ходе (когда  $R_H$  достаточно велико) можно получить входное сопротивление до 100–200 кОм и более при включении в эмиттерную цепь транзистора сопротивления порядка 10 кОм. При наличии нагрузки входное сопротивление эмиттерного повторителя обычно определяется величиной сопротивления нагрузки, которая в случае повторителя напряжения не бывает большой (иначе не имеет смысла использовать эмиттерный повторитель). При этом если нагрузка не остается постоянной, меняется и входное сопротивление.

Величина входного сопротивления в схеме ОК в значительной степени ограничивается делителем в цепи базы

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

Высокое значение входного сопротивления можно получить лишь при условии  $R \gg r_{вх\kappa}$ . Поэтому в ряде случаев приходится использовать либо непосредственную связь с источником сигнала без делителя напряжения, либо искусственно повышать сопротивление цепи смещения с

помощью обратной связи. Если большое входное сопротивление является первоочередным требованием, то применяют схемы повторителей на составном транзисторе либо повторители с динамической нагрузкой [7].

Определим коэффициент передачи по напряжению

$$K_U = \frac{U_{вых}}{U_2} = \frac{(1 + \beta)(r_K^* // \bar{R}_H) \cdot I_{\bar{\sigma}}}{(\bar{R}_Г + r_{exK}) \cdot I_{\bar{\sigma}}} = \frac{1}{\frac{\bar{R}_Г + r_{\bar{\sigma}}}{(1 + \beta) \cdot (r_K^* // \bar{R}_H)} + 1},$$

где  $\bar{R}_Г = R_Г // R_1 // R_2$ .

Как видно,  $K_{Uок} < 1$ , а  $U_{вых} \approx U_{ex}$ . По этой причине  $K_{Uок}$  чаще называют коэффициентом передачи. На  $K_{Uок}$  большое влияние оказывают внутреннее сопротивление источника входного сигнала и нагрузка в эмиттерной цепи. С увеличением внутреннего сопротивления источника сигнала  $K_{Uок}$  падает, а с увеличением  $\bar{R}_H$ ,  $K_{Uок}$  возрастает. Следует заметить, что при  $R_2 \rightarrow 0$  и  $\bar{R}_H \rightarrow \infty$

$$K_{Uок} = \frac{1}{1 + r_{\bar{\sigma}} / r_K}.$$

Коэффициент усиления по току находится аналогично, как и для схемы ОЭ. Так, коэффициент усиления по току транзистора в схеме эмиттерного повторителя равен  $(\beta + 1)$ , а коэффициент усиления по току усилительного каскада можно найти, определив коэффициенты распределения тока во входной и в выходной цепи. С учетом этих коэффициентов

$$K_{Iок} = (1 + \beta) \frac{r_K^* // R_3}{r_K^* // R_3 + R_H} \frac{R}{R + r_{exK}}.$$

Выходное сопротивление эмиттерного повторителя определяет его нагрузочную способность как по постоянному,

так и по переменному току. Из эквивалентной схемы (рис. 2.14) при выполнении условия

$$r_{\kappa}^* \gg \frac{\bar{R}_{\Gamma} + r_{\bar{o}}}{1 + \beta}$$

следует, что

$$R_{\text{вых ок}} = r_{\bar{e}} + \frac{\bar{R}_{\Gamma} + r_{\bar{o}}}{1 + \beta}.$$

При  $R_2 \rightarrow 0$  выходное сопротивление схемы ОК равно входному сопротивлению схемы ОБ.

Особенностью работы эмиттерного повторителя в области высоких частот является то, что его входное сопротивление резко уменьшается с увеличением частоты входного сигнала. Это обусловлено инерционностью процессов в базе транзистора, а также наличием коллекторной и нагрузочной емкостей. Влияние емкости  $C_{\kappa}^*$  сказывается в том, что начальный скачок напряжения на выходе отсутствует и увеличивается время нарастания.

Емкость  $C_n$  оказывает приблизительно такое же влияние, что и  $C_{\kappa}^*$ , и еще больше уменьшает крутизну начального участка фронта.

Установка рабочей точки в схеме ОК производится так же, как и в схеме с ОЭ с эмиттерной стабилизацией. Для выбора потенциала эмиттера имеется больше возможностей, так как потенциал коллектора не зависит от управляющего сигнала. Следовательно, напряжение  $U_{кэ}$  можно выбрать более высоким, чем в схеме с ОЭ. Благодаря этому имеется возможность реализации простой гальванической связи эмиттерного повторителя с выходом предыдущего и с входом последующего каскада.

### **3.3.2. Схема с общим коллектором в области низких частот**

Анализ схемы с общим коллектором в области низких частот полностью аналогичен анализу схемы с общим эмиттером в области низких частот. Необходимо подставить только соответствующие значения входных и выходных сопротивлений характерных для схемы с общим коллектором.

### **3.3.3. Схема с общим коллектором в области высоких частот**

Анализ схемы с общим коллектором в области высоких частот аналогичен анализу схемы с общим эмиттером в области высоких частот. Необходимо только учитывать, что в схеме с общим коллектором отсутствует «эффект Миллера». Это позволяет расширить полосу пропускания в области верхних частот.

## **4. Обратная связь (ОС)**

### **4.1. Основные параметры и определения**

**Обратной связью (ОС)** называют передачу сигнала из выходной цепи усилителя во входную.

Функциональная схема усилителя с ОС приведена на рис. 4.1. В нем выходной сигнал усилителя 1 (в виде напряжения  $U_{вых}$  или тока  $I_{вых}$  через цепь обратной связи 2) частично или полностью подается к сумматору. В нем

происходит вычитание (или сложение) входного сигнала  $U_{вх}$  или  $I_{вх}$  и сигнала ОС  $U_{ос}$  или  $I_{ос}$ . В результате этого на вход усилителя поступает сигнал, равный разности или сумме входного сигнала и сигнала обратной связи.

**Петлей обратной связи** называют контур, включающий в себя ОС и часть усилителя между точками ее подключения.

**Местной обратной связью** (местной петлей обратной связи) принято называть ОС, охватывающую отдельные каскады или часть усилителя, а **общей обратной связью** такую ОС, которая охватывает весь усилитель.

Обратную связь называют **отрицательной**, если ее сигнал вычитается из входного сигнала, и **положительной**, если сигнал ОС суммируется с входным. Из-за схемных особенностей усилителя и цепи ОС возможны варианты, когда обратная связь существует либо только для медленно изменяющейся составляющей выходного сигнала, либо только для переменной составляющей его, либо для всего сигнала. В этих случаях говорят, что обратная связь осуществлена по постоянному, по переменному, а также как по постоянному, так и по переменному токам.

**Коэффициент обратной связи**  $\gamma$  показывает, какая часть выходного сигнала поступает на вход усилителя. В общем

случае  $\gamma = \frac{P_{ос}}{P_{вых}}$ , но это не всегда удобно.

Обычно  $\gamma$  определяют как отношение напряжений или ТОКОВ:

$$\gamma_u = \frac{U_{ос}}{U_{вых}} \quad \gamma_i = \frac{I_{ос}}{I_{вых}},$$

причем при рассмотрении обратной связи по напряжению индекс  $u$  обычно опускается.

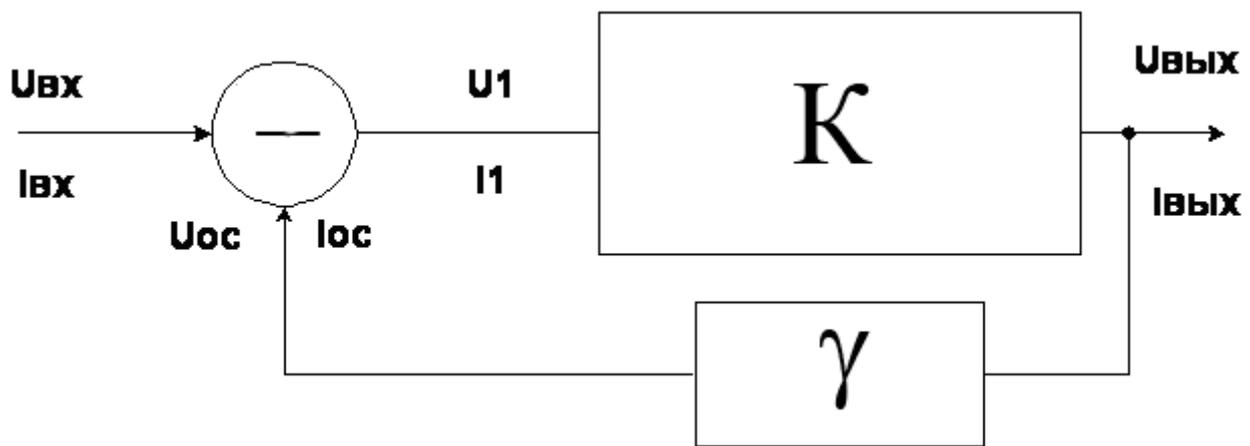
Если входной сигнал и сигнал обратной связи суммируются, то имеет место положительная ОС. Она увеличивает значение коэффициента усиления усилителя. Значение петлевого усиления при положительной обратной связи ограничено условием

$$K\gamma < 1.$$

При  $K\gamma \geq 1$  усилитель теряет устойчивость и не может рассматриваться как усилитель, так как выходной сигнал перестает быть однозначно зависимым от входного сигнала (первое условие потери устойчивости). При этом возможно возникновение автоколебаний, когда выходное напряжение не зависит от входного сигнала. Форма автоколебаний зависит от характера и параметров цепи обратной связи и коэффициента петлевого усиления. Так как положительная обратная связь ухудшает характеристики усилителя, поэтому в усилителях используют в основном отрицательную обратную связь, о которой мы и говорим.

Рассмотрим, как изменяются основные параметры усилителя, охваченного обратной связью.

**Коэффициент усиления.** Для простоты и наглядности будем считать, что фазовые сдвиги в цепях усилителя и обратной связи отсутствуют. Цепь отрицательной обратной связи охватывает весь усилитель (рис. 4.1).



**Рис. 4.1.** Структурная схема усилителя, охваченного обратной связью

Сигнал обратной связи пропорционален выходному напряжению (обратная связь по напряжению).

Коэффициент усиления усилителя, охваченного такой цепью ОС:

$$K_{oc} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}.$$

Из рис. 4.1 видно, что

$$U_1 = U_{вх} - U_{ос}; \quad U_{ос} = \gamma U_{вых}; \quad U_{вых} = K U_1,$$

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

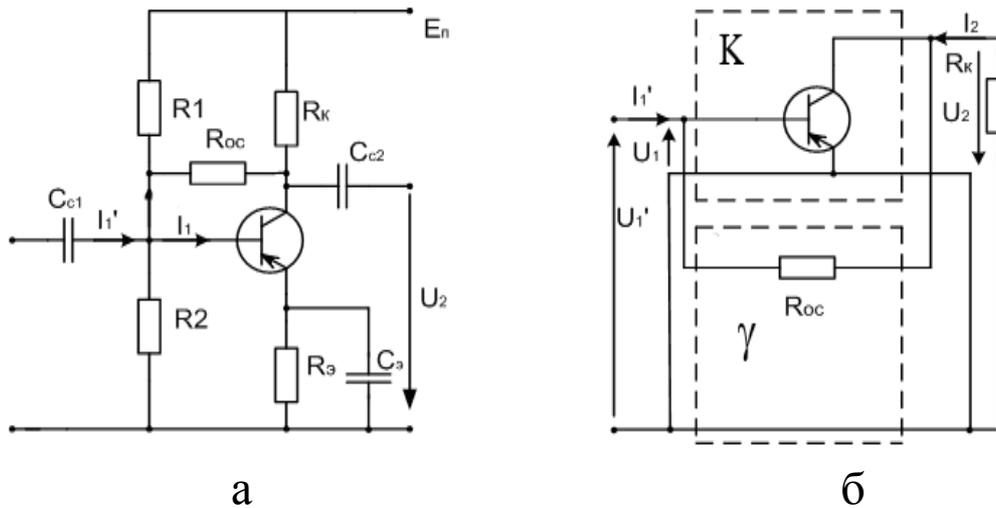
Тогда можно переписать:

$$K_{oc} = K U_1 / (U_1 + U_{ос}) = K U_1 / (U_1 + K \gamma U_1) = K / (1 + K \gamma).$$

Произведение  $K \gamma$  называют **петлевым усилением**, а  $(1 + K \gamma)$  **глубиной обратной связи** или **фактором связи F**.

Рассмотрим теперь основные виды отрицательной обратной связи.

## 4.2. Параллельная обратная связь по напряжению (У-типа)



**Рис. 4.2.** Параллельная обратная связь по напряжению:  
 а – схема электрическая принципиальная;  
 б – схема структурная

При параллельном соединении выводов четырехполюсников  $K$  и  $\gamma$  усиливаемый входной ток и ток обратной связи во входной цепи усилителя суммируются. Так как в выходной цепи усилителя, охваченного ОС, выводы этих четырехполюсников также соединяются параллельно, выходное напряжение одно и то же как на выходе усилителя, так и на входе цепи ОС. Следовательно, ток является функцией выходного напряжения, т. е. в этом случае осуществляется ОС по напряжению. Поэтому ОС такого вида называется *параллельной по напряжению*. В режиме короткого замыкания на выходе усилителя выходное напряжение равно нулю, ОС по напряжению исчезает. Кроме того, если усилитель с параллельной ОС по напряжению работает с идеальным источником напряжения, то ОС перестает стабилизировать выходное напряжение, так как

ток не в состоянии изменять напряжение на входных выводах усилителя, замкнутых накоротко равным нулю сопротивлением источника сигнала. Из этого следует, что использовать параллельную ОС по напряжению при работе от источника сигнала с малым внутренним сопротивлением нерационально.

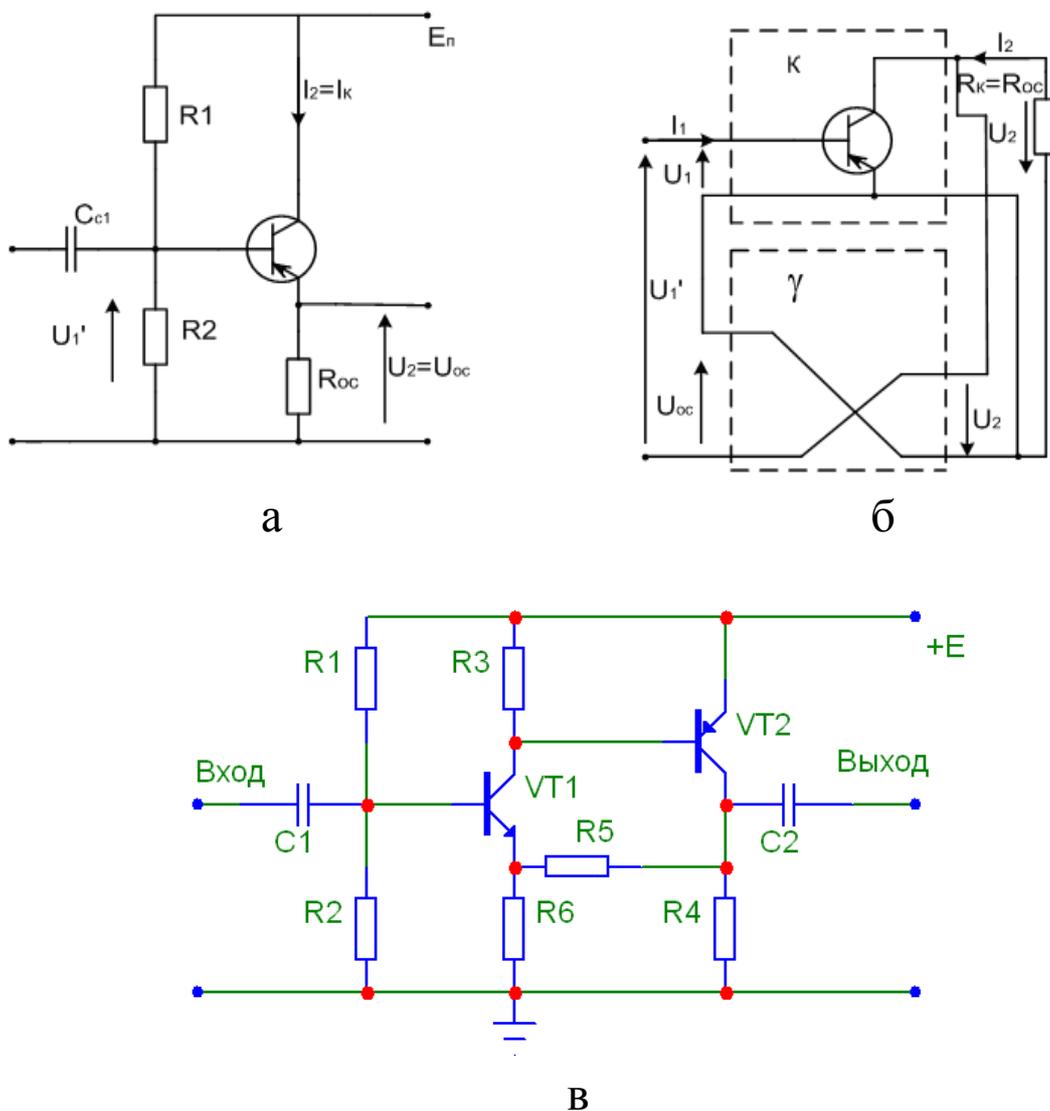
Основные параметры схемы:

$$K_{UOC} = K_U, \quad Y_{exOC} = Y_{ex}(1 + \gamma K_i),$$

$$K_{iOC} = \frac{K_i}{1 + \gamma K_i}, \quad Y_{выхOC} = Y_{вых}(1 + \gamma K_{iXX}).$$

### 4.3. Последовательная обратная связь по напряжению (Н-типа)

В случае последовательно-параллельного соединения четырехполюсников  $K$  и  $\gamma$  напряжения усищаемого сигнала, ОС и источника сигнала включены последовательно, как и для последовательной ОС. В результате последовательного соединения элементов входной цепи усилителя с ОС и источника сигнала при бесконечно большом внутреннем сопротивлении последнего цепь ОС размыкается и напряжение ОС не подводится к входным выводам усилителя.



**Рис. 4.3.** Последовательная обратная связь по напряжению;  
а – схема электрическая принципиальная;  
б – схема структурная; в – схема электрическая  
принципиальная на двух транзисторах

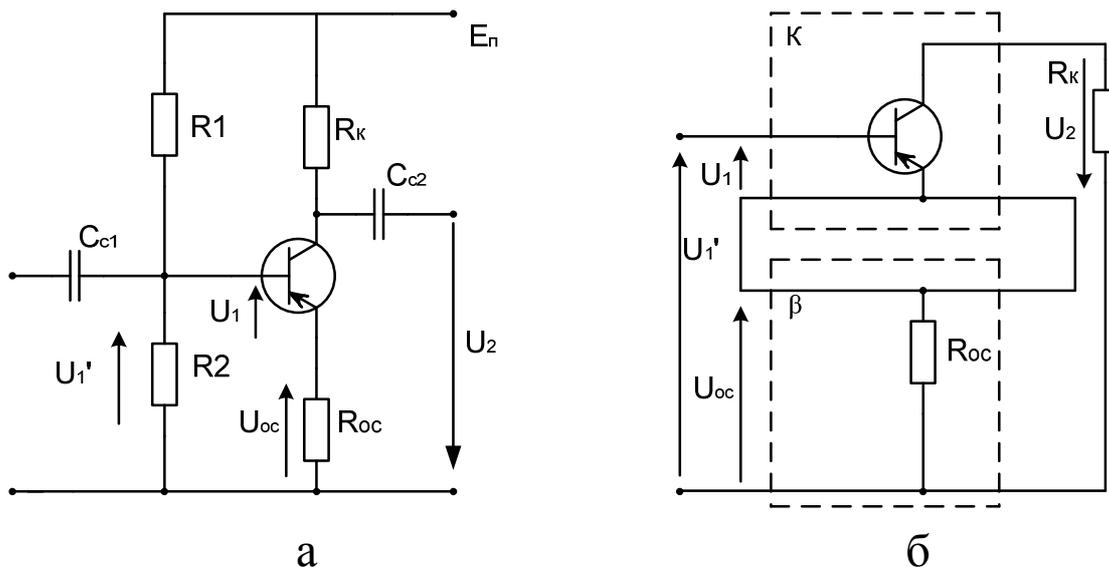
При параллельной ОС по выходу выводы обоих четырехполюсников соединены между собой параллельно и на выходных выводах четырехполюсника будет такое же напряжение  $U_2$ , как и для параллельной ОС. Следовательно, напряжение ОС зависит от выходного напряжения и ОС такого вида называется *последовательной по напряжению*.

Основные параметры схемы:

$$K_{UOC} = \frac{K_U}{1 + \gamma K_U}, \quad Z_{ex OC} = Z_{ex} (1 + \gamma K_U),$$

$$K_{iOC} = K_i, \quad Y_{блх OC} = Y_{блх} (1 + \gamma K_{iXX}).$$

#### 4.4. Последовательная обратная связь по току (Z-типа)



**Рис. 4.4.** Последовательная обратная связь по току:

а – схема электрическая принципиальная;

б – схема структурная

При последовательном соединении усилителя и цепи ОС их напряжения включены последовательно, ток во входной цепи усилителя на всех его участках одинаковый. Так как вход четырехполюсника  $K$  и выход четырехполюсника  $B$  соединены последовательно с источником сигнала, то при подаче на вход усилителя сигнала от идеального генератора тока петля ОС размыкается и напряжение ОС не подводится к входным выводам усилителя. В этом случае ОС исчезает. Поэтому последовательную ОС по входу эффективнее всего

применять при работе усилителя от источника сигнала с малым внутренним сопротивлением. Выходная цепь усилителя с ОС также представляет собой последовательное соединение выхода четырехполюсника  $K$ , входа четырехполюсника  $B$  и нагрузки. В выходной последовательной цепи по всем ее участкам течет один и тот же ток, который на элементах цепи ОС создает падение напряжения, пропорциональное напряжению ОС. Таким образом, напряжение ОС зависит от выходного тока, поэтому такой вид ОС называется *последовательной по току*.

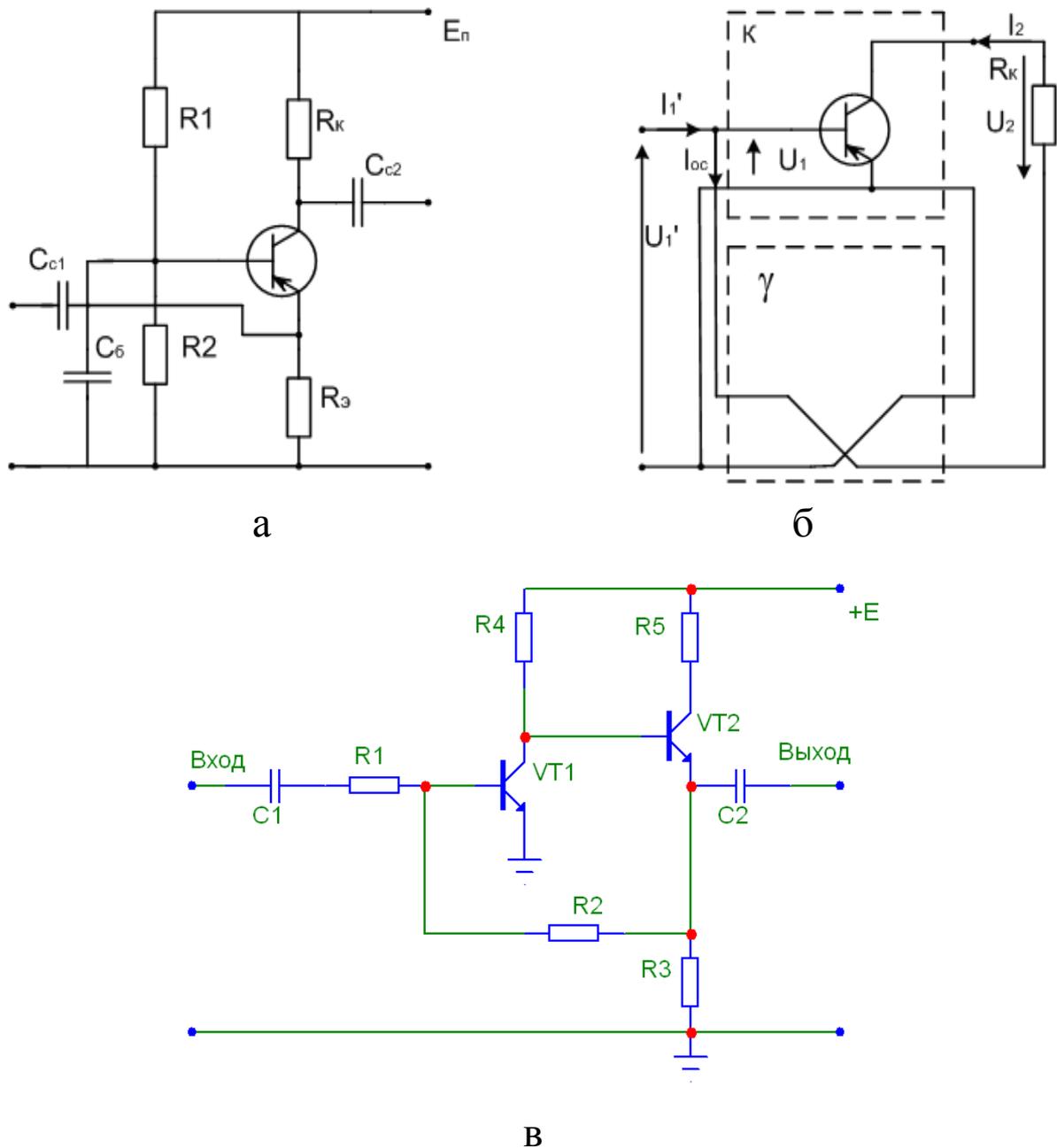
Основные параметры схемы:

$$K_{iOC} = K_i, \quad Z_{exOC} = Z_{ex}(1 + \gamma K_U),$$

$$K_{uOC} = \frac{K_U}{1 + \gamma K_U}, \quad Z_{выхOC} = Z_{вых}(1 + \gamma K_{U_{K3}}).$$

#### 4.5. Параллельная обратная связь по току (G-типа)

Параллельно-последовательное соединение четырехполюсника  $K$  и четырехполюсника  $\gamma$  в современных одиночных усилительных каскадах встречается редко. Это связано с тем, что параллельная ОС по входу способствует уменьшению входного сопротивления усилительного каскада, а последовательная ОС по выходу – увеличению выходного сопротивления каскада. Такая трансформация входного и выходного сопротивлений усилительного каскада с помощью параллельно-последовательной ОС усложняет согласование каскадов в усилителе, что является одной из причин ее редкого использования в одиночных каскадах.



**Рис. 4.5.** Параллельная обратная связь по току:  
 а – схема электрическая принципиальная;  
 б – схема структурная; в – схема электрическая  
 принципиальная на двух транзисторах

Параллельная ОС по входу характеризуется суммированием тока ОС и усиливаемого тока, как и в случае параллельно-параллельного соединения. При работе усилителя от источника сигнала с крайне малым внутренним сопротивлением на его входе создается режим короткого

замыкания, который приводит к исчезновению ОС.

Так как выходные выводы усилителя и входные выводы цепи ОС включены последовательно и выходной ток течет по всем элементам выходной цепи усилителя, то ток ОС будет зависеть от выходного тока. Поэтому параллельно–последовательная ОС называется *параллельной по току*.

Основные параметры схемы:

$$K_{U OC} = K_U, \quad Y_{ex OC} = Y_{ex} (1 + \gamma K_i),$$
$$K_{iOC} = \frac{K_i}{1 + \gamma K_i}, \quad Z_{вых OC} = Z_{вых} (1 + \gamma K_{U K3}).$$

#### 4.6. Влияние обратной связи на нелинейные искажения и помехи

С помощью отрицательной обратной связи (ООС) удастся существенно уменьшить нелинейные искажения, а также помехи, возникающие в усилителе.

Пусть усилитель при синусоидальном входном сигнале, кроме синусоидального напряжения  $U_{вых}$ , имеет на выходе также напряжение гармоника или помехи –  $U_2$ . Введем в усилитель обратную связь, как показано на рис. 1.11. Тогда для сохранения неизменного выходного напряжения и выходной мощности входное напряжение потребуется изменить в  $(1 + \gamma_{oc}K)$  раз.

Обозначим напряжение гармоника или помехи на выходе усилителя с введенной обратной связью через  $U_{\Gamma}^1$ . Тогда, если считать усилитель квазилинейной системой и пренебречь составляющими высших порядков в выходной цепи, получим, что  $U_{\Gamma}^1$  должно быть равно сумме

напряжения  $U_{\Gamma}$ , создаваемого усилителем, и напряжения  $U_{\Gamma}^1$ , прошедшего через цепь обратной связи, входную цепь и усилитель, а, следовательно, помноженного на  $\gamma_{oc}K$ .

$$U_{\Gamma}^1 = U_{\Gamma} - \gamma_{oc}K U_{\Gamma}^1.$$

Отсюда находим

$$U_{\Gamma}^1 = \frac{U_{\Sigma}}{1 + \gamma_{oc}K}.$$

Таким образом, ООС уменьшает искажения, возникающие в усилителе во столько раз, во сколько изменяется коэффициент усиления усилителя.

Однако если выходной ток усилительного элемента достигает тока насыщения или нуля, то усилитель становится нелинейным. В этом случае уменьшение искажения не произойдет, так как теория ООС справедлива лишь для усилителей, работающих в линейном режиме.

Следует заметить, что ООС уменьшает в  $1 + \gamma_{oc}K$  раз фон переменного тока, а также и другие помехи, возникающие внутри усилителя.

#### **4.7. Влияние последовательной ООС по напряжению на стабильность коэффициента усиления усилителя**

При работе усилителя его коэффициент усиления не остается постоянным, а изменяется вследствие различных дестабилизирующих факторов: старение усилительных элементов и деталей, изменение температуры окружающей среды, влажности, напряжения источника питания и т.д.

Рассмотрим влияние ООС по напряжению на

стабильность коэффициента усиления усилителя. Рассмотрим выражение (4.2), учитывая, что в общем случае изменяются и коэффициент обратной связи  $\gamma_{oc}$ , и коэффициент усиления усилителя  $K$ .

$$K_{oc} = \frac{K}{1 + K\gamma_{oc}}. \quad (4.2)$$

В большинстве случаев применения ООС в усилителях  $K\gamma_{oc} \gg 1$ .

Тогда выражение можно привести к следующему виду:

$$K_{oc} = \frac{K}{K\gamma_{oc}}. \quad (4.3)$$

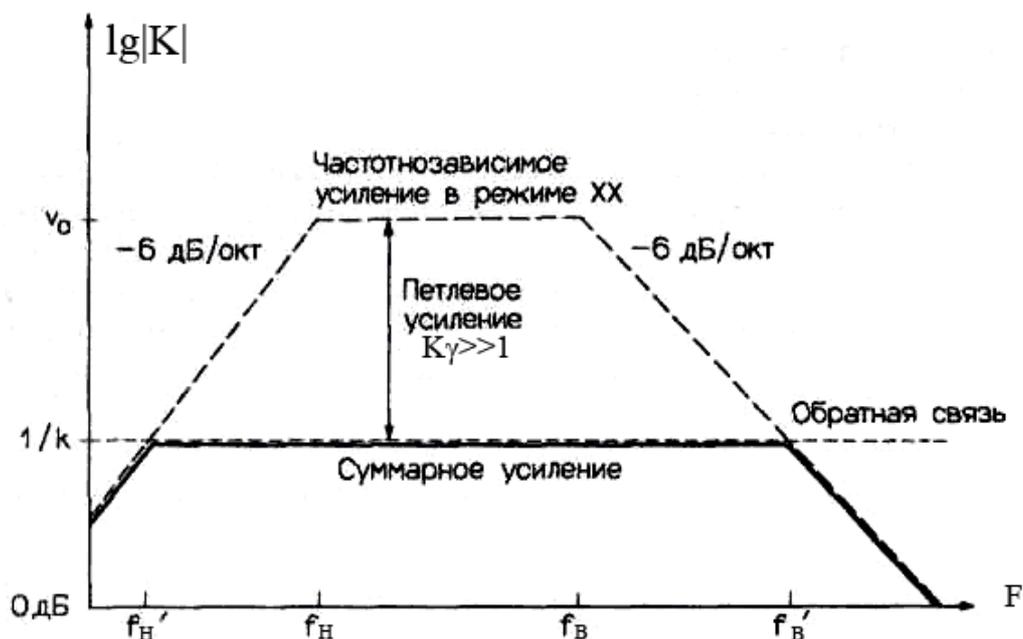
Сокращаем  $K$ , тогда можно считать, что

$$K_{oc} \approx \frac{1}{\gamma_{oc}}.$$

Таким образом, коэффициент усиления усилителя, охваченного ООС, определяется главным образом параметрами ООС. Изменение параметров цепи ОС существенно влияет на коэффициент усиления усилителя.

Так как в цепи ООС применяются главным образом пассивные компоненты, на них в меньшей степени влияют дестабилизирующие факторы, такие как старение усилительных элементов и деталей, изменение температуры окружающей среды, влажности, напряжения источника питания и т.д.

## 4.8. Расширение полосы рабочих частот в малосигнальном режиме с помощью обратной связи



**Рис. 4.6.** Расширение полосы рабочих частот в малосигнальном режиме с помощью обратной связи

Очень важное свойство такой стабилизации состоит в том, что для усилителей с частотно-зависимым коэффициентом усиления полоса частот усиления слабых сигналов расширяется пропорционально коэффициенту  (петлевое усиление, рис. 4.6).

## 4.9. Устойчивость усилителей с отрицательной обратной связью

Большое значение для устройств с ООС имеет их устойчивость, т. е. способность предотвращения самовозбуждения. Самовозбуждение в схеме колебаний с частотой  $\omega_0$  возможно лишь в том случае, когда знаменатель в

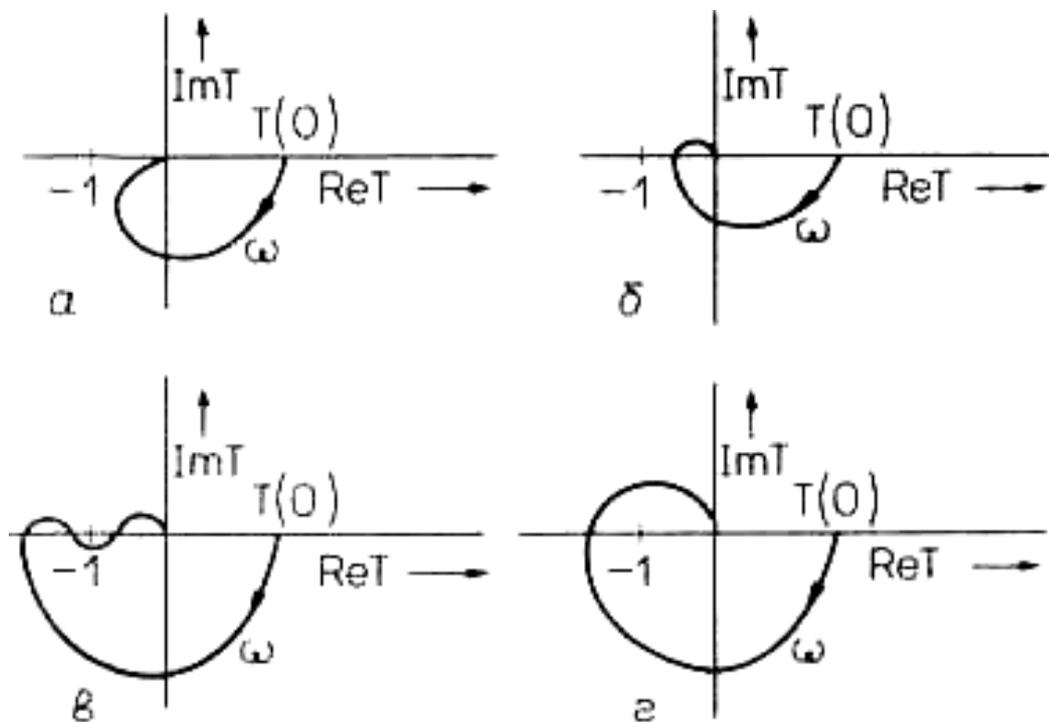
уравнении

$$K(i\omega)_{oc} = \frac{K(i\omega)}{1 + K(i\omega)\gamma(i\omega)}$$

для реальных частот  $\omega$  или  $f$  становится равным 0:

$$1 + K(i\omega)\gamma(i\omega) = 0 \Rightarrow K(i\omega)\gamma(i\omega) = -1.$$

Если усилитель и цепь ОС устойчивы каждый в отдельности, то условие устойчивости системы характеризует так называемый «критерий Найквиста» (*частотный критерий устойчивости*), который гласит: усилитель с ОС устойчив, если годограф  $K(i\omega)\gamma(i\omega)$  не охватывает точку  $-1$ . Примеры графической трактовки критерия Найквиста показаны на рис. 4.7.



**Рис. 4.7.** Примеры определения критерия устойчивости Найквиста. Годографы для устойчивого режима (а), условно-устойчивых режимов (б и в), неустойчивого режима (г)

Для схем с монотонно нарастающим по частоте сдвигом фаз достаточной является проверка запаса по фазе ( $\alpha > 0$ ) из выражения

$$\alpha = 180^\circ - \varphi_{OC}(f_0) - \varphi_K(f_0)$$

(значения  $\alpha < 90^\circ$  приводят к нарастанию выбросов).

Здесь  $f_0$  – критическая частота, при которой  $|K\gamma| = 1$ ;

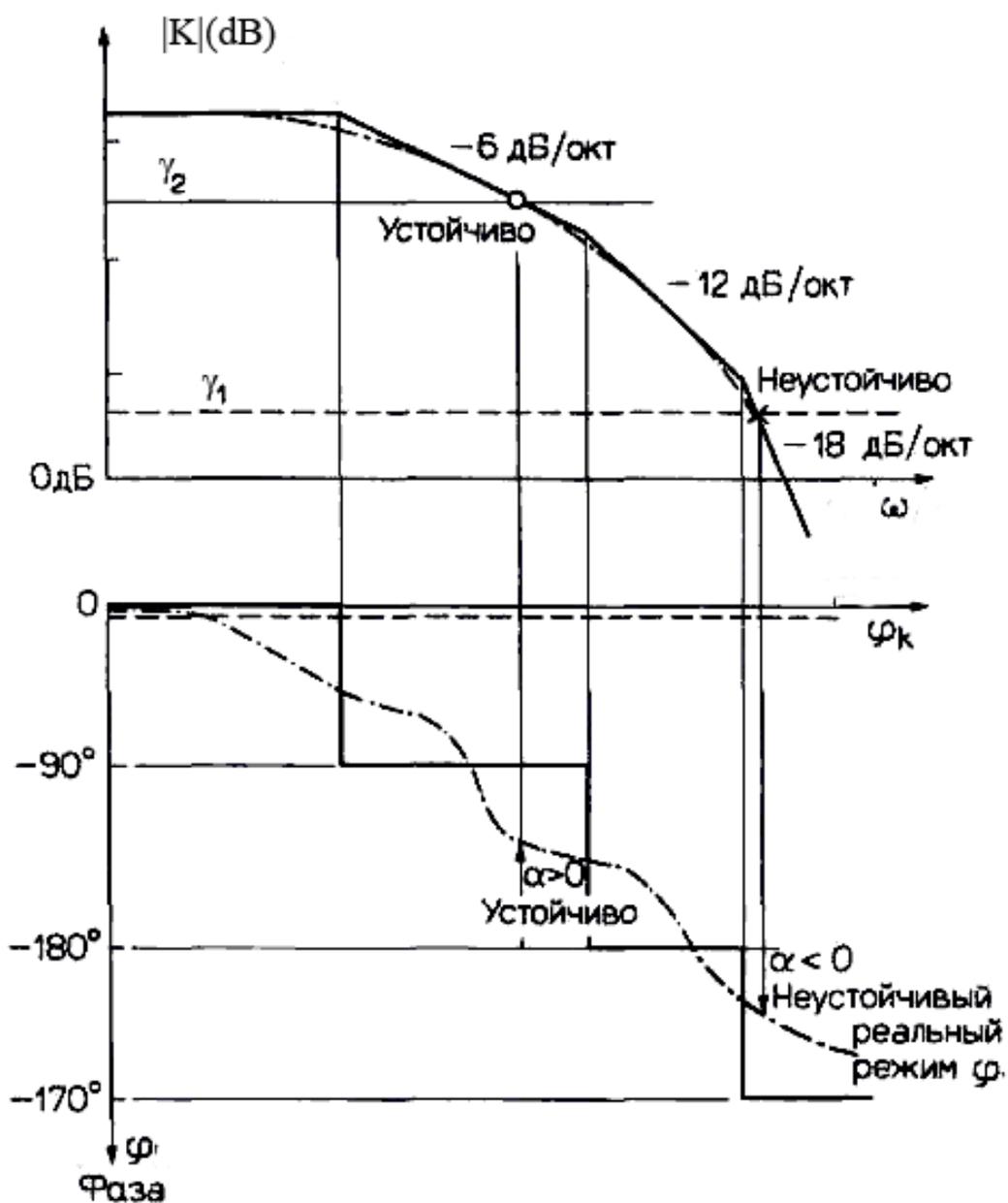
$\varphi_K(f_0)$  – угол сдвига фаз усилителя;

$\varphi_{OC}(f_0)$  – угол сдвига фаз цепи ОС.

Проверку можно провести, например, с помощью диаграммы Боде (рис. 4.8).

Для систем без фазовых фильтров, содержащих пассивные цепи обратной связи с  $|\gamma| < 1$ , условие устойчивости по диаграмме Боде приближенно состоит в том, что крутизна прямых  $|K|$  и  $|1/\gamma|$  в точке пересечения должна отличаться от 12 дБ/окт (40 дБ/дек) (см. рис. 4.8). Это условие справедливо и для низких частот (связь по переменному напряжению), и для высоких частот (например, влияние емкостей рассеяния).

Усилитель с доминирующим полюсом и резистивной цепью обратной связи абсолютно устойчив. Устойчивы также двухполюсные усилители с чисто резистивной обратной связью.



**Рис. 4.8.** Типичная диаграмма Боде коэффициента усиления в режиме холостого хода

На практике же могут возникнуть дополнительные паразитные повороты фазы, что может привести к самовозбуждению системы. Усилители с несколькими (больше 2) полюсами абсолютной устойчивостью не обладают (потенциально неустойчивы). Поскольку каждый

каскад усиления в принципе имеет один полюс, цепь ОС должна охватывать не больше 2 каскадов. Кроме того, путем выбора низкой граничной частоты можно обеспечить такое усиление холостого хода, при котором условие  $|K_y| < 1$  выполняется раньше, чем поворот фазы достигнет  $180^\circ$  (однополюсная компенсация). Поскольку фазовые фильтрующие звенья создают дополнительные повороты фаз, целесообразно такие звенья в цепях ОС и в усилителях по возможности не использовать.

## **5. Динамические нагрузки усилительных каскадов**

### **5.1. Общие сведения о динамических нагрузках**

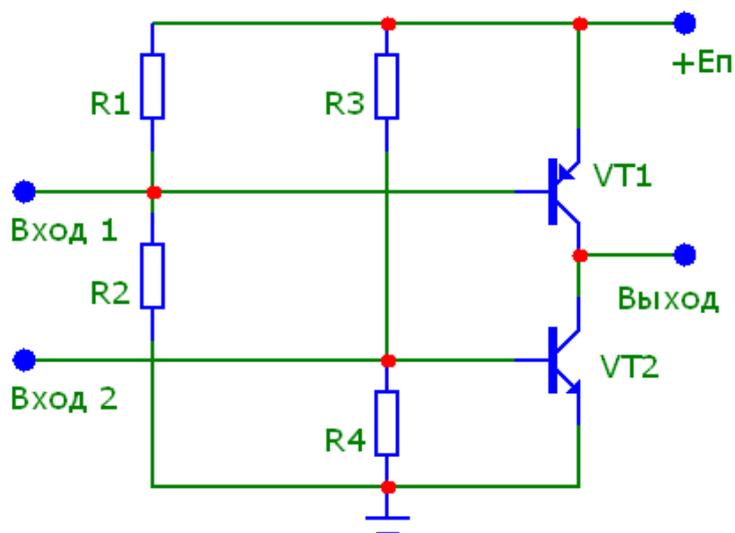
Как известно, коэффициент усиления напряжения сильно зависит от сопротивлений резисторов, которые включены в коллекторные или стоковые цепи транзисторов. При увеличении этих сопротивлений увеличивается коэффициент усиления напряжения, но их невозможно увеличивать до бесконечности, так как нарушается режим работы транзистора по постоянному току.

В связи с этим стали применяться активные или, как их иначе называют, динамические нагрузки, сопротивления которых для постоянного и переменного токов значительно различаются.

Таковыми свойствами, например, могут обладать транзисторы, которые работают в нормальном активном режиме.

## 5.2. Каскад с динамической нагрузкой

Если в коллекторную цепь обычного усилительного каскада, реализованного по схеме с ОЭ, вместо резисторной нагрузки включить транзистор другого типа проводимости, работающий в нормальном активном режиме, то получится простейший каскад с динамической нагрузкой (рис. 5.1).



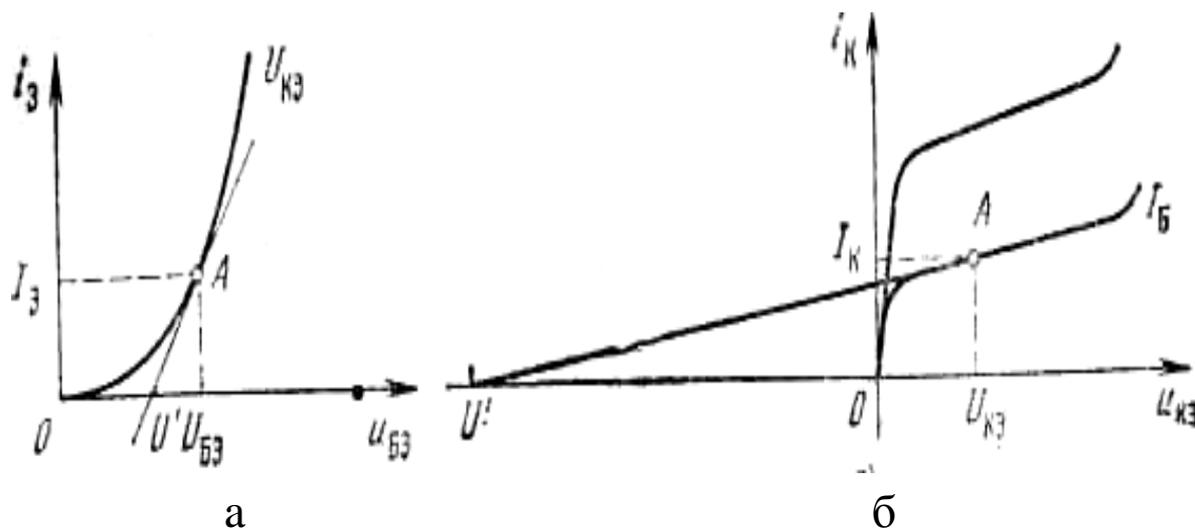
**Рис. 5.1.** Схема усилительного каскада с динамической нагрузкой

По отношению к источнику питания оба транзистора этого каскада включены последовательно. В последовательной цепи, как известно, протекает один и тот же ток  $I_{э1} \sim I_{э2}$ .

Последовательное включение двух транзисторов способствует стабилизации режима питания по постоянному току каждого из транзисторов, так как  $p-n-p$ -транзистор  $VT1$  совместно с резисторами  $R1$  и  $R2$  по отношению к  $n-p-n$ -транзистору  $VT2$  является источником постоянного тока (ГСТ), который его питает, а  $VT2$  совместно с резисторами  $R3$

и  $R_4$  по отношению к  $VT1$  тоже является стабилизатором тока, а точнее токоотводом, который отбирает от усилительного транзистора стабильный ток.

Особенности динамической нагрузки проще всего проиллюстрировать на статических ВАХ транзистора, которые изображены на рис. 5.2.



**Рис. 5.2.** Статистические вольт-амперные характеристики биполярного транзистора: а – входная; б – выходная

На входной статической ВАХ (см. рис. 5.2,а) показана точка покоя  $A$ , для которой сопротивление постоянному току

$$R = \frac{U_{БЭ}}{I_3}, \text{ а сопротивление переменному току } \Delta R = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_3}.$$

Следовательно, сопротивление переменному току транзистора со стороны эмиттерного вывода будет меньше сопротивления постоянному току со стороны того же вывода ( $R_d < R$ ). На выходной статической ВАХ (см. рис. 5.2,б) для данной выбранной точки покоя  $A$  динамическое сопротивление транзистора со стороны коллектора

$\Delta R = \frac{\Delta U_{кЭ}}{\Delta I_{к}}$  значительно больше сопротивления постоянному

току  $R = \frac{U_{кЭ}}{I_{к}}$ . Следовательно, динамическая нагрузка с

большим сопротивлением может быть получена только в том случае, когда в качестве нагрузки используется выходное сопротивление транзистора.

Для каскада с ОЭ в качестве УЭ и динамической нагрузки обязательно выбирается комплементарная пара транзисторов  $p-n-p$ - и  $n-p-n$ -типов (см. рис. 5.1).

В случае комплементарной пары транзисторов (см. рис. 5.1), когда их параметры отличаются друг от друга незначительно, коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления каскада ОЭ с динамической нагрузкой практически не изменяются при подаче усиливаемого сигнала на входы 1 или 2. Это объясняется тем, что усилительные свойства комплементарной пары транзисторов примерно одинаковые и применение УЭ в качестве динамической нагрузки, а динамической нагрузки в качестве УЭ почти равнозначно. Различие состоит только в том, что по постоянному потенциалу вход 1 отличается от входа 2 на сумму двух напряжений  $U_{кБ1} + U_{кБ2}$ , которая для кремниевых транзисторов средней мощности достигает десяти вольт. Следовательно, с помощью комплементарной пары транзисторов в каскаде с динамической нагрузкой можно транслировать постоянный потенциал вниз от единиц до десятков вольт, что весьма существенно для интегральных усилителей, где используются непосредственные связи между каскадами.

### 5.3. Токовое зеркало

На рис. 5.3,а приведена одна из возможных схем генератора стабильного тока (ГСТ). Транзистор VT1 в диодном включении выполняет роль температурной компенсации напряжения  $U_{бэ}$  транзистора VT2.

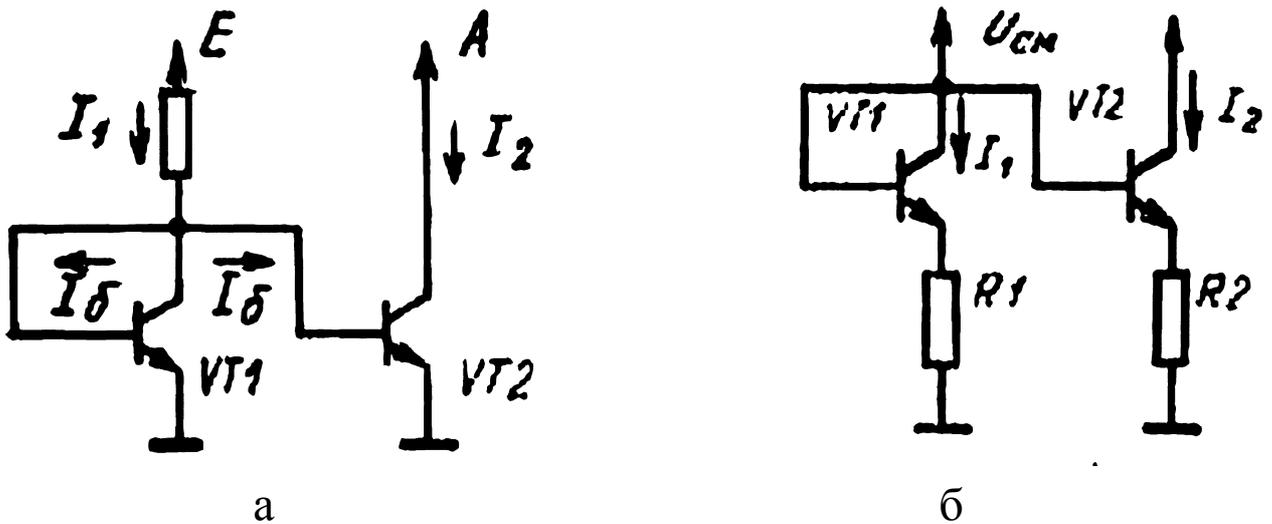


Рис. 5.3. Генераторы стабильного тока: а – ГСТ с диодным смещением; б – ГСТ с резисторами в цепях эмиттеров транзисторов

Так как коллектор транзистора VT1 соединен с базой, то  $U_{кэ} = U_{бэ} > U_{кэ \text{ нас}}$ . Следовательно, транзистор VT1 ненасыщен. Поскольку  $U_{бэ1} = U_{бэ2}$ , то при хорошо подобранных транзисторах  $I_{б1} = I_{б2} = I_б$  и  $I_{к1} = I_{к2} = \beta_I I_б$ . При этом

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

Отсюда

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

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

На рис. 5.3,б изображена схема ГСТ с диодным смещением, в которой для задания токов используется отношение сопротивлений резисторов, а не площадей эмиттеров. Пренебрегая током базы транзистора, величину тока через каждый из транзисторов можно определить из соотношения

$$I_1 R_1 + U_{\text{бэ}1} = I_2 R_2 + U_{\text{бэ}2} = U_{\text{см}} . \quad (5.1)$$

Разность падений напряжения база–эмиттер для двух идентичных транзисторов при данных коллекторных токах  $I_1$  и  $I_2$  можно записать в виде

$$\Delta U_{\text{бэ}} = U_{\text{бэ}2} - U_{\text{бэ}1} = \varphi_T \ln(I_2 / I_1). \quad (5.2)$$

Таким образом, из (5.1) и (5.2) для отношения токов можно получить

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

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

$$I_2 / I_1 \cong R_1 / R_2. \quad (5.3)$$

При  $I_1 R_1 \geq U_{\text{бэ}}$  равенство (5.3) выполняется с максимальной ошибкой, меньше  $\pm 10\%$  в диапазоне двух порядков величины тока, т.е.

$$0,1 < |I_2 / I_1| < 10$$

независимо от температуры.

ГСТ с резисторным смещением предпочтительнее простого источника с диодным смещением, изображенного на рис. 5.3,а, в случае, когда отношение  $I_1 / I_2$  значительно отличается от единицы, поскольку отношение сопротивлений

резисторов можно варьировать в более широком диапазоне, чем отношение площадей эмиттеров. При  $R_I = 0$  ток  $I_2 \ll I_1$  слабо зависит от источника питания. Эта особенность ГСТ при  $R_I = 0$  широко используется во входных каскадах операционного усилителя.

Усилительные каскады с динамической нагрузкой, обеспечивающие, как и каскады с ОЭ, максимальное усиление мощности и значительный коэффициент усиления напряжения без увеличения напряжения источника питания, получили широкое распространение, особенно в интегральных усилителях, где транзисторы обходятся дешевле резисторов. Кроме того, каскады с динамической нагрузкой способны транслировать (сдвигать вниз) уровень постоянного потенциала, что весьма существенно при непосредственных связях между каскадами.

## **6. Дифференциальный каскад (ДК)**

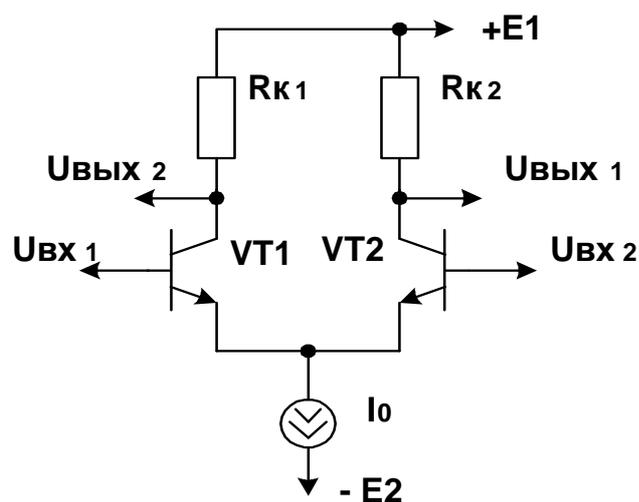
### **6.1. Общие сведения**

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

налы считывания информации из магнитной памяти и многие другие. ДУ на приемном конце восстанавливает первоначальный сигнал, если синфазная помеха не очень велика. Простейшим случаем ДУ является дифференциальный каскад (ДК), как следует из названия, состоящий из одного каскада усиления.

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

Основная схема ДК приведена на рис. 6.1. В общую эмиттерную цепь ДК включен источник стабильного тока, который обеспечивает постоянство токов  $I_{к1} + I_{к2} = I_0$ . Ток  $I_0$  не должен зависеть от уровня сигнала на входе ДК (даже при коротком замыкании в цепи нагрузки этого генератора ток  $I_0$  должен оставаться неизменным).



**Рис. 6.1.** Принципиальная схема ДК

Рассмотрим принцип действия ДК и его усилительные

параметры на примере простейшей биполярной схемы на рис. 6.1. Предположим, что оба транзистора ДК имеют строго одинаковые характеристики и параметры,  $R_{к1} = R_{к2}$ . При этом условии, если входной сигнал  $U_{вх 0}$ , то и напряжение между выходами ДК  $U_{вых2} - U_{вых1} = 0$ .

Для идеального симметричного ДК в режиме баланса эмиттерный ток  $I_0$  делится поровну между двумя усилительными транзисторами. Если пренебречь базовыми токами, можно считать, что коллекторные токи транзисторов одинаковы и равны

$$I_{k_1} = I_{k_2} = 0,5I_0.$$

Это соотношение не изменится, если оба входных напряжения получат приращения на одну и ту же величину (синфазный сигнал). Так как в этом режиме коллекторные токи остаются равными друг другу, то будет постоянна и разность выходных напряжений. Отсюда следует, что коэффициент усиления синфазного сигнала равен нулю.

В идеальном ДК синфазный сигнал на его входах не вызывает появление дифференциального выходного сигнала. Однако в реальной схеме наблюдается небольшой дифференциальный выходной сигнал. Он обусловлен неполной идентичностью характеристик транзисторов, разницей в значениях коллекторных сопротивлений  $R_{к1}$  и  $R_{к2}$  и внутренних сопротивлений источников, подключенных к входам каскада.

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

$$U_{к1,2} = E_1 - 0,5I_0R_k .$$

Если  $U_{вх1} > U_{вх2}$ , то изменяется распределение токов в ДК:  $I_{к1}$  – увеличивается, а  $I_{к2}$  – уменьшается. Их сумма при этом остается равной  $I_0$ . Поэтому  $\Delta I_{к1} = -\Delta I_{к2}$ . Таким образом, разность входных напряжений, в отличие от синфазного управления, вызывает изменение выходного напряжения.

При этом

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

Полный дифференциальный выходной сигнал наблюдается между выходами ДУ

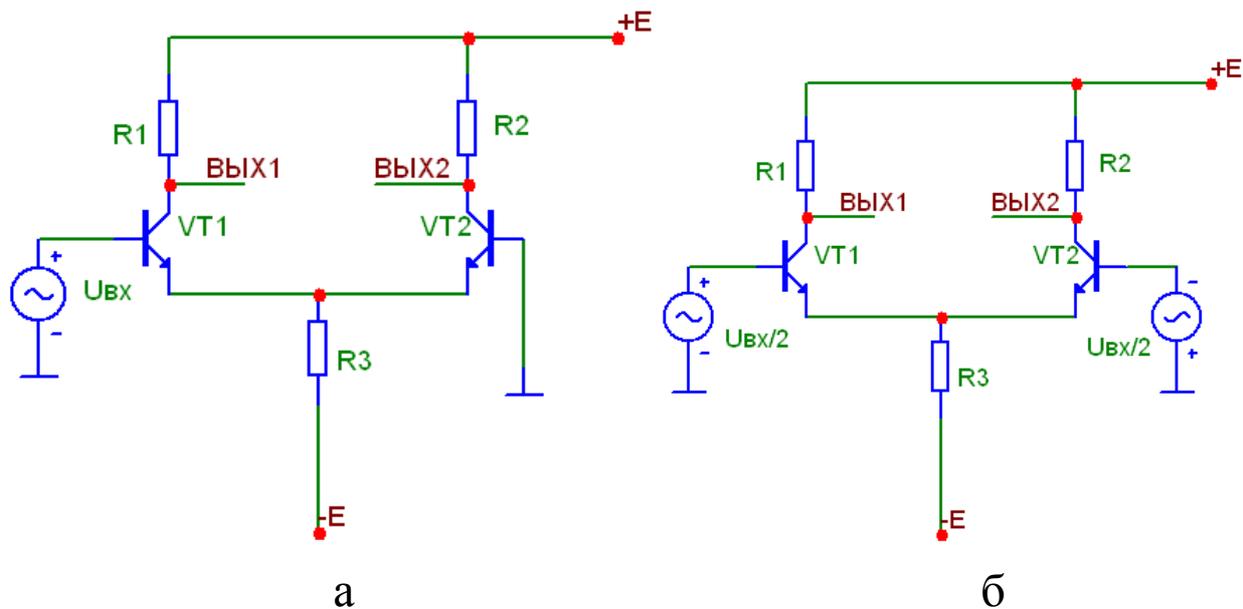
$$U_{вых2} - U_{вых1} = (I_{к1} - I_{к2})R_n.$$

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

$$U_{вых2} - U_{вых1} = I_0R_k,$$

а напряжение на коллекторе транзистора VT1 имеет минимальный уровень  $E_1 - I_0R_n$ .

Изменение напряжения  $U_{эб}$ , происходящее под воздействием температуры, действует как синфазный сигнал и, следовательно, слабо влияет на работу схемы. Поэтому для уменьшения дрейфа нуля в усилителях постоянного тока широко применяют ДК. Из-за малого дрейфа нуля ДК используют и для усиления однополярного сигнала. В этом случае один из двух входов ДК имеет нулевой потенциал. На рис. 6.2 показаны способы подачи дифференциального сигнала на ДК.



**Рис. 6.2.** Способы подачи сигналов на ДК:  
 а – несимметричное подключение входов;  
 б – симметричное подключение входов

Дифференциальный усилитель, как указывалось выше, управляется разностью напряжений, которая приложена между его входами. Сигнал, имеющийся между входами, называется дифференциальным.

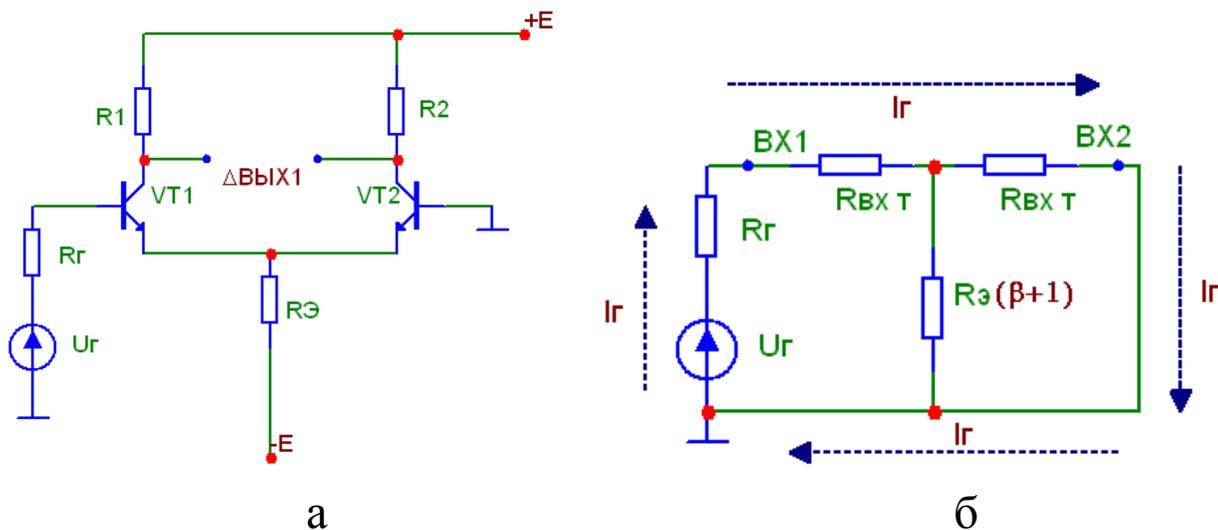
Точка заземления дифференциального сигнала, как видно из рис. 6.2, может быть выбрана произвольно.

## 6.2. Малосигнальные усилительные параметры ДУ

Проведем анализ работы ДК с целью определения его усилительных параметров при различных схемах включения источников сигнала и подключения нагрузки. Для упрощения расчетов будем считать, что внутреннее сопротивление генератора тока имеет конечную величину.

В схеме на рис. 6.3,а генератор стабильного тока (ГСТ)

моделируется резистором  $R_3$  и источником напряжения  $E_K^- - U_{эб}$ .



**Рис. 6.3.** Распределение потенциалов и токов в схеме ДК:  
а – схема ДК; б – эквивалентная схема входной цепи ДК

Предположим также, что схема на рис. 6.3,а абсолютно симметрична, т. е. сопротивления резисторов, входящих в каждое плечо, и параметры транзисторов одинаковы. Предполагаются одинаковыми и входные сопротивления транзисторов VT1, VT2. Допустим также, что внутреннее сопротивление источника сигнала  $R_2$  намного меньше входного сопротивления, а напряжение  $U_2$  близко к нулю.

Так как схема ДК симметрична, то ток  $I_0$  делится поровну между усилительными транзисторами. В режиме малого сигнала приращение коллекторных токов  $\Delta I_K$  много меньше  $0,5I_0$ . Во входной цепи усилителя от источника  $U_2$  течет ток сигнала

$$I_{вх} = I_c = U_2 / (R_2 + 2R_{BXT}) = U_2 / (2 R_{BXT}).$$

Цепь входного сигнала показана на рис. 6.3,б пунктирной линией. В базу транзистора VT1 ток втекает, и его коллекторный ток увеличивается, а из базы транзистора VT2

вытекает, и коллекторный ток уменьшается. Соответственно на коллекторных резисторах создаются приращения выходных сигналов

$$\Delta U_{RK} = \pm \Delta I R_K = \pm \beta I_c R_K.$$

Подставив в приведенное выражение значение входного тока, определим дифференциальный коэффициент усиления

$$K_{\partial} = \Delta U_{вых} / U_{вх} = 2R_K \beta / (2R_{BXT}) = SR_K, \quad (6.1)$$

где  $S = \Delta I_c / \Delta U_{эб} = \beta / R_{BXT}$  – крутизна усиления транзистора.

Минимальный коэффициент усиления по напряжению ДК соответствует  $K_{Uэ}$  для одиночного каскада с ОЭ. Это происходит потому, что в режиме, близком к балансу, на каждый транзистор поступает половинное входное напряжение  $U_{вх}/2$ , а приращения сигналов между выходами двух транзисторов суммируются. В этом режиме крутизна усиления наибольшая.

Формула (6.1) верна как для биполярных, так и для униполярных дифференциальных каскадов, усилительные транзисторы которых имеют крутизну  $S$ . Если в выражение (6.1) подставить значение крутизны биполярного транзистора

$$S = I_c / \varphi_T = I_0 / 2 \varphi_T,$$

то получим зависимость  $K_{\partial}$  от тока, равную

$$K_{\partial} = R_K I_0 / (2 \varphi_T).$$

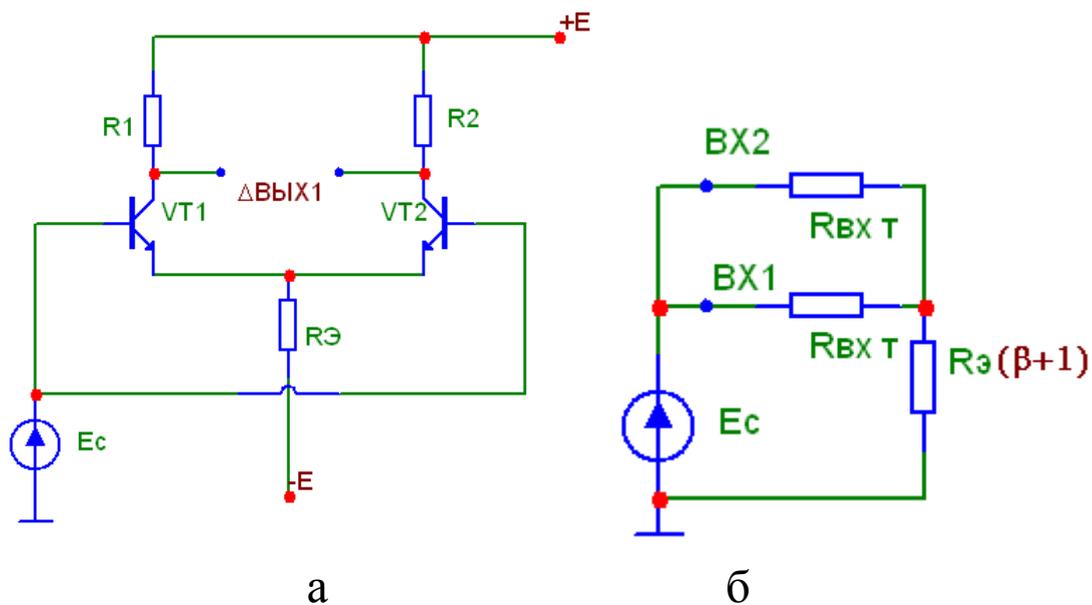
Дифференциальный коэффициент усиления биполярного ДК прямо пропорционален сопротивлению нагрузки  $R_K$ , уровню тока  $I_0$  и обратно пропорционален температурному коэффициенту. Значение  $K_{\partial}$  от коэффициента  $\beta$  не зависит (при  $\beta \gg 1$ ).

На рис. 6.3,б показана малосигнальная эквивалентная схема входной цепи ДК, нагружающая дифференциальный

источник сигнала. Так как эмиттерный ток каждого транзистора в  $(\beta+1)$  раз превышает базовый, то сопротивление резистора пересчитывается в контур входного тока с коэффициентом  $(\beta+1)$ . Так как сопротивление  $R_3$  велико, то можно считать, что входное дифференциальное сопротивление ДК, наблюдаемое между его входами  $Vx 1$  и  $Vx 2$ , равно

$$R_{ex \partial} = 2\varphi_T (\beta + 1) / I_3 = 4\varphi_T (\beta + 1) / I_0.$$

Рассмотрим теперь случай, когда оба входа ДК объединены и на них подан общий синфазный сигнал  $E_c$  (рис. 6.4).



**Рис. 6.4.** Определение коэффициента передачи синфазного сигнала: а – схема для расчета синфазного коэффициента передачи; б – эквивалентная схема входного сопротивления ДК для синфазного сигнала

В синфазном режиме за счет тока синфазного сигнала  $I_{cc}/2$  уровень тока  $I_c$  увеличивается на величину  $I_{cc}(\beta+1)$ . Соответственно приращение коллекторных токов составляет

$\Delta I = 0,5\beta I_{cc}$ . На рис. 6.4,б показана эквивалентная схема входной цепи ДК для синфазного сигнала.

Так как

$$I_{cc} = E_c / [0,5R_{BXT} + R_9(1 + \beta)],$$

то приращение коллекторного напряжения равно

$$\Delta U_{вых} = \Delta I R_k \cong E_c R_k / (2R_9).$$

Таким образом, если входное сопротивление транзистора много меньше сопротивления  $R_9$ , то абсолютное значение коэффициента передачи синфазного сигнала равно

$$K_c = R_k / 2R_9 \quad (6.2)$$

и уровень тока  $I_{cc}$  оказывается тем меньше, чем больше выбрано сопротивление резистора  $R_9$ . Выражение (6.2) приблизительно, так как оно не отражает увеличение  $K_c$  за счет асимметрии плеч ДК и не учитывает  $R_2$ . Реально  $K_c$  имеет большое число составляющих, которые сложным образом зависят от разбаланса элементов, структуры схемы и частоты сигнала.

Если синфазная ошибка накладывается на выходной дифференциальный сигнал одного плеча, то ее можно пересчитать во входную цепь через полный дифференциальный коэффициент усиления, т. е.  $K_d$ . Выходные синфазные ошибки усиления сигнала, приведенные к входу, позволяют определить минимальный уровень входного сигнала между входами, который может быть обнаружен на фоне выходных сигнальных ошибок.

Таким образом, напряжение  $E_c$ , присутствующее на входах ДУ, вызывает между этими входами эквивалентное дифференциальное напряжение ошибки, равное

$$\Delta U_c = E_c K_c / K_\partial.$$

Качество ДК характеризуется отношением  $K_\partial/K_c$  коэффициентом ослабления синфазного сигнала (КОСС), показывающим способность ДК различать дифференциальный сигнал на фоне синфазного напряжения. Отношение

$$\frac{K_\partial}{K_c} = \frac{2 \cdot R_\partial S R_k}{R_k} = 2 \cdot R_\partial S$$

пригодно для анализа любых (полевых и биполярных) ДК.

Для биполярного ДК

$$\frac{K_\partial}{K_c} = \frac{2\beta R_\partial}{R_{BXT}} = \frac{I_0 R_\partial}{\varphi_T}.$$

Наиболее часто используется логарифмическая форма этого параметра: коэффициент ослабления синфазного сигнала в децибелах

$$K_{oc\ cф} = 20 \lg \frac{K_{U\partial}}{K_{Uc}}.$$

Для современных полупроводниковых ДК значение КОСС находится в пределах от 60 до 100 дБ.

Синфазное входное сопротивление  $R_c$ , как и  $K_c$ , определяется выходным сопротивлением генератора стабильного тока  $R_\partial$ . Значение  $R_c$  всегда на несколько порядков больше, чем  $R_{вх\partial}$ :

$$R_{вхc} = 0,5 R_{BXT} + (\beta + 1) R_\partial \cong (1 + \beta) R_\partial.$$

Выходное сопротивление ДК определяется параллельным включением резистора коллекторной нагрузки  $R_k$  и выходным сопротивлением усилительного транзистора.

## **7. Широкополосные усилители**

### **7.1. Общие сведения**

На практике часто требуются усилители с широкой полосой пропускания. Простейшая схема с ОЭ обычно не может обеспечить равномерное усиление в широком диапазоне частот. Для получения широкой полосы частот применяют следующие меры.

### **7.2. Расширение полосы пропускания в области низких частот**

1. Применяют разделительные и блокирующие конденсаторы большой емкости.

2. Непосредственную связь между каскадами.

Последний вариант предпочтительнее, так как конденсаторы большой емкости, как правило, электролитические и обладают низкой надежностью и вносят дополнительные искажения и шумы. Кроме того, непосредственная связь обеспечивает усиление даже на нулевой частоте (по постоянному току).

### 7.3. Расширение полосы пропускания в области высоких частот

1. Применяют высокочастотные транзисторы с большой верхней граничной частотой.

2. Применяют корректирующие четырехполюсники, усиленный сигнал подается на четырехполюсник, которого коэффициент передачи возрастает с частотой. Следовательно, выходное напряжение изменяется с частотой меньше чем напряжение на его входе.

3. Усложняют нагрузку каскада, нагружая каскад элементом, сопротивление которого увеличивается с ростом частоты (обычно индуктивностью).

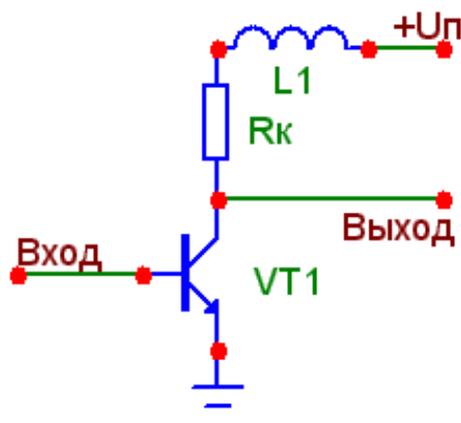
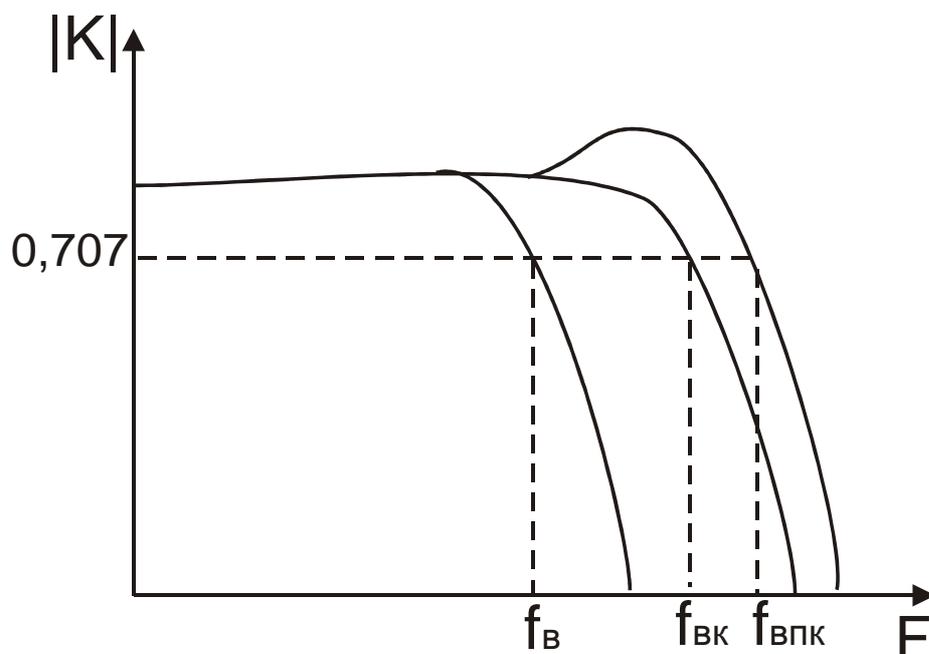


Рис. 7.1. Схема с усложненной нагрузкой

При увеличении частоты растет и комплексное сопротивление в индуктивности  $L_1$  в цепи коллектора, следовательно, и коэффициент усиления каскада.



**Рис. 7.2.** АЧХ каскада без коррекции, с коррекцией и перекоррекции

$f_B$  – верхняя граничная частота без коррекции;

$f_{BK}$  – верхняя граничная частота с коррекцией;

$f_{BPK}$  – верхняя граничная частота с перекоррекцией.

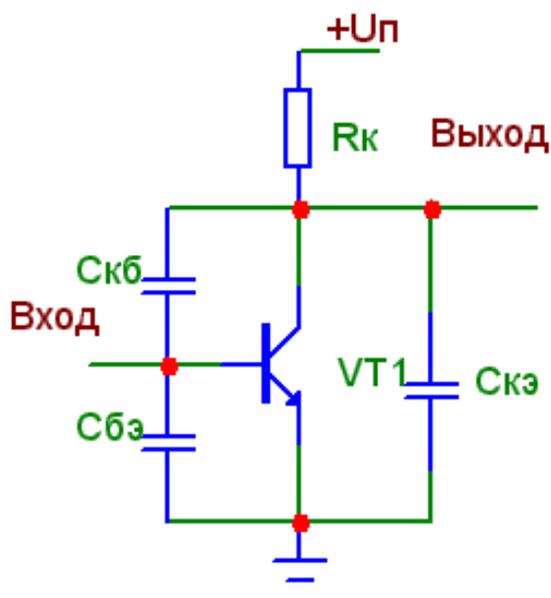
В случае перекоррекции происходит подъем  $K_U$  в области высоких частот, однако ширина полосы пропускания увеличивается незначительно.

4. Применение обратных связей.

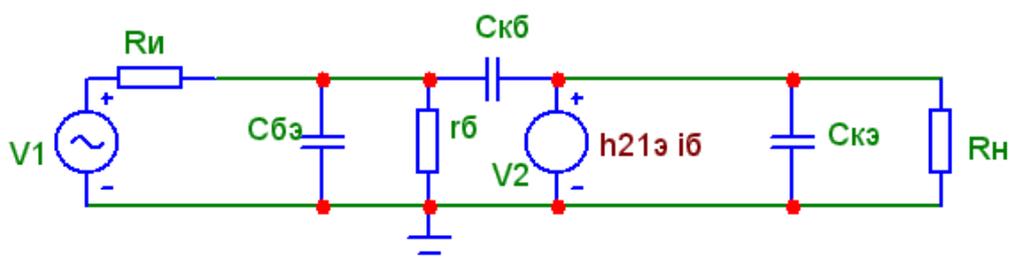
5. Применение составных высокочастотных схем.

Прохождение высокочастотных сигналов по электрическим цепям имеет ряд особенностей, из которых важнейшими являются сильное влияние паразитных параметров (в первую очередь, емкостей).

Как известно, из трех основных схем включения транзистора наибольшим коэффициентом усиления по мощности обладает схема с общим эмиттером (ОЭ).



а



б

**Рис. 7.3.** Каскад с общим эмиттером (а) и его ВЧ-модель (б)

Однако эта схема имеет наихудшие частотные свойства. Всему виной эффект Миллера, вызванный емкостной отрицательной обратной связью и превращающий усилитель на высоких частотах в грубое подобие интегратора.

Постоянная времени этой цепи согласно упрощенной ВЧ-модели каскада с ОЭ, приведенной на рис. 7.3,б, определяется из выражения

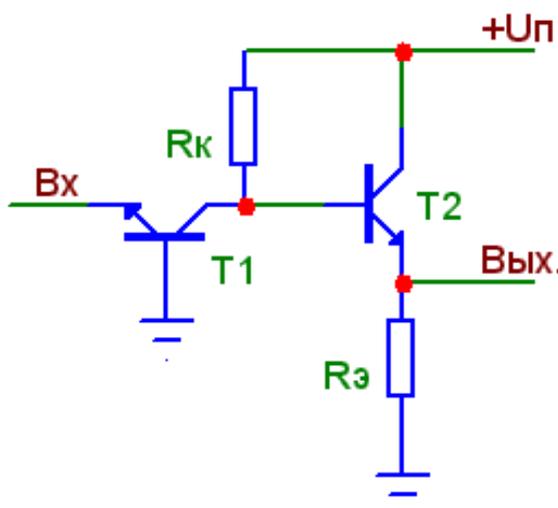
$$\tau = (1 + K_U) C_{кб} (R_{и} || r_{б}), \quad (7.1)$$

где  $K_U$  – коэффициент усиления каскада на средних частотах.

В схеме с общей базой не наблюдается эффект Миллера, но для усиления сигнала по мощности она должна получать его от низкоомного источника и работать на высокоомную нагрузку, что не всегда возможно.

Каскад с общим коллектором (эмиттерный повторитель) также обеспечивает широкую полосу пропускания, но не усиливает сигнал по напряжению. Поэтому для построения широкополосных усилителей часто применяют более сложные составные схемы включения транзисторов.

Первая из этих схем (рис. 7.4) (цепи смещения не показаны) может быть использована для построения магистральных усилителей (драйверов линий), имеющих очень низкие входное и выходное сопротивления, а также в приемниках ультразвуковых сигналов.



**Рис. 7.4.** Схема общая база – общий коллектор

Достаточное усиление сигнала по напряжению обеспечивается подключением к входу каскада усиления напряжения с общей базой на транзисторе T<sub>1</sub>, подключением эмиттерного повторителя на транзисторе T<sub>2</sub> можно

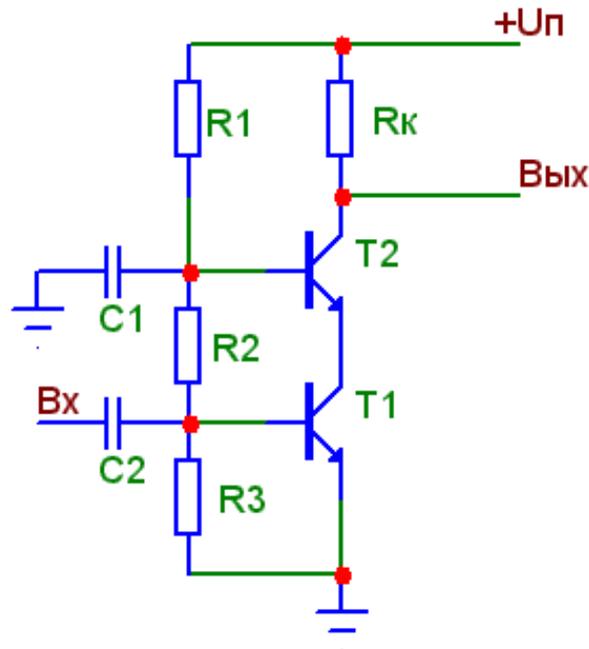
обеспечить высокое сопротивление в цепи коллектора транзистора  $T_1$ , что обеспечивает большой коэффициент усиления каскада с ОБ. Кроме того, каскад с ОК обеспечивает большой коэффициент усиления по току и хорошее согласование с низкоомной нагрузкой.

Другим способом устранения основного недостатка схемы с ОЭ является каскодная схема (рис. 7.5). Входной транзистор  $T_1$  включен по схеме с ОЭ, а выходной транзистор  $T_2$  по схеме с ОБ. Так как схема с ОБ обладает малым входным сопротивлением и является нагрузкой входного транзистора  $T_1$ , то коэффициент усиления входного каскада по напряжению очень мал и эффект Миллера отсутствует. В каскодном усилителе транзисторы  $T_1$ ,  $T_2$  и резистор  $R_K$  с источником питания соединены последовательно. В результате через оба транзистора протекает один и тот же ток. Если подобное соединение рассматривать как своеобразный составной транзистор, то его коэффициент передачи тока незначительно отличается от коэффициента передачи тока транзистора  $T_2$ . Следовательно, коэффициент усиления напряжения почти не отличается от коэффициента усиления каскада с ОБ.

$$K = \alpha \frac{R_K}{R_{BX}}$$

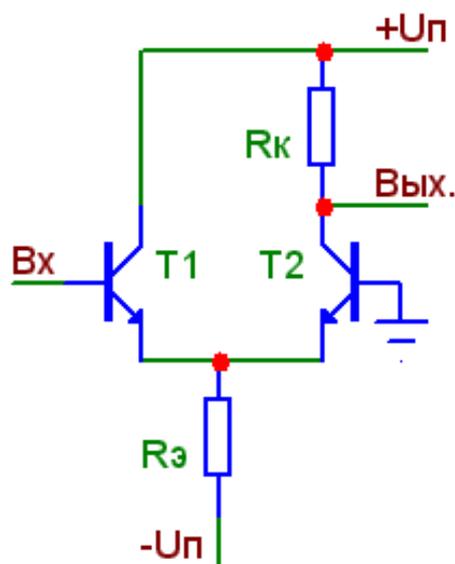
Так как нагрузкой каскада с ОЭ является очень низкое входное сопротивление каскада с ОБ, то каскад с ОЭ работает в режиме, близком к режиму короткого замыкания. Соответственно транзисторы  $T_1$  и  $T_2$  связаны между собой с помощью незначительных взаимных сопротивлений, то входные и выходные цепи каскодного усилителя практически

развязаны. Таким образом, выходная цепь не оказывает заметного влияния на входное сопротивление и наоборот. Соответственно входное сопротивление примерно равно входному сопротивлению аналогичного каскада с ОЭ, а выходное сопротивление примерно равно выходному сопротивлению аналогичного каскада с ОБ.



**Рис. 7.5.** Каскодная схема включения

Схему на рис. 7.6 часто называют несимметричным дифференциальным каскадом и широко используют во входных каскадах ОУ.



**Рис. 7.6.** Несимметричный дифференциальный каскад

Здесь эффект Миллера невозможен, так как фактически последовательно соединены каскад с ОК на транзисторе  $T_1$  и каскад с ОБ на транзисторе  $T_2$ .

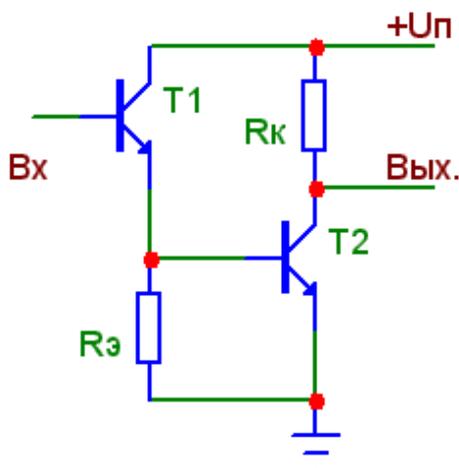
В таком усилителе транзистор  $T_1$  включен по схеме с ОК и соответственно обеспечивает усиление по току, а транзистор  $T_2$  включен по схеме с ОБ и соответственно обеспечивает усиление по напряжению. Следовательно, коэффициент усиления напряжения почти не отличается от коэффициента усиления каскада с ОБ:

$$K = \alpha \frac{R_K}{R_{BX}}$$

Так как нагрузкой каскада с ОК является очень низкое входное сопротивление каскада с ОБ, то каскад с ОК работает в режиме, близком к режиму короткого замыкания. Соответственно транзисторы  $T_1$  и  $T_2$  связаны между собой с помощью незначительных взаимных сопротивлений, то входные и выходные цепи несимметричного дифференциального усилителя практически развязаны. Таким образом,

выходная цепь не оказывает заметного влияния на входное сопротивление и наоборот. Соответственно входное сопротивление примерно равно входному сопротивлению, аналогичному каскаду с ОК, а выходное сопротивление примерно равно выходному сопротивлению аналогичного каскада с ОБ.

Низкое выходное сопротивление эмиттерного повторителя на  $T_1$  (рис. 7.7) позволяет заметно снизить постоянную времени звена обратной связи каскада с ОЭ на транзисторе  $T_2$ , как это следует из (1), и, следовательно, повысить частоту среза.



**Рис. 7.7.** Схема общий коллектор – общий эмиттер

Эта схема часто применяется в каскадах усиления напряжения ОУ. Преимуществом данной схемы является также высокое входное сопротивление обусловленное каскадом с ОК, и высокий коэффициент усиления по напряжению, обусловленный каскадом с ОЭ.

## 8. Усилители на операционных усилителях

### 8.1. Основные сведения об операционных усилителях

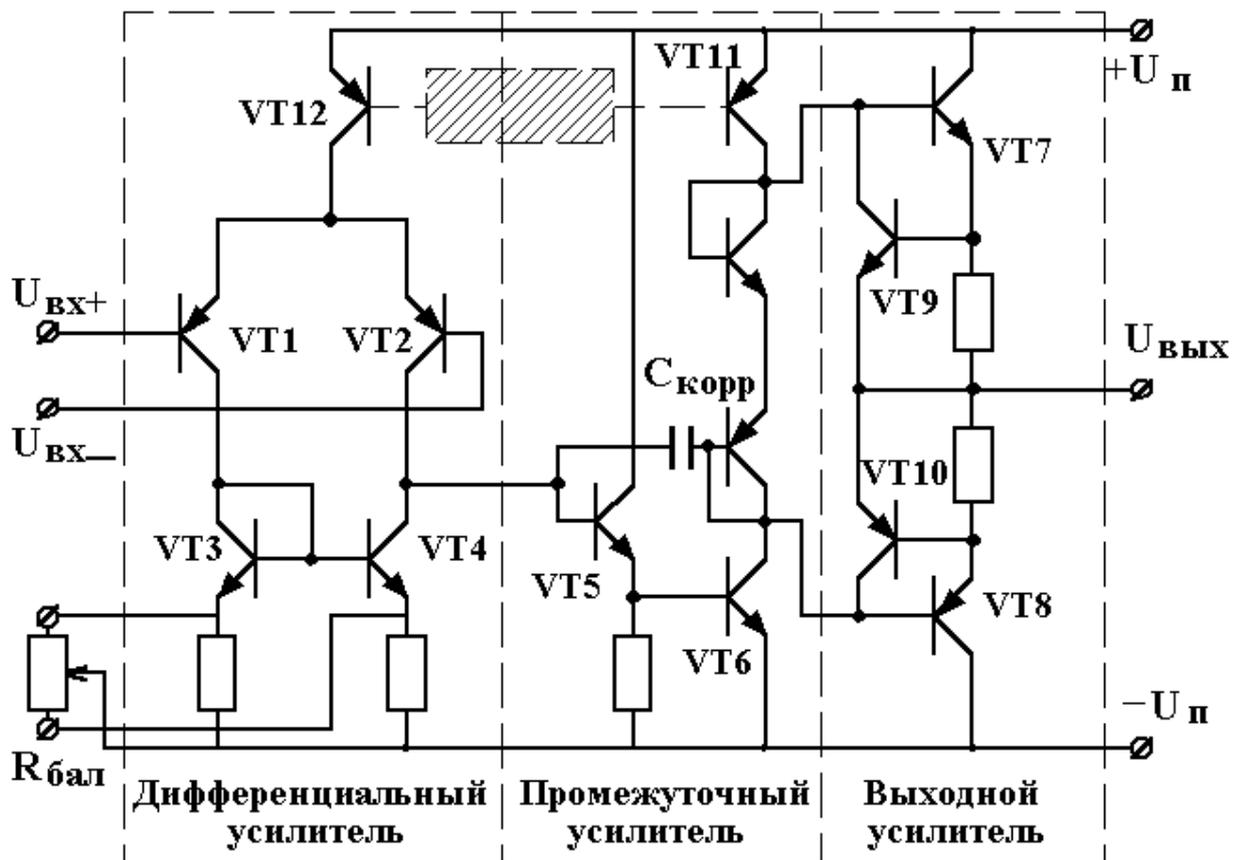
Операционный усилитель – это усилитель, разработанный для построения устройств, выполняющих различные операции над аналоговыми сигналами в схемах с отрицательной обратной связью (ООС). Обычно под операционным усилителем понимают усилитель постоянного тока (УПТ), имеющий дифференциальный вход, *большой* коэффициент усиления  $K_0$ , *малые* входные токи  $I_{вх}$ , *большое* входное сопротивление  $R_{вх}$ , *очень маленькое* выходное сопротивление  $R_{вых}$ , *малое* смещение нуля  $U_{см}$ . *Большими* и *малыми* считают такие значения, которые можно считать либо бесконечными, либо нулевыми (идеальный операционный усилитель).

Для идеального операционного усилителя:

$$\begin{array}{ll} K_0 = \infty; & R_{вых} = 0; \\ I_{вх} = 0; & f_{гр} = \infty; \\ R_{вх} = \infty; & U_{см} = 0. \end{array}$$

Обычное применение операционного усилителя – построение схем со свойствами, которые зависят главным образом от параметров цепи обратной связи.

Типичная принципиальная электрическая схема операционного усилителя изображена на рис. 8.1.



**Рис. 8.1.** Принципиальная электрическая схема операционного усилителя (часть схемы, закрашенная штриховкой, опущена для упрощения)

Обычно первый каскад операционного усилителя дифференциальный, который определяет входные свойства операционного усилителя. Второй каскад, как правило, имеет высокое входное сопротивление для согласования входного и выходного каскадов и большой коэффициент усиления как по току, так и по напряжению. Выходной каскад служит для согласования с низкоомной нагрузкой, так как имеет малое выходное сопротивление.

Операционные усилители, как правило, запитываются от двухполярных источников питания, имеющих одинаковые по величине положительное и отрицательное напряжение относительно "земли". Для большинства современных

операционных усилителей напряжение питания может меняться в пределах от  $\pm 4$  до  $\pm 22$  В.

Выходное напряжение операционного усилителя определяется простым выражением

$$U_{вых} = K(U_{ВХ+} - U_{ВХ-}), \quad (8.1)$$

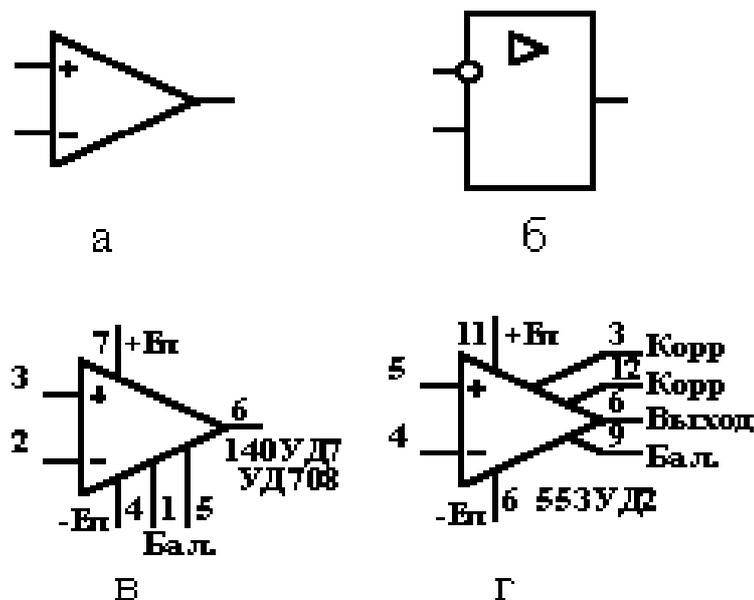
где  $K$  – коэффициент усиления операционного усилителя без обратной связи.

Выражение (8.1) часто называют основным уравнением операционного усилителя.

Величина  $K$  для разных типов операционных усилителей изменяется в диапазоне  $10^5 - 10^9$ .

Из-за огромного коэффициента усиления операционный усилитель усиливает шумы и внешние помехи. Поэтому без отрицательной обратной связи операционный усилитель не может работать в линейном режиме. Так как выходное напряжение под влиянием шумов и помех будет быстро достигать максимальных значений и усилитель будет входить в режим насыщения. Коэффициент усиления делают большим главным образом для получения хорошей стабильности параметров при глубокой отрицательной обратной связи.

Условные графические обозначения операционных усилителей приведены на рис. 8.2.



**Рис. 8.2.** Условные графические обозначения (УГО) операционных усилителей

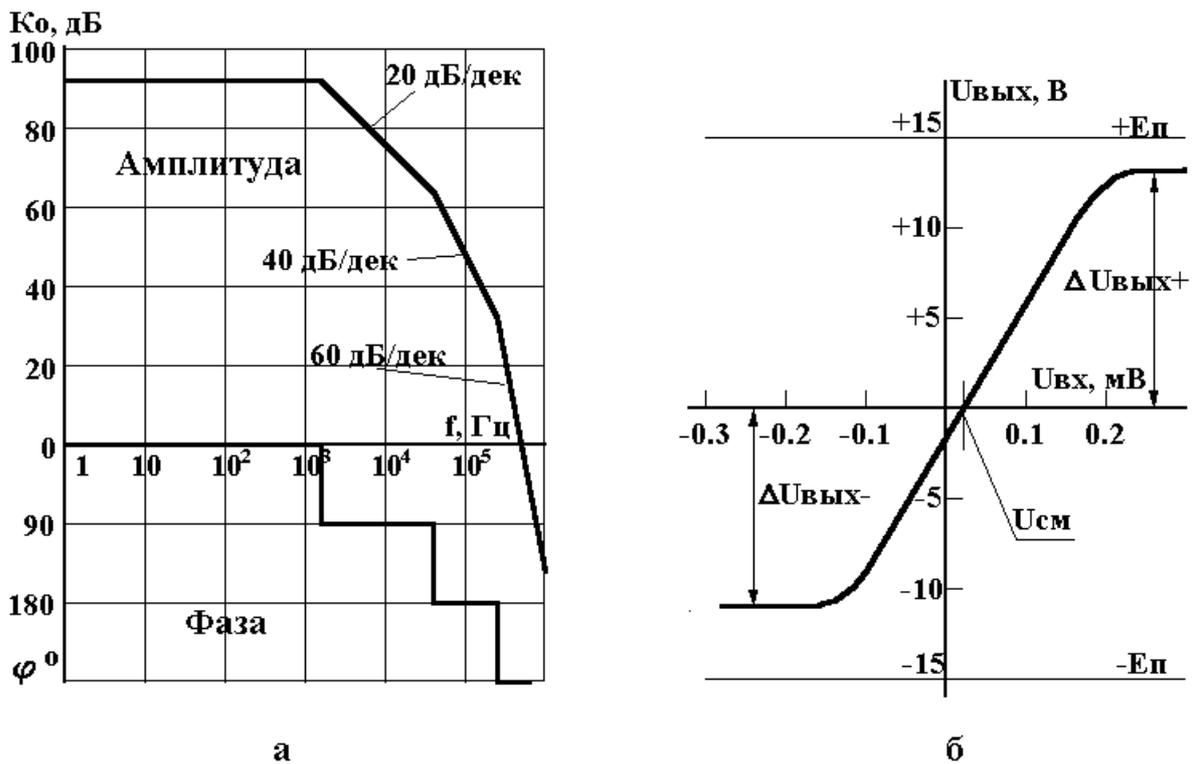
В настоящее время операционный усилитель на схемах обозначается треугольником с обозначением инвертирующего входа значком "-" и неинвертирующего входа знаком "+" (рис. 8.2,а), что соответствует американскому стандарту условных графических изображений элементов. Этот стандарт получил распространение благодаря многочисленным программам схемотехнического моделирования и широко используется во всем мире. По российскому стандарту условных графических изображений элементов операционный усилитель обозначается прямоугольником. Инвертирующий вход обозначается кружком (рис. 8.2,б). Условные графические обозначения, приведенные на рис. 8.2,а и 8.2,б, используются в функциональных или упрощенных схемах, остальные – в принципиальных схемах.

## 8.2. Основные параметры операционных усилителей

*Коэффициент усиления операционного усилителя (К)* – это отношение значения выходного напряжения к входному напряжению при отсутствии обратной связи.

**К** зависит от частоты и с увеличением частоты уменьшается. Частотная и фазовая характеристики операционных усилителей являются суммой характеристик отдельных каскадов, каждый из которых имеет свою постоянную времени. Суммарная частотная характеристика операционного усилителя часто аппроксимируется диаграммой Бode (рис. 8.3,а). Каждый каскад вносит свой фазовый сдвиг, который может достигать в пределах  $90^\circ$ . Общий фазовый сдвиг зависит от количества каскадов и имеет вид как на рис. 8.3,а. Поскольку на выходе операционного усилителя уже имеется сдвиг фазы  $180^\circ$  относительно инвертирующего входа, на который подается отрицательная обратная связь, то на некоторой частоте суммарный сдвиг фазы достигает  $360^\circ$ . Если на этой частоте величина петлевого усиления  $K\gamma \geq 1$ , где  $\gamma$  – коэффициент ОС, то *отрицательная* ОС превращается в *положительную*, что приводит к самовозбуждению схемы.

*Статическая передаточная характеристика* – это зависимость выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$  от входного напряжения  $U_{\text{вх}}$ .



**Рис. 8.3.** Характеристики операционного усилителя:  
 а – аппроксимированная логарифмическая амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики;  
 б – статическая передаточная характеристика

**Частотная коррекция** позволяет предотвратить самовозбуждение схемы. Как правило, достаточно ввести корректирующий конденсатор, который снижает коэффициент усиления на высоких частотах, приближая функцию операционного усилителя к цепи первого порядка. Частотная коррекция может быть как внутренняя, так и внешняя. В этом случае на обозначении операционного усилителя добавляются два вывода для подключения корректирующего конденсатора.

**Входное сопротивление ( $R_{вх}$ )** определяется как отношение приращения входного напряжения к приращению входного тока  $\Delta U_{вх}/\Delta I_{вх}$ . Типовые значения  $R_{вх}$  для

операционного усилителя с биполярными транзисторами на входах –  $10^4$ – $10^8$  Ом, для операционного усилителя с полевыми транзисторами на входе –  $10^7$ – $10^{12}$  Ом.

**Выходное сопротивление  $R_{\text{вых}}$  операционного усилителя** – это выходное сопротивление, которое можно определить как отношение напряжения холостого хода к току короткого замыкания  $U_{\text{ХХ}}/I_{\text{КЗ}}$ , составляющее для разных операционных усилителей значения –  $10$  –  $10^2$  Ом.

**Входной ток смещения ( $I_{\text{ВХ}}$ )** – входной ток операционного усилителя, нужный для нормальной работы входных транзисторов. Под  $I_{\text{ВХ}}$  подразумевают среднее арифметическое двух токов  $I_{\text{ВХ}+}$  и  $I_{\text{ВХ}}$ . Входной ток смещения для биполярных входных транзисторов обычно –  $1$  –  $10^3$  нА, входной ток смещения для полевых обычно –  $1$  –  $10^3$  пА.

**Напряжение смещения ( $U_{\text{см}}$ )** определяется как разность напряжений на входах, при которых выходное напряжение становится равным нулю при равных между собой сопротивлениях резисторов, подключаемых к входам. Для операционных усилителей с биполярными транзисторами на входе напряжение смещения определяется разбросом напряжений переходов база–эмиттер входных транзисторов и составляет  $0,1$ – $9$  мВ. Для операционных усилителей с полевыми транзисторами на входе напряжение смещения обычно в несколько раз больше, что объясняется их меньшей крутизной. Если на оба входа операционного усилителя, не охваченного отрицательной обратной связью, подать точно равные напряжения, например, оба входа заземлить, на выходе скорее всего будет наблюдаться уровень, близкий к одному из питающих напряжений, т.е. операционный

усилитель войдет в режим ограничения

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{см}} K_0 \sim 10^{-2} \cdot 10^5 = 1000 \text{ В} \gg E_{\text{пит.}}$$

Для того чтобы при подаче равного напряжения на оба входа усилителя выходное напряжение было близко к нулю, операционный усилитель необходимо сбалансировать. Балансировка операционного усилителя обычно достигается подачей дополнительного тока в цепь коллекторов входного дифференциального каскада с помощью переменного резистора, подключаемого к специальным выводам ( $R_{\text{бал}}$  на рис. 8.2,в).

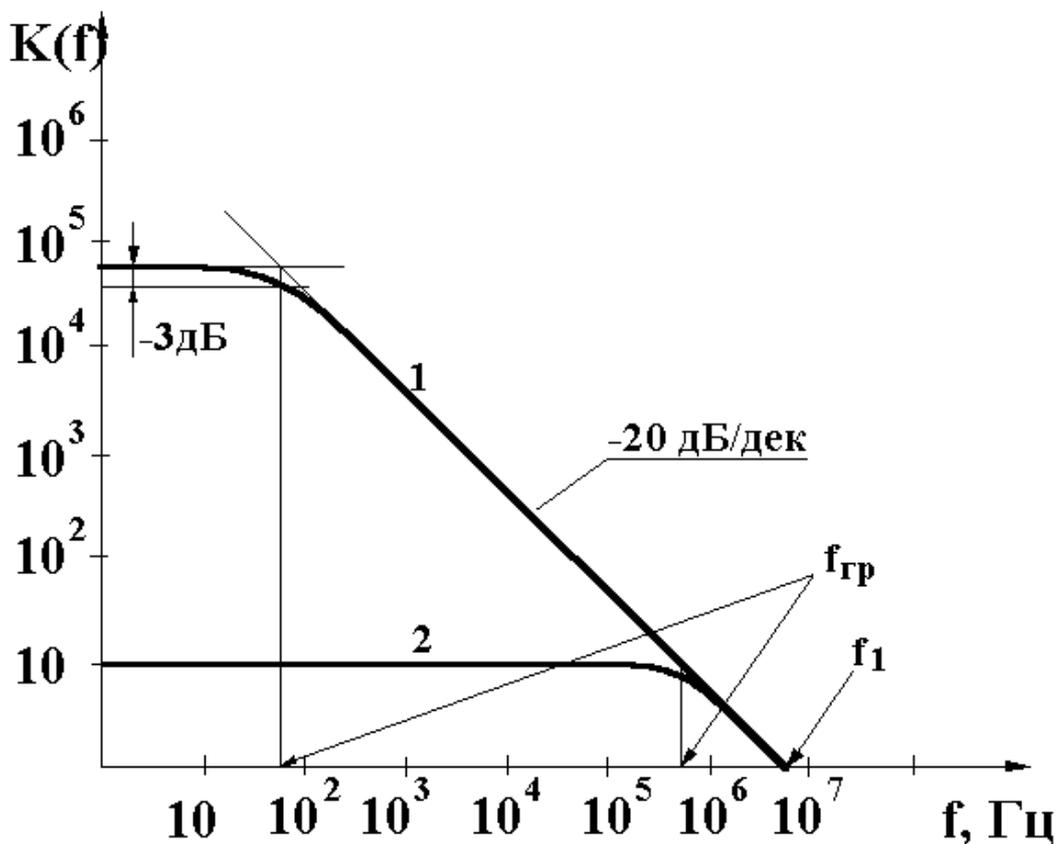
**Частота единичного усиления ( $f_1$ )** – это частота, на которой модуль коэффициента усиления равен единице.

Характерная зависимость коэффициента усиления от частоты приведена на рис. 8.4, где логарифмическая амплитудно-частотная характеристика пересекает уровень 0 дБ в точках  $f_1$ .

**Граничная частота ( $f_{\text{гр}}$ )** определяется по уменьшению модуля коэффициент усиления на 3 децибела:

$$|K(f_{\text{гр}})| = 0,707|K(0)|.$$

Область частот  $0 - f_{\text{гр}}$  называют полосой пропускания. При введении отрицательной обратной связи полоса пропускания расширяется (график 2 на рис. 8.4).



**Рис. 8.4.** Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика

**Скорость нарастания выходного напряжения** определяется как приращение выходного напряжения при импульсном воздействии. Измеряется в В/мкс. Для различных операционных усилителей изменяется в пределах от 0,2 В/мкс для высокоточных операционных усилителей до 200 В/мкс для быстродействующих операционных усилителей.

**Диапазон выходного напряжения ( $\Delta U_{\text{вых}}$ )** – это диапазон значений выходного напряжения, при котором параметры операционного усилителя находятся в гарантированных пределах. Зависит от напряжения питания, у современных операционных усилителей, сделанных по технологии rail-to-rail, практически достигает значений напряжения питания.

*Диапазон синфазных входных напряжений* ( $\Delta U_{\text{вх.сф}}$ ) – это такой диапазон синфазных входных напряжений, в котором параметры операционного усилителя находятся в гарантированных пределах. Зависит от напряжения питания, у современных операционных усилителей, сделанных по технологии rail-to-rail, практически достигает значений напряжения питания.

*Коэффициент ослабления синфазного сигнала* – это отношение синфазного входного напряжения к дифференциальному, вызывающее одно и то же выходное напряжение. Измеряется в децибелах. Для разных операционных усилителей бывает в пределах от 50 до 120 дБ.

*Максимальный выходной ток* ( $I_{\text{вых.мах}}$ ). Для операционных усилителей без защиты от короткого замыкания это предельный выходной ток, который нельзя превышать. Для операционных усилителей, имеющих внутреннюю защиту от короткого замыкания по выходу, это выходной ток в режиме короткого замыкания. Для разных операционных усилителей изменяется в диапазоне 10 – 600 мА.

### **8.3. Основные схемы включения операционных усилителей**

Как правило, операционные усилители в линейном режиме используются только в схемах с отрицательной обратной связью. Для рассмотрения работы таких схем необходимо ввести понятие **виртуального нуля**, или **мнимого, заземления**.

### 8.3.1. Инвертирующий усилитель

Рассмотрим схему инвертирующего усилителя на рис. 8.5.

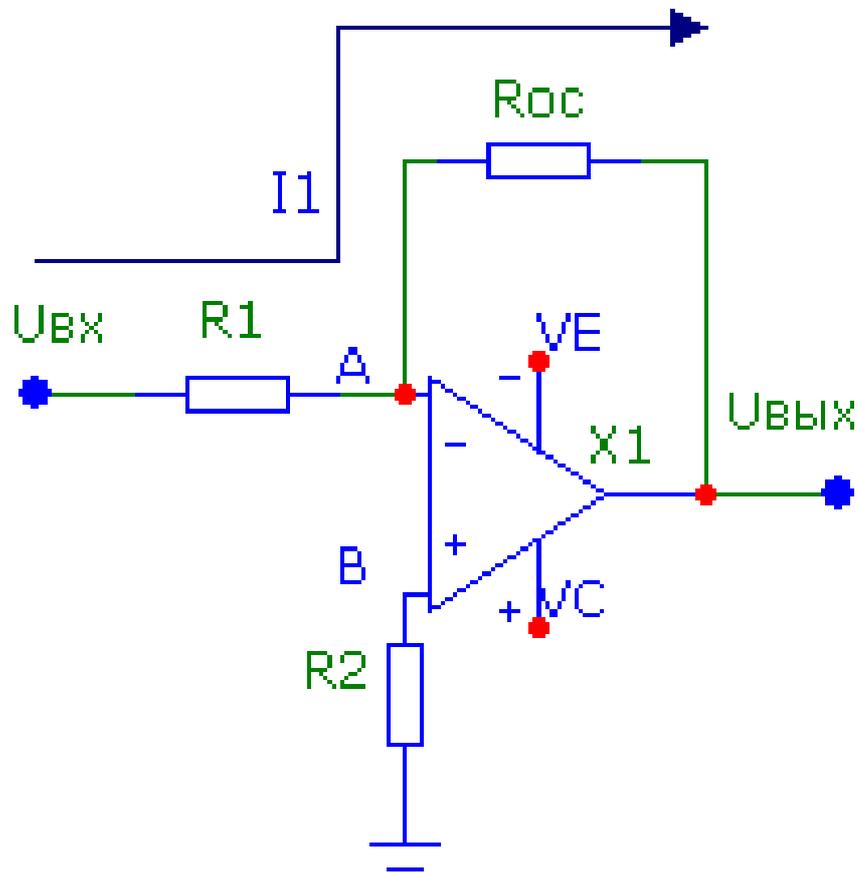


Рис. 8.5. Инвертирующий усилитель

Потенциал на неинвертирующем входе равен нулю, так как этот вход заземлен через  $R_2$ . Так как операционный усилитель работает в линейном режиме, из (8.2) следует:

$$U_B - U_A = \frac{U_{\text{вых}}}{K_0}, \quad (8.2)$$

где  $U_A$  – напряжение на инвертирующем входе;

$U_B$  – напряжение на неинвертирующем входе.

Например, при выходном напряжении, равном 1В, коэффициенте усиления, равном  $10^5$ , получаем напряжение на инвертирующем входе 10 мкВ. Такое напряжение достаточно трудно измерить обычным вольтметром. Соответственно потенциалы на входах операционного усилителя можно с хорошей точностью считать равными. Если один из входов операционного усилителя заземлить, как в нашем случае, на втором входе будет также поддерживаться потенциал, близкий к нулевому, **хотя напрямую входы операционного усилителя гальванически не связаны**. Этот эффект называется *виртуальным* заземлением, или *мнимым нулем*.

Таким образом, напряжение на неинвертирующем входе  $U_B = 0$ , соответственно напряжение на инвертирующем входе  $U_A = 0$ ,

$$U_{ВХ} - U_A = U_{ВХ}.$$

Все входное напряжение приложено к  $R_1$ :

$$U_{ВЫХ} - U_A = U_{ВЫХ},$$

все выходное напряжение приложено к  $R_{OC}$ .

Поскольку входной ток операционного усилителя очень мал ( $I_{ВХ} \ll I_1$ ), им можно пренебречь, тогда получим

$$I_1 = -\frac{U_{ВЫХ}}{R_{OC}} = \frac{U_{ВХ}}{R_1}.$$

Это означает, что для инвертирующего усилителя

$$K_U = -\frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = -\frac{R_{OC}}{R_1}. \quad (8.3)$$

Для уменьшения влияния токов смещения на балансировку операционного усилителя неинвертирующий вход заземляется через резистор, равный эквивалентному

соединению всех резисторов, подключенных к инвертирующему входу операционного усилителя. Для данной схемы параллельному соединению всех резисторов

$$R_2 = R_1 \parallel R_{oc}.$$

*Входное сопротивление* этой схемы равно сопротивлению резистора  $R_1$ , так как все входное напряжение приложено к этому резистору по причине мнимого заземления.

*Выходное сопротивление*  $R_{вых.OC}$  примерно равно нулю, так как

$$R_{вых.OC} = \frac{R_{ВЫХ}}{1 + K_{Uoy} \cdot \gamma} \rightarrow 0, \quad (8.4)$$

где  $\gamma = \frac{R_1}{R_{OC}}$ .

При  $R_{вых} = 100 \text{ Ом}$ ,  $K_0 = 10^5$ ,  $\gamma = 0,1$   $R_{вых.OC} = 10^{-2} \text{ Ом}$  – это меньше чем сопротивление медных дорожек на печатной плате!

При заданной ЭДС источника сигнала  $E_r$  с внутренним сопротивлением  $R_r$  формула примет вид

$$K_U = -\frac{U_{ВЫХ}}{E_r} = -\frac{R_{OC}}{R_1 + R_r}. \quad (8.5)$$

Выходной ток операционного усилителя, протекающий через резисторы  $R_H$  и  $R_{OC}$ , включенные параллельно относительно выхода операционного усилителя, равен

$$I_{ВЫХ} = I_H + I_{OC} = \frac{U_{ВЫХ}}{R_H} + \frac{U_{ВЫХ}}{R_{OC}}. \quad (8.6)$$

Значение выходного тока операционного усилителя не должно превышать предельно допустимых значений.

### 8.3.2. Неинвертирующий усилитель

Если подать сигнал на неинвертирующий вход, а  $R_1$  заземлить, как показано на рис. 8.6, можно получить неинвертирующий усилитель.

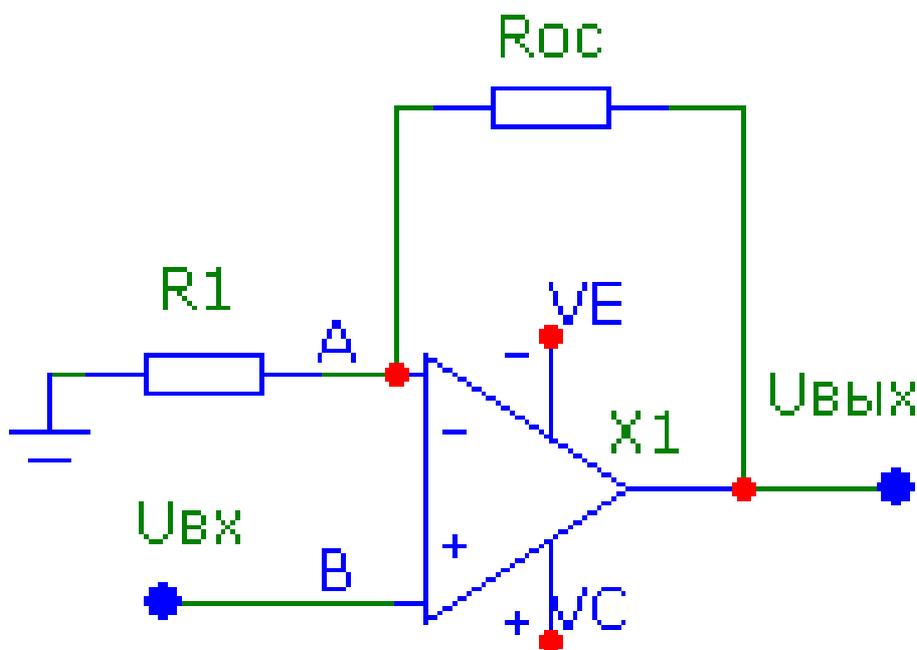


Рис. 8.6. Неинвертирующий усилитель

Напряжение обратной связи снимается с делителя:

$$U_A = U_{\text{вых}} \frac{R_1}{R_1 + R_{oc}} \quad (8.7)$$

Так как  $U_A = U_{\text{вх}}$ , коэффициент усиления равен

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{K_{UOY}}{1 + K_{UOY} \cdot \gamma} \approx \frac{1}{\gamma} = \frac{R_1 + R_{OC}}{R_1} = 1 + \frac{R_{OC}}{R_1} \quad (8.8)$$

Входное сопротивление схемы

$$R_{\text{вх.OC}} = R_{\text{вх}}(1 + \gamma K_U), \quad (8.9)$$

где  $\gamma = \frac{R_1}{R_{OC} + R_1}$ , как обычно входное сопротивление увеличивается при последовательной отрицательной

обратной связи.

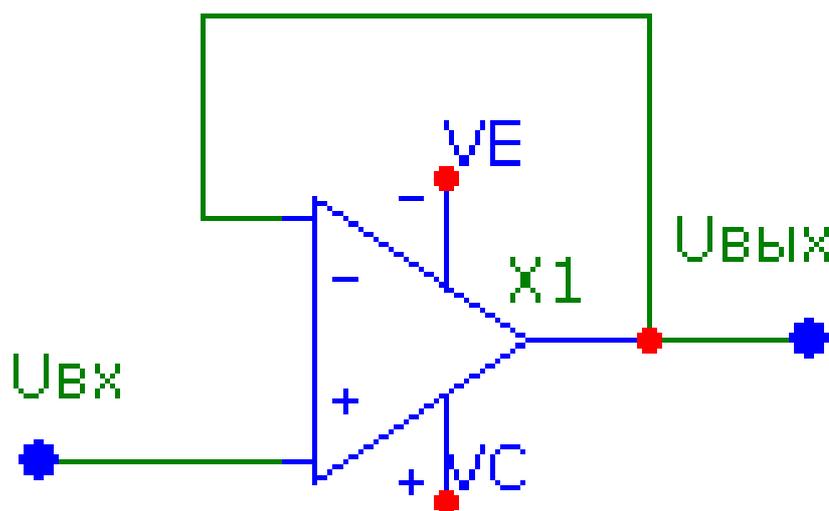
Выходное сопротивление стремится к нулю

$$R_{ВЫХ} = \frac{R_{ВЫХ.оу}}{1 + K_{Oy} \cdot \gamma} \rightarrow 0. \quad (8.10)$$

### 8.3.3. Повторитель

Если в схеме на рис. 8.6 принять  $R_1 = \infty$  и  $R_{OC}=0$ , то  $K_{OC} = 1$  и  $U_{ВЫХ} = U_{ВХ}$ .

Таким образом, получаем повторитель (рис. 8.7).



**Рис. 8.7.** Схема повторителя на операционном усилителе

Для схемы повторителя с коэффициентом усиления, равным единице, глубина (фактор) обратной связи  $F=1+K_{Oy}$  и выражение для входного сопротивления:

$$R_{вх\ повт} = R_{вх\ OУ} (1 + K_{OУ}), \quad (8.11)$$

выходного сопротивления:

$$R_{вых повт} = \frac{R_{вых ОУ}}{1 + K_{ОУ}}. \quad (8.12)$$

Входное сопротивление повторителя получается очень высоким, порядка  $10^{12}$  Ом, однако на практике столь большие значения  $R_{Вх}$  не достигаются из-за утечек и синфазного входного сопротивления операционного усилителя (сопротивления между входами операционного усилителя и землей).

### 8.3.4. Разностный усилитель

Разностный усилитель (рис. 8.8) усиливает разность сигналов, приложенных к входам операционного усилителя.

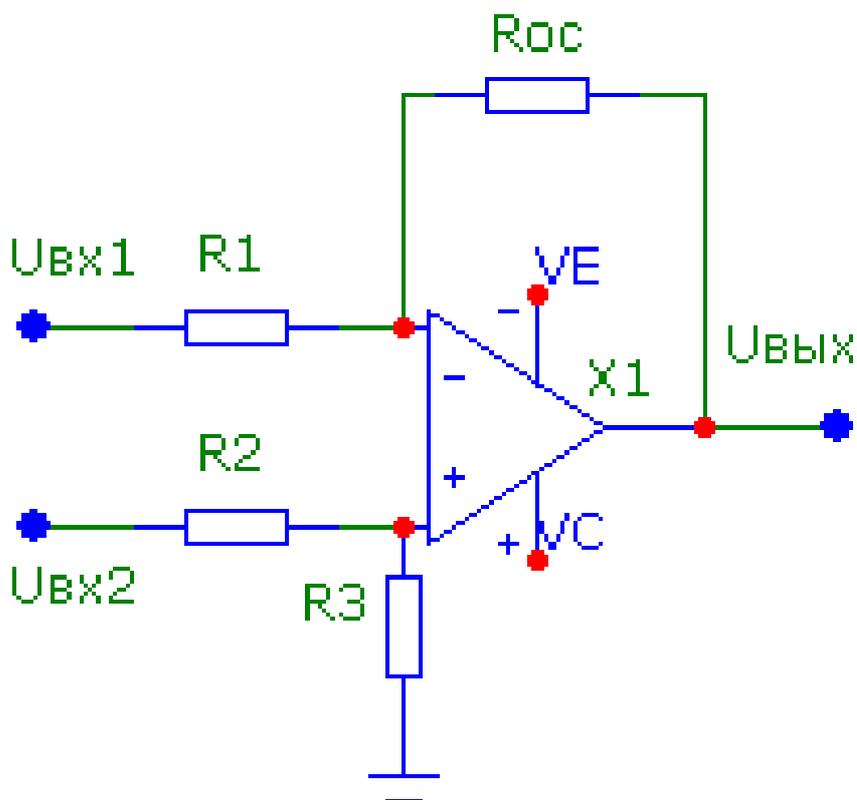


Рис. 8.8. Схема разностного усилителя

Зная формулы для коэффициентов усиления по инвертирующему и неинвертирующему входам, можно получить выражение для выходного напряжения разностного усилителя, используя метод суперпозиции:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{вых}} &= -K_{\text{инв}} U_{\text{вх1}} + K_{\text{неинвер}} U_{\text{вх2}} \frac{R_3}{R_3 + R_2} = \\
 &= \frac{-R_{\text{ос}}}{R_1} U_{\text{вх1}} + \frac{R_1 + R_{\text{ос}}}{R_1} \frac{R_3}{R_3 + R_2} U_{\text{вх2}}. \quad (8.13)
 \end{aligned}$$

Если

$$R_2 = R_1, \quad R_3 = R_{\text{ос}}, \quad R_3 / R_2 = R_{\text{ос}} / R_1 = m,$$

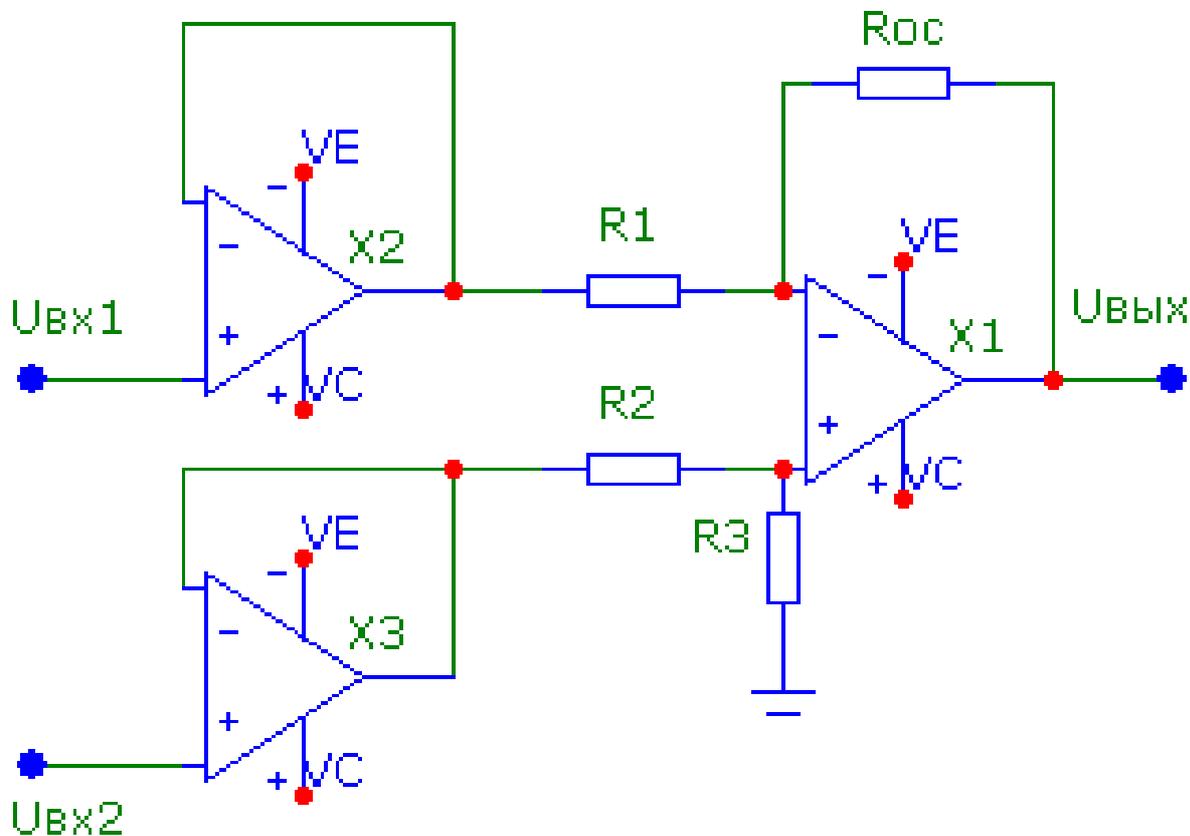
то

$$U_{\text{вых}} = -m U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}} \frac{(m+1)m}{m+1} = m(U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}}). \quad (8.14)$$

В разностном усилителе помехи, попадающие или возникающие на его входах, оказываются синфазными сигналами и не усиливаются, так как схема усиливает только разностный сигнал. Для хорошего подавления синфазных сигналов требуется точный подбор резисторов  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  и  $R_{\text{ос}}$ . Способность усиливать полезный сигнал на фоне сильных синфазных помех позволяет применять разностный усилитель в различных измерительных схемах.

Недостатком разностного усилителя (см. рис. 8.8) является различное входное сопротивление по инвертирующему и неинвертирующему входам, а также трудность регулирования его коэффициента усиления (требуется одновременное изменение двух точно подобранных резисторов).

Для устранения различия и увеличения входных сопротивлений применяется схема разностного усилителя, изображенная на рис. 8.9.



**Рис. 8.9.** Разностный усилитель с повторителями

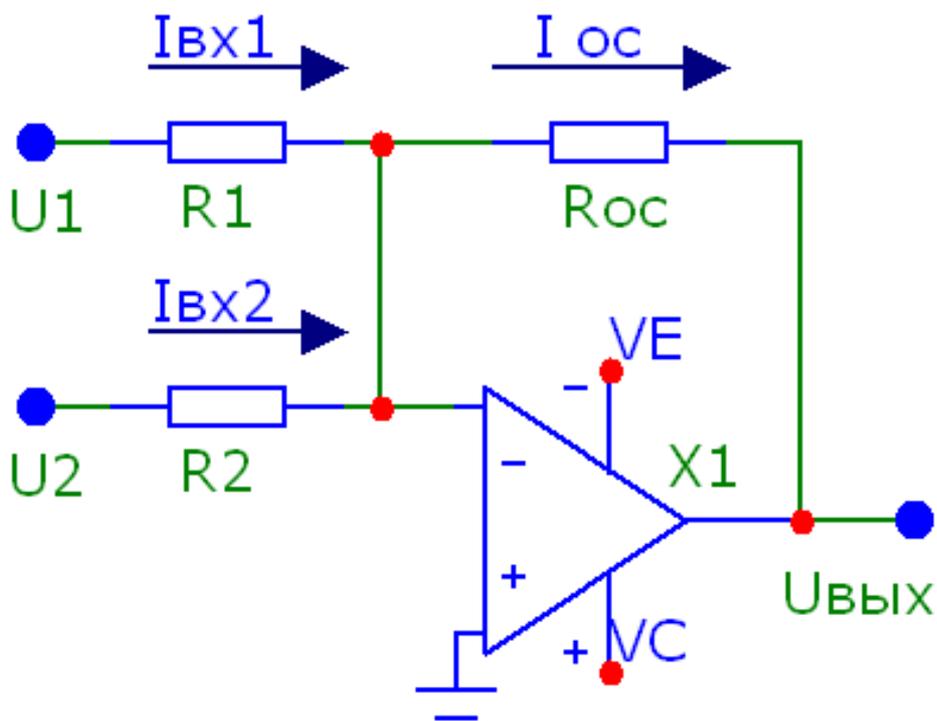
Здесь на обоих входах усилителя включены повторители на операционных усилителях, обеспечивающие равное и высокое входное сопротивление схемы.

## 8.4. Сумматоры

### 8.4.1. Инвертирующий сумматор

Благодаря малому потенциалу операционного усилителя на инвертирующем входе его можно использовать в качестве

суммирующего усилителя (рис. 8.10). Из данного рисунка видно, что здесь каждый из входов схемы оказывается разделенным друг от друга низким потенциалом операционного усилителя на инвертирующем входе.



**Рис. 8.10.** Инвертирующий сумматор на операционном усилителе

Ток в каждом из резисторов на входе определяется только приложенным к нему напряжением и не зависит от тока в других резисторах:

$$I_{oc} = I_{вх1} + I_{вх2}, \quad (8.15)$$

учитывая

$$I_{вх1} = \frac{U_1}{R_1}, \quad I_{вх2} = \frac{U_2}{R_2}, \quad I_{oc} = \frac{U_{вых}}{R_{oc}}.$$

Поэтому входные сигналы независимо друг от друга вызывают на выходе появление напряжения, величина которого пропорциональна отношению  $R_{oc}/R$ . При одновременном действии нескольких сигналов на входе

$$U_{вых} = - \left( U_1 \frac{R_{oc}}{R_1} + U_2 \frac{R_{oc}}{R_2} + \dots + U_n \frac{R_{oc}}{R_n} \right), \quad (8.16)$$

где  $\frac{R_{oc}}{R_1}$ ;  $\frac{R_{oc}}{R_2}$  – коэффициенты суммирования (усиления).

Если  $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R$ , то

$$U_{вых} = - \left( \frac{R_{oc}}{R} \right) (U_1 + U_2 + \dots + U_n), \quad (8.17)$$

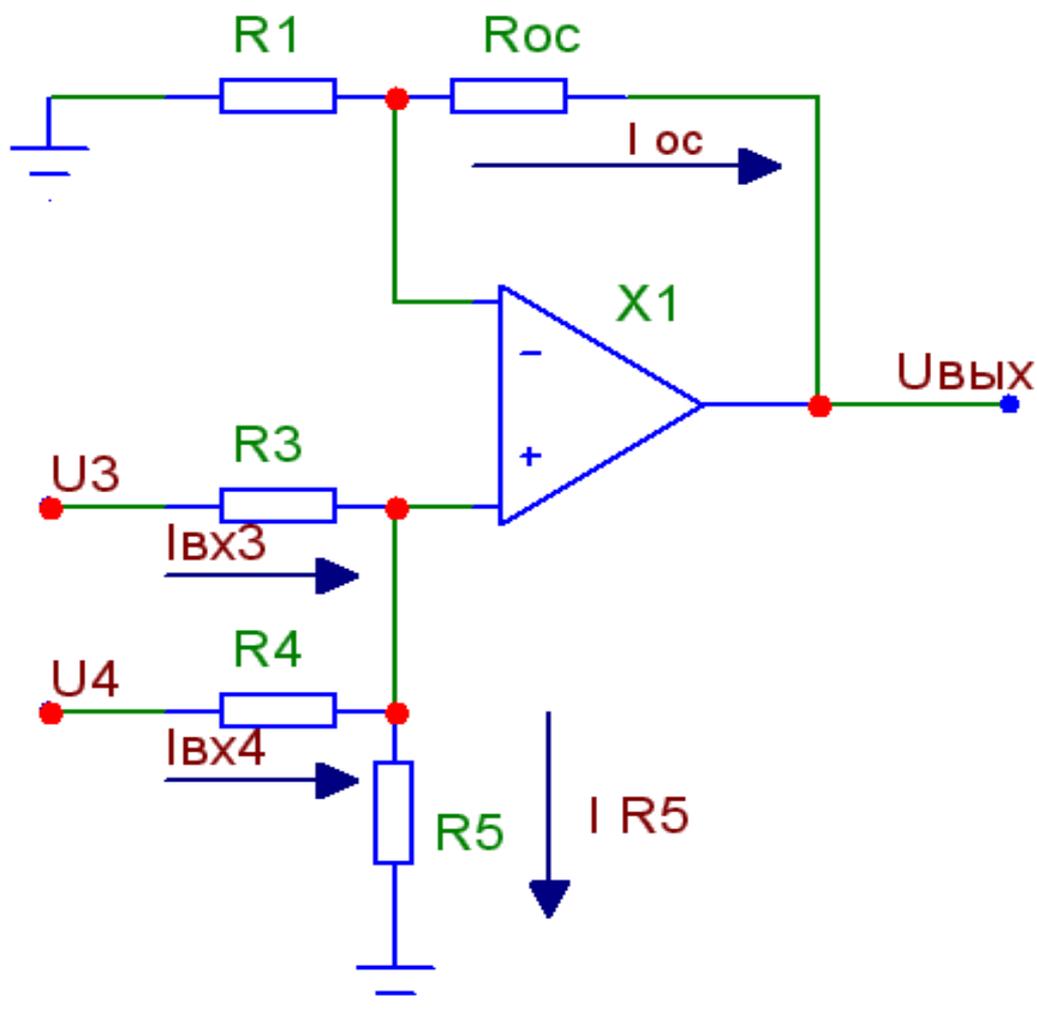
где отношение  $R_{oc}/R$  имеет смысл коэффициента усиления.

При  $R_{oc}=R$  напряжение будет равно

$$U_{вых} = -(U_1 + U_2 + \dots + U_n). \quad (8.18)$$

#### 8.4.2. Неинвертирующий сумматор

В ряде случаев необходимо произвести простое суммирование, при котором выходное напряжение равно сумме входных напряжений без инверсии. Пусть надо получить  $U_{вых}=U_1+U_2$ . Очевидно, что в этом случае сигналы необходимо подать на прямой вход (рис. 8.11).



**Рис. 8.11.** Неинвертирующий сумматор на операционном усилителе

Коэффициенты усиления по каждому из входов находятся по формулам как произведение коэффициента усиления неинвертирующего усилителя и коэффициента передачи делителя по соответствующему входу:

$$K_3 = K_{yc} \cdot K_{\partial 3},$$

$$K_4 = K_{yc} \cdot K_{\partial 4}.$$

Для произвольного номера входа:

$$K_m = K_{yc} \cdot K_{\partial m}, \quad (8.19)$$

где коэффициент усиления неинвертирующего усилителя

$$K_{yc} = 1 + \frac{R_{oc}}{R_1}. \quad (8.20)$$

Коэффициент передачи делителя по соответствующему входу

$$K_{\partial m} = \frac{R_5}{R_m + R_5}. \quad (8.21)$$

Выражение для  $U_{вых}$  будет равно

$$U_{вых} = (U_3 K_3 + U_4 K_4 + \dots + U_m K_m). \quad (8.22)$$

Для развязки входов между собой и более точного выполнения операции сложения необходимо выполнение следующего условия:

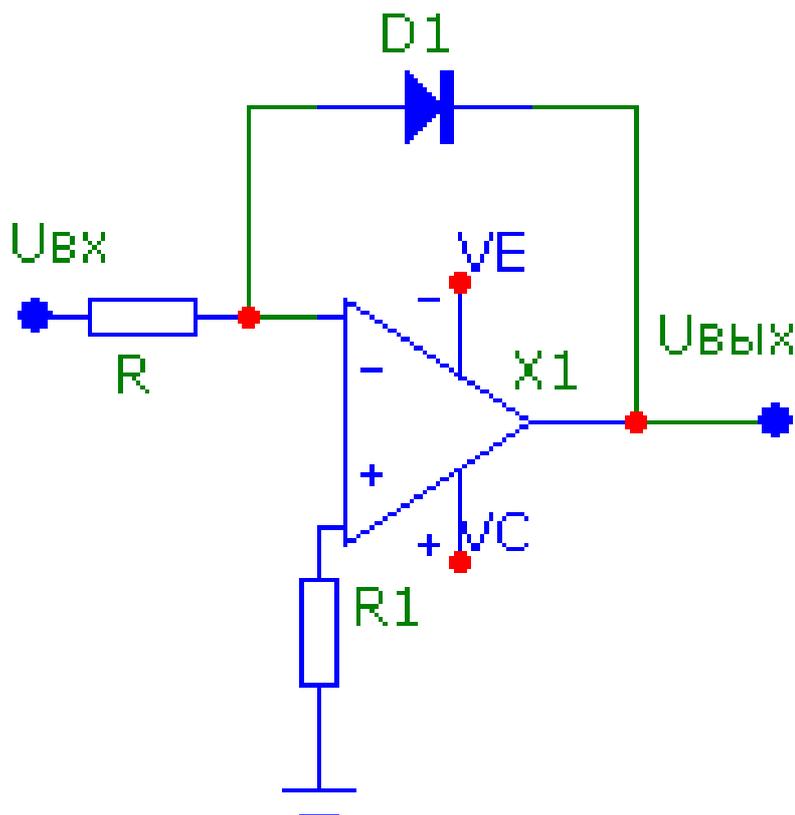
$$R_5 \ll R_3 \parallel R_4 \parallel \dots \parallel R_m.$$

При выполнении этого условия коэффициент передачи делителей очень мал, что требует большого коэффициента усиления усилителя. Получается, что мы сначала сильно ослабляем сигнал, а потом усиливаем. Это может добавить шумов и помех в сигнал. Поэтому целесообразно использовать инвертирующий сумматор (свободный от этого недостатка), а затем инвертировать сигнал при помощи инвертора или инвертирующего усилителя.

## 8.5. Логарифмические преобразователи на операционном усилителе

Логарифмический преобразователь на операционном усилителе представляет собой электронное устройство, в котором выходное напряжение пропорционально логарифму входного сигнала. Для получения логарифмической

зависимости напряжения на выходе операционного усилителя от напряжения на его входе необходимо в цепь обратной связи операционного усилителя включить элемент с логарифмической характеристикой. Таким элементом может быть полупроводниковый диод (рис. 8.12) или биполярный транзистор в диодном включении (рис. 8.13).



**Рис. 8.12.** Логарифмический усилитель с диодом в цепи обратной связи

Из теории полупроводников известно, что ток, протекающий через полупроводниковый диод, равен

$$I_{\partial} = I_0 \left( e^{\frac{U_{\partial}}{m\varphi_T}} - 1 \right), \quad (8.23)$$

где  $I_0$  – статический обратный ток;

$1 < m < 2$  – корректирующий множитель.

В рабочей области, где выполняется условие  $I_{\partial} \gg I_0$ , можно считать с достаточной точностью

$$I_{\partial} = I_0 e^{\frac{U_{\partial}}{m\varphi_T}},$$

$$U_{\partial} = m\varphi_T \ln(I_{\partial}/I_0). \quad (8.24)$$

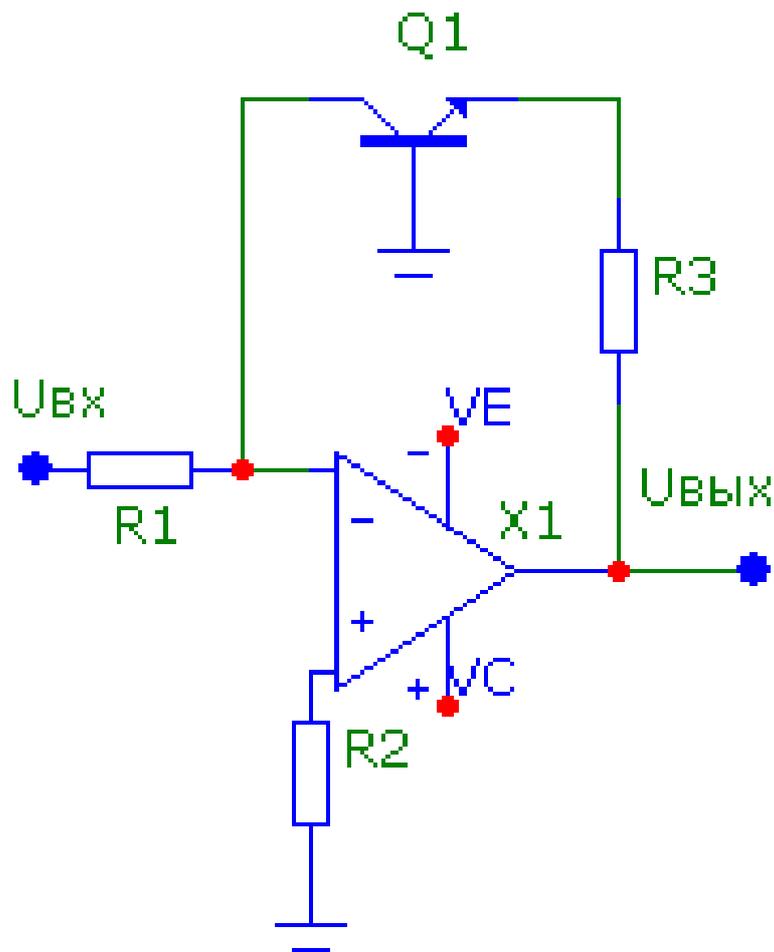
Выражение (5.2) и является искомой логарифмической функцией. При этом для схемы на рис. 8.12 имеем

$$U_{\text{вых}} = -m \cdot \varphi_T \cdot \ln\left(\frac{U_{\text{ex}}}{R_1 I_0}\right) = m\varphi_T \left(\ln \frac{U_{\text{ex}}}{R_1} - \ln I_0\right). \quad (8.25)$$

Выходное напряжение определяется прямым падением напряжения на диоде. Диапазон возможных рабочих токов ограничен двумя специфическими свойствами диодов – их омическим сопротивлением, на котором при большом токе падает значительное напряжение, приводящее к искажению логарифмической характеристики, а также зависимостью множителя  $m$  от тока. Поэтому удовлетворительная точность может быть получена при изменении входного тока в пределах двух декад.

Влияние множителя  $m$  можно исключить, применив вместо диода транзистор (см. рис. 8.13). Для коллекторного тока транзистора (при  $U_{кб} = 0$ ) справедливо соотношение

$$I_{\kappa} = \alpha \cdot I_{\text{э0}} \cdot \left(e^{U_{\text{бэ}}/m\varphi_T} - 1\right). \quad (8.26)$$



**Рис. 8.13.** Логарифмический усилитель с транзистором в цепи обратной связи

Зависимости  $\alpha$  и  $m$  от тока взаимно компенсируется.

Тогда

$$I_{\kappa} = \alpha \cdot I_{\varepsilon 0} \cdot e^{U_{\text{бэ}} / \varphi_T}; \quad U_{\text{бэ}} \approx \varphi_T \ln(I_{\kappa} / I_{\varepsilon 0}). \quad (8.27)$$

Выходное напряжение логарифмического усилителя

$$U_{\text{вых}} = -\varphi_T \ln\left(\frac{U_{\text{вх}}}{R_1 I_{\varepsilon 0}}\right) \quad (8.28)$$

не зависит от  $m$ , а его изменение диапазона рабочих токов при хорошо подобранных транзисторах может достигать восьми

декад.

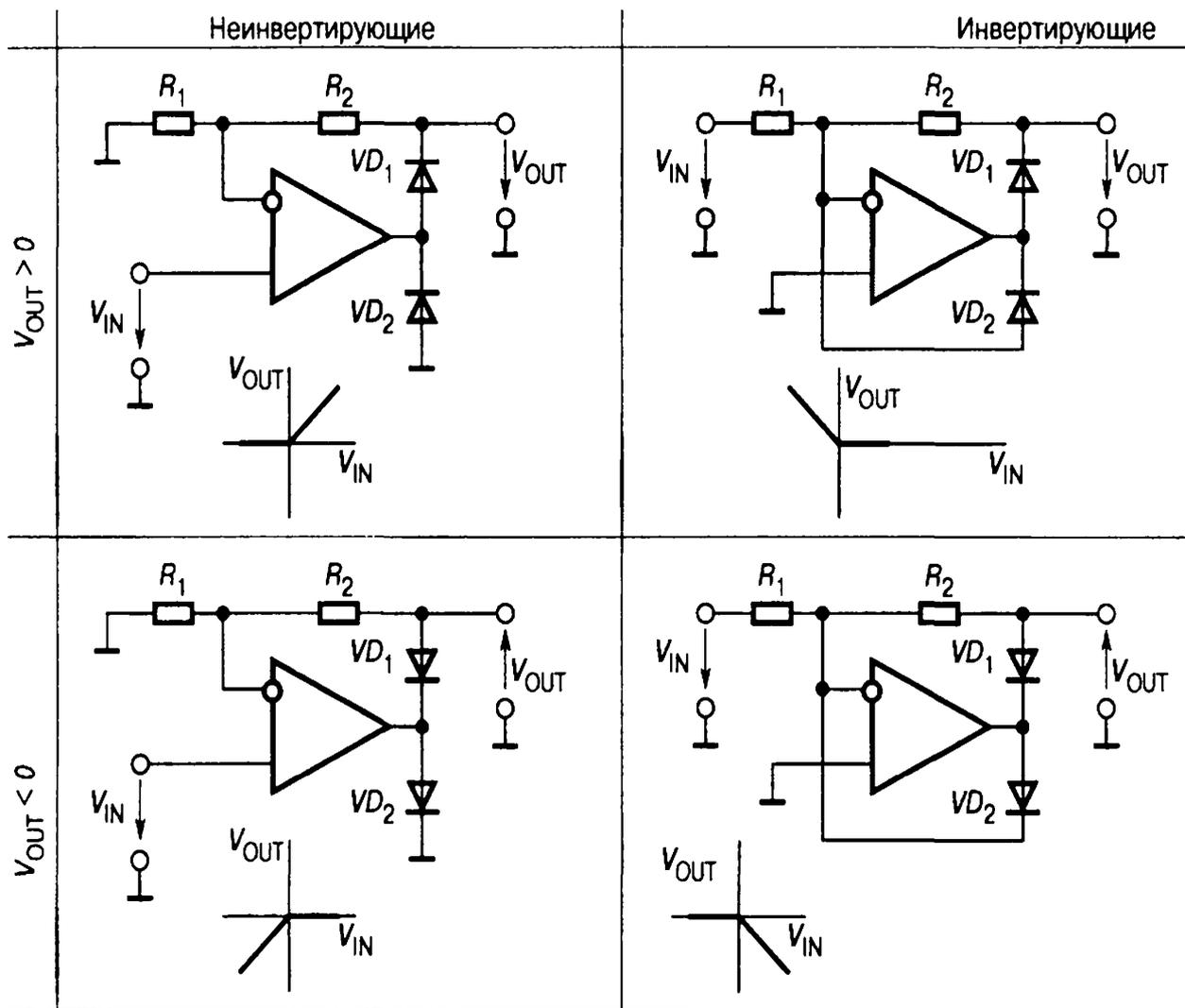
Рассмотренные схемы не содержат устройств температурной компенсации или коррекции для устранения влияния теплового тока  $I_0$  и температурного потенциала  $\varphi_T$ , что существенно ухудшает их работу.

## **8.6. Прецизионные выпрямители на операционных усилителях**

В некоторых устройствах обработки аналоговых сигналов необходимо выделение либо составляющих только одной полярности (однополупериодное выпрямление), либо определение абсолютного значения сигнала (двухполупериодное выпрямление). Эти операции могут быть реализованы на пассивных диодно-резистивных цепях, но относительно большое прямое падение напряжения на диодах (0,3 – 0,8 В) и нелинейность их вольт-амперной характеристики вносят в этом случае значительные погрешности, особенно при обработке слабых сигналов. Применение операционных усилителей позволяет в значительной степени ослабить влияние реальных характеристик диодов.

### **8.6.1. Однополупериодные выпрямители**

Схемы однополупериодных выпрямителей (рис. 8.14) отличаются друг от друга значением выходного напряжения – только положительным или только отрицательным и знаком коэффициента передачи – отрицательным (инвертирующие) и положительным (неинвертирующие).



**Рис. 8.14.** Варианты схем однополупериодных выпрямителей

Неинвертирующие однополупериодные выпрямители имеют высокое входное сопротивление, аналогичное входному сопротивлению неинвертирующего усилителя. Инвертирующие однополупериодные выпрямители имеют входное сопротивление, равное сопротивлению резистора  $R_1$ . В инвертирующем выпрямителе диод  $D_1$  открывается при отрицательном напряжении входного сигнала, обеспечивая передачу инвертированного сигнала на выход с коэффициентом, определяемым отношением резисторов  $R_1$  и

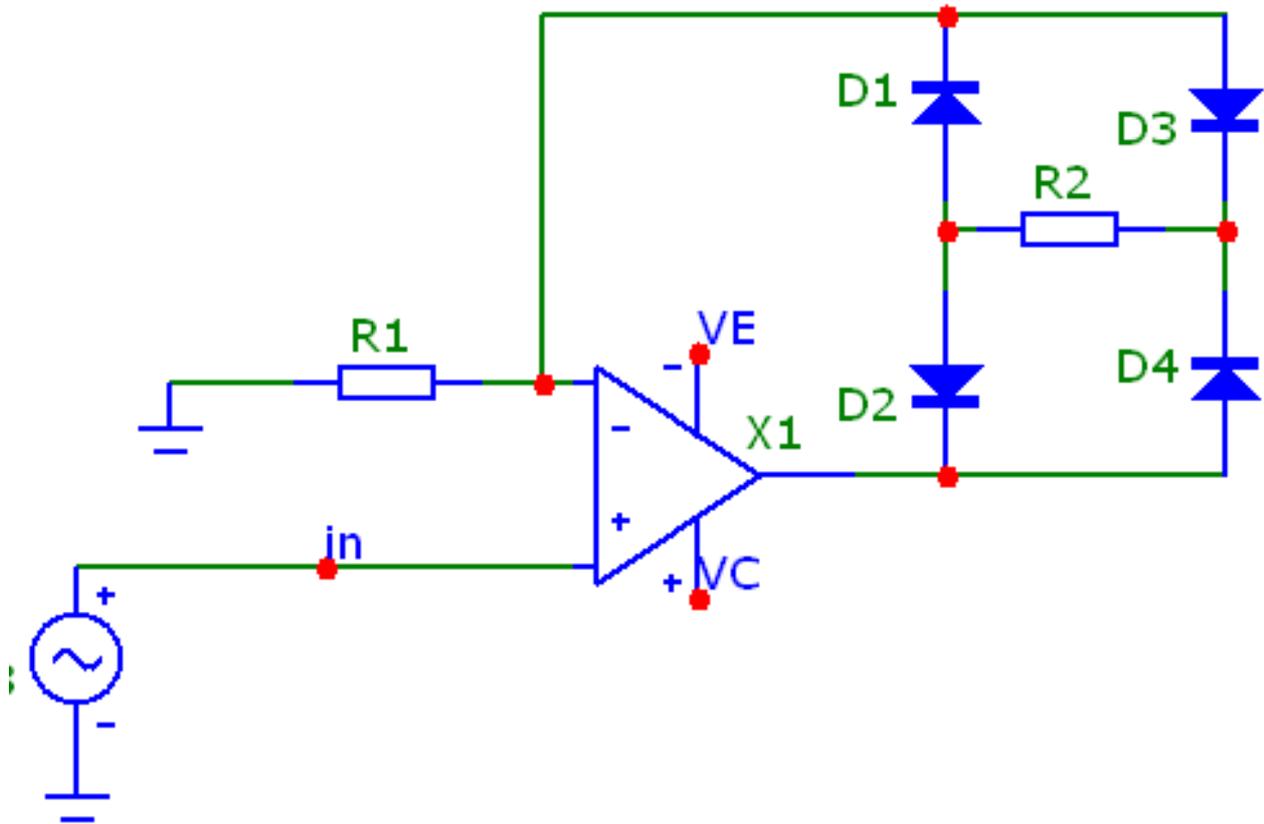
R2. Диод D2 смещен при этом в обратном направлении. В неинвертирующем выпрямителе диод D1 открывается при положительном напряжении входного сигнала, обеспечивая передачу неинвертированного сигнала на выход с коэффициентом, определяемым отношением резисторов R1 и R2. Диод D2 смещен при этом в обратном направлении.

Во всех представленных выпрямителях диод D2 введен для повышения их быстродействия. Введение диода D2 предотвращает насыщение операционного усилителя и ограничивает перепад его выходного напряжения при смене полярности входного сигнала. В неинвертирующей схеме диод D2 обеспечивает ограничение выходного напряжения операционного усилителя путем замыкания его выхода на землю, поэтому для этой схемы следует выбирать операционный усилитель, допускающий короткое замыкание на выходе в течение неограниченного времени.

Недостатком представленных схем является их выходное сопротивление, имеющее нелинейный характер.

### **8.6.2. Двухполупериодные выпрямители**

Простейшей схемой прецизионного двухполупериодного выпрямителя является схема с незаземленной нагрузкой (рис. 8.15). Такие выпрямители часто используют с стрелочным миллиамперметром.



**Рис. 8.15.** Двухполупериодный выпрямитель с незаземленной нагрузкой

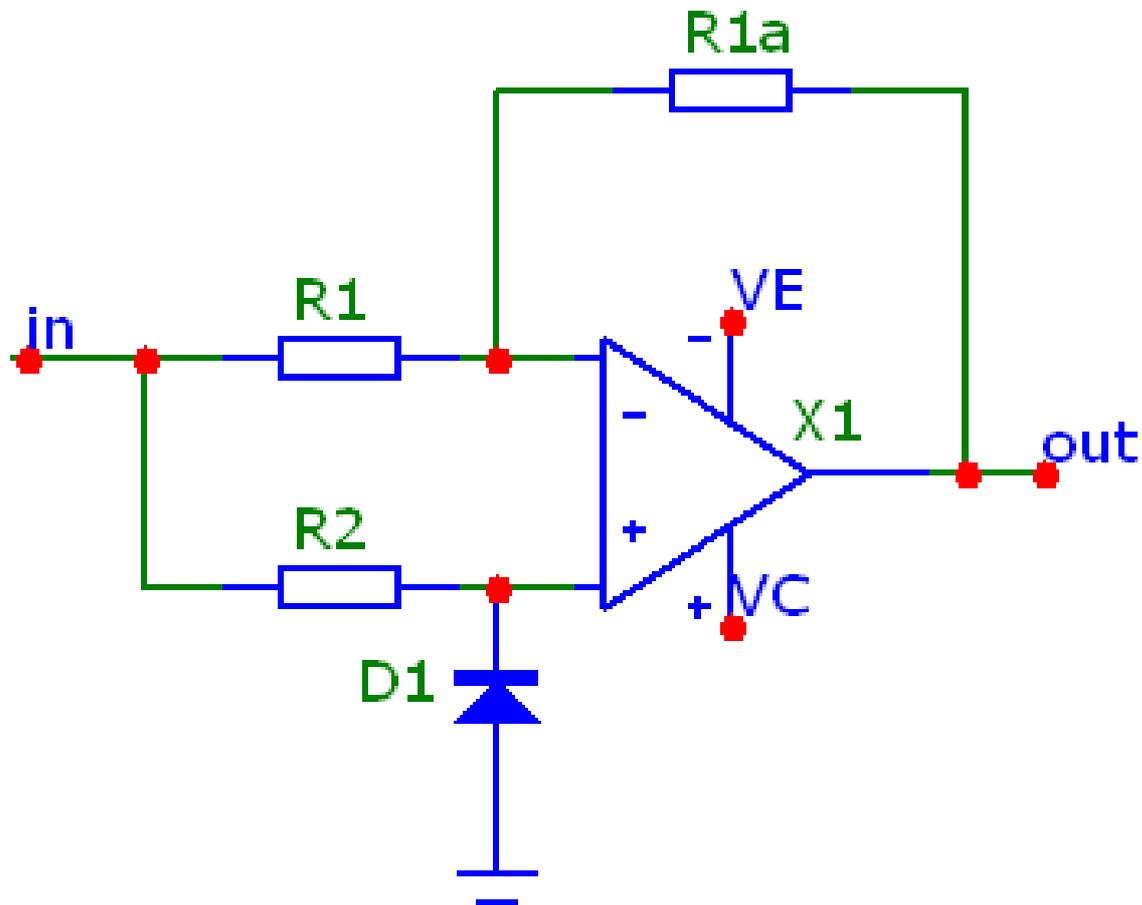
Здесь операционный усилитель служит в качестве управляемого по напряжению источника тока. Поэтому выходной ток не зависит от падения напряжения на диодах и сопротивления нагрузки R2.

Мостовая схема выпрямляет обе полуволны входного сигнала, при этом выпрямленный ток протекает через нагрузку

$$I_{OUT} = \frac{|U_{BX}|}{R}. \quad (8.29)$$

Эта схема не требует согласования резисторов и имеет высокое входное сопротивление.

Схемы двухполупериодного выпрямителя с заземленной нагрузкой на операционном усилителе в дифференциальном включении приведены на рис. 8.16 и 8.17. Одинаковые обозначения резисторов означают равенство их номиналов.

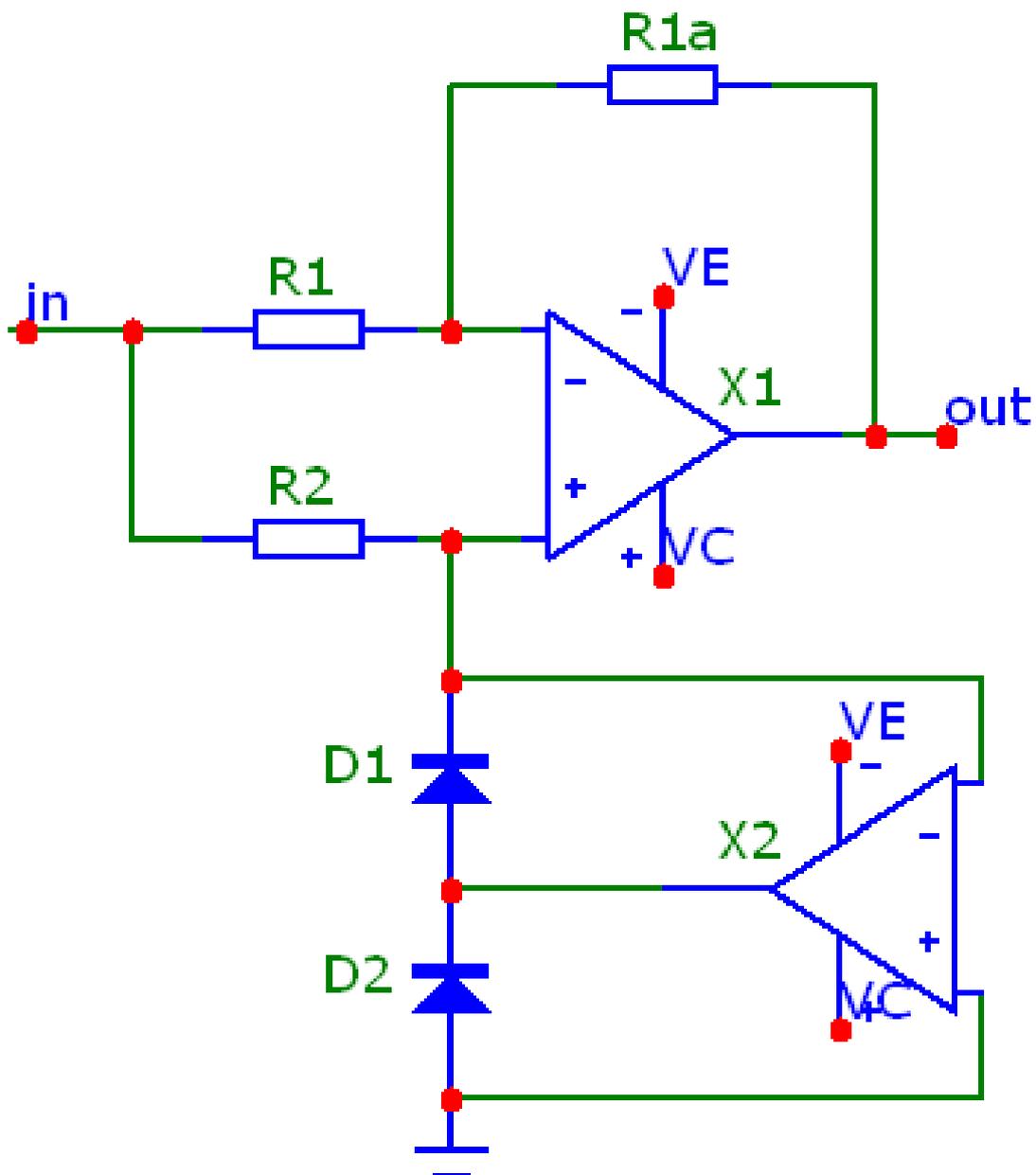


**Рис. 8.16.** Двухполупериодный выпрямитель с заземленным диодом (простая схема)

Простейшая из них (см. рис. 8.16) работает следующим образом. Положительное значение входного напряжения запирает диод, в результате чего схема работает в режиме неинвертирующего усилителя с единичным коэффициентом передачи. Отрицательное значение входного напряжения открывает диод.

Схема работает в режиме инвертирующего усилителя с единичным коэффициентом и  $U_{\text{вых}} = -U_{\text{вх}}$ . Но из-за конечного значения прямого напряжения на диоде последнее равенство выполняется с большой погрешностью.

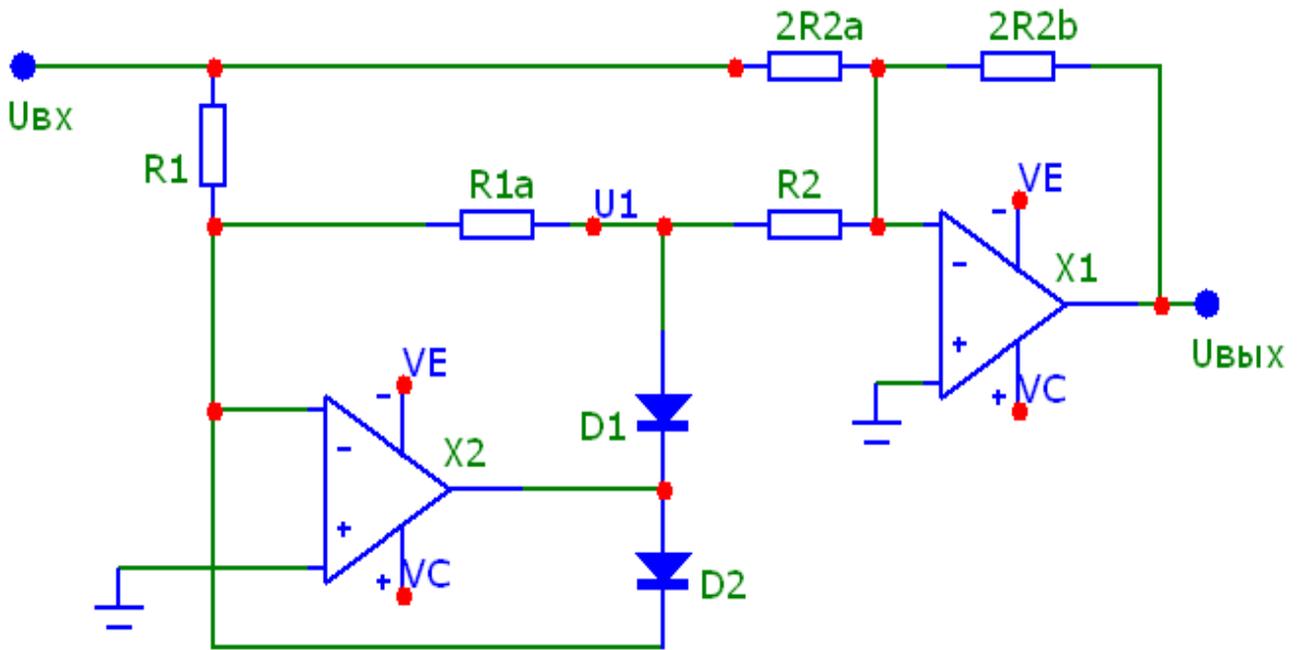
Точность можно повысить, если в схеме на рис. 8.16 заменить диод D1 моделью идеального диода на операционном усилителе X2 (рис. 8.17).



**Рис. 8.17.** Двухполупериодный выпрямитель с заземленным диодом (схема повышенной точности)

Здесь при положительном значении напряжения входного сигнала выходное напряжение операционного усилителя X2 будет отрицательным, в результате чего диод D1 закроется, а D2 откроется. Выход операционного усилителя X2 будет соединен с общей точкой практически накоротко и цепь обратной связи усилителя разомкнута. Операционный усилитель X1 работает в режиме неинвертирующего повторителя. При отрицательном значении напряжения входного сигнала диод D1 открыт, а диод D2 закрыт. Цепь обратной связи операционного усилителя X2 замкнута через открытый диод D1, поэтому напряжение между входами операционного усилителя X2, а стало быть, и на неинвертирующем входе операционного усилителя X1 близко к нулю. Тогда операционный усилитель X1 работает в режиме инвертирующего повторителя.

Обе схемы имеют разное входное сопротивление для положительных и отрицательных значений напряжений входных сигналов и требует согласования резисторов R1. Операционный усилитель X2 должен допускать короткое замыкание выхода и большое дифференциальное напряжение. Более хорошие характеристики имеет схема, приведенная на рис. 8.18, обеспечивается одинаковое входное сопротивление для положительного и отрицательного значений входного напряжения. Одинаковые обозначения резисторов означают равенство их номиналов.



**Рис. 8.18.** Улучшенная схема двухполупериодного выпрямителя

Схема состоит из сумматора на операционном усилителе X2 и однополупериодного выпрямителя на операционном усилителе X1 (см. левую нижнюю схему на рис. 8.14).

Прежде всего рассмотрим режимы работы операционного усилителя X1. При положительном входном напряжении он работает как инвертирующий усилитель. В этом случае диод D1 открыт, а D2 закрыт, поэтому выходное напряжение операционного усилителя X1 равно инвертированному входному. При отрицательном входном напряжении диод D1 закрыт, а D2 проводит и замыкает цепь отрицательной обратной связи усилителя, которая препятствует насыщению операционного усилителя X1. Поскольку диод D1 закрыт, напряжение  $U_1$  также равно нулю. Справедливы соотношения:

$$U_1 = \begin{cases} -U_{ВХ} & \text{при } U \geq 0, \\ 0 & \text{при } U \leq 0. \end{cases} \quad (8.30)$$

Подключение сумматора на операционном усилителе Х2 обеспечивает двухполупериодное выпрямление. Сумматор формирует напряжение

$$U_{ВЫХ} = -(U_{ВХ} + 2U_1). \quad (8.31)$$

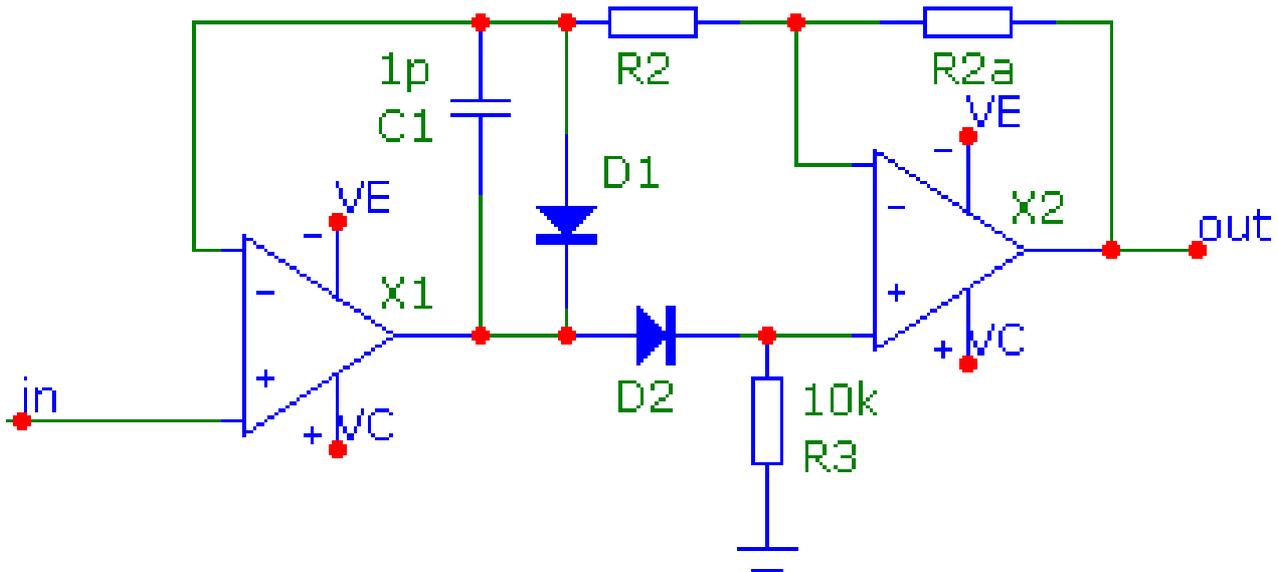
Учитывая формулу (6.2), получаем

$$U_1 = \begin{cases} -U_{ВХ} & \text{при } U \geq 0, \\ U_{ВХ} & \text{при } U \leq 0. \end{cases} \quad (8.32)$$

Это и есть искомая функция двухполупериодного выпрямителя.

Достоинством рассмотренной схемы является равное входное сопротивление для разных полярностей входного сигнала и отсутствие синфазного напряжения на входах усилителей. Недостаток – необходимость согласовывать большее число резисторов (5 шт.), по сравнению со схемой на рис. 8.18.

Достоинства двух последних устройств объединяет прецизионный выпрямитель, схема которого приведена на рис. 8.19. Одинаковые обозначения резисторов означают равенство их номиналов.



**Рис. 8.19.** Прецизионный выпрямитель с общей обратной СВЯЗЬЮ

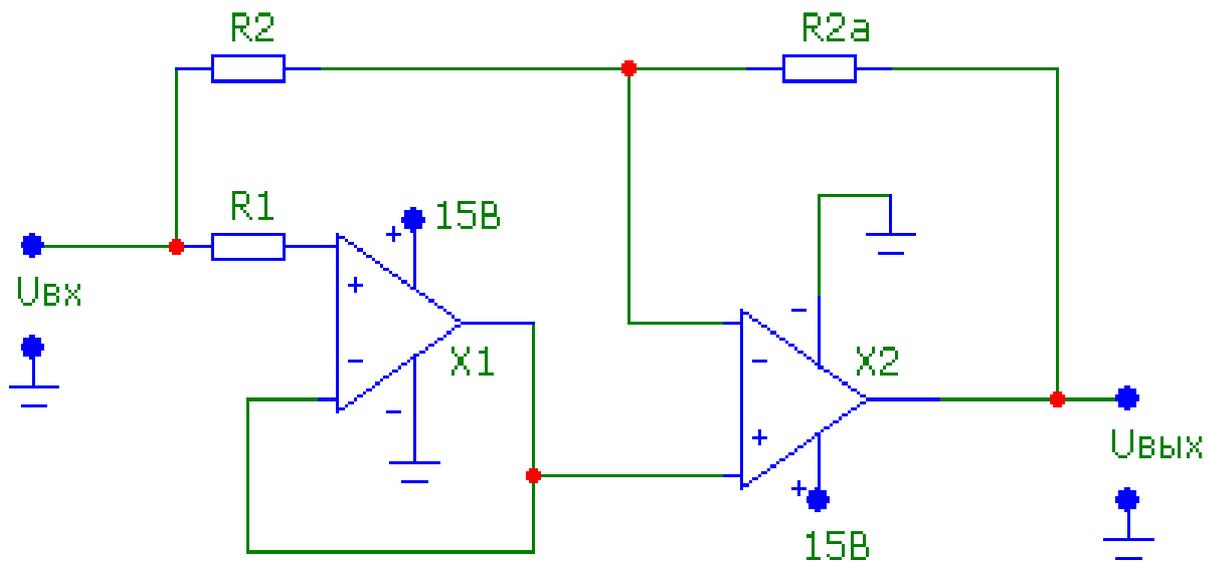
Рассмотрим работу схемы при  $R2 = R2a$ , полагая операционные усилители идеальными.

При  $U_{вх} < 0$  диод  $D1$  открыт, а диод  $D2$  закрыт. Как следствие, потенциалы входов операционного усилителя  $X2$  равны нулю, а напряжение на инвертирующем входе операционного усилителя  $X2$  совпадает с входным. В таком случае операционный усилитель  $X2$  работает как инвертирующий повторитель и  $U_{вых} = -U_{вх}$ , т.е. положительно. Если  $U_{вх} > 0$ , то диод  $D1$  закрыт, а диод  $D2$  открыт. Ток через резистор  $R1$ , а следовательно, и через  $R2$  равен нулю, поэтому выходное напряжение схемы  $U_{вых}$  совпадает с потенциалом инвертирующего входа операционного усилителя  $X1$  и, соответственно, равно входному напряжению. Это можно представить в виде

$$U_{ВЫХ} = \begin{cases} -U_{ВХ} & \text{при } U \leq 0, \\ U_{ВХ} & \text{при } U \geq 0. \end{cases} \quad (8.33)$$

Поскольку при  $U_{вх} > 0$  усилители соединяются каскадно в петле обратной связи, причем операционный усилитель X1 не имеет собственной ОС, необходимо принять меры для обеспечения устойчивости. С этой целью включают конденсатор  $C_k$  емкостью 10 – 100 пФ. Особые требования предъявляются к диоду D2 в отношении минимума обратных токов. Действительно, типовое значение обратного тока у обычных кремниевых импульсных диодов составляет величину порядка 1 мкА. Такой ток создает на резисторе R3 сопротивлением 2 кОм (меньше брать не следует, чтобы не перегружать операционный усилитель X1) напряжение 2 мВ, что очень много для прецизионной схемы. Выпускаются специальные диоды с пониженным обратным током (например, 1D101 имеет  $I_{обр} = 10$  пА). В качестве диода D2 можно также использовать переход затвор – канал полевых транзисторов с управляющим р–n-переходом, для которых ток утечки обычно менее 1 нА.

Очень простая схема двухполупериодного прецизионного выпрямителя представлена на рис. 8.20. Одинаковые обозначения резисторов означают равенство их номиналов.



**Рис. 8.20.** Прецизионный бездиодный выпрямитель на операционном усилителе с однополярным питанием

Такая схема вообще не содержит диодов. Но в ней могут применяться только операционные усилители с полным размахом входных и выходных напряжений (rail-to-rail). Усилители запитываются обязательно от однополярного источника.

Если  $U_{вх} > 0$ , то усилитель операционный усилитель X1, работает как неинвертирующий повторитель. В этом случае усилитель, операционный усилитель X2, работает в дифференциальном включении и  $U_{вых} = U_{вх}$ . При  $U_{вх} < 0$  усилитель, операционный усилитель X1, переходит в отрицательное насыщение, напряжение на его выходе становится равным нулю, так как питание однополярное. Тогда операционный усилитель X2 переходит в режим инвертирующего повторителя, поэтому

$$U_{ВЫХ} = -U_{ВХ}.$$

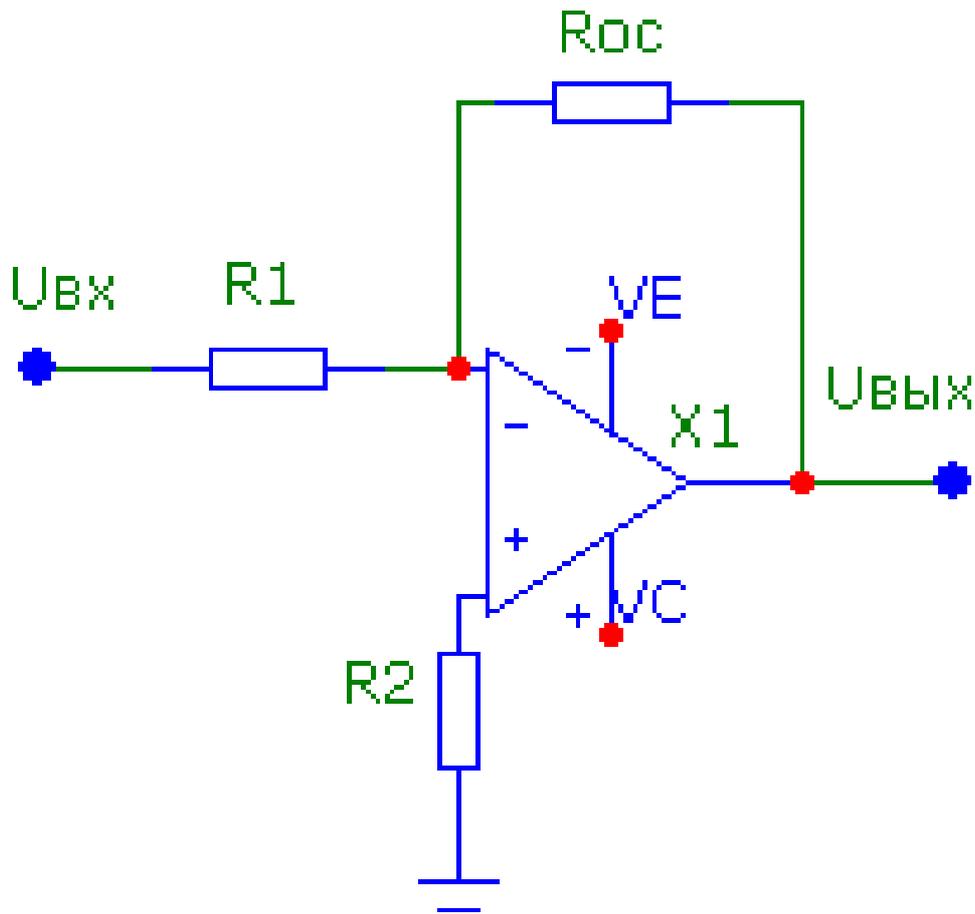
Операционный усилитель X2 всегда работает в линейном режиме, а напряжение на неинвертирующем входе операционного усилителя X1 при  $U_{вх} < 0$  становится меньше, чем напряжение отрицательного источника питания. Из-за того что операционный усилитель X1 долго выходит из насыщения, частотный диапазон схемы очень узкий – порядка 0–2 кГц.

## **9. Однополярное питание операционных усилителей**

### **9.1. Основные сведения**

Операционные усилители преимущественно используются в схемах с двухполярным питанием, но схемы с однополярным питанием позволяют уменьшить сложность источника питания и зачастую повысить экономичность устройств.

Операционные усилители преимущественно используются в схемах с двухполярным питанием, поскольку входные и выходные сигналы операционного усилителя чаще всего могут иметь как положительную, так и отрицательную полярность относительно общей шины схемы. В этом случае, если неинвертирующий вход операционного усилителя соединен с общей шиной, синфазное входное напряжение, вызывающее погрешность преобразования сигнала схемой на операционном усилителе, отсутствует (рис. 9.1).



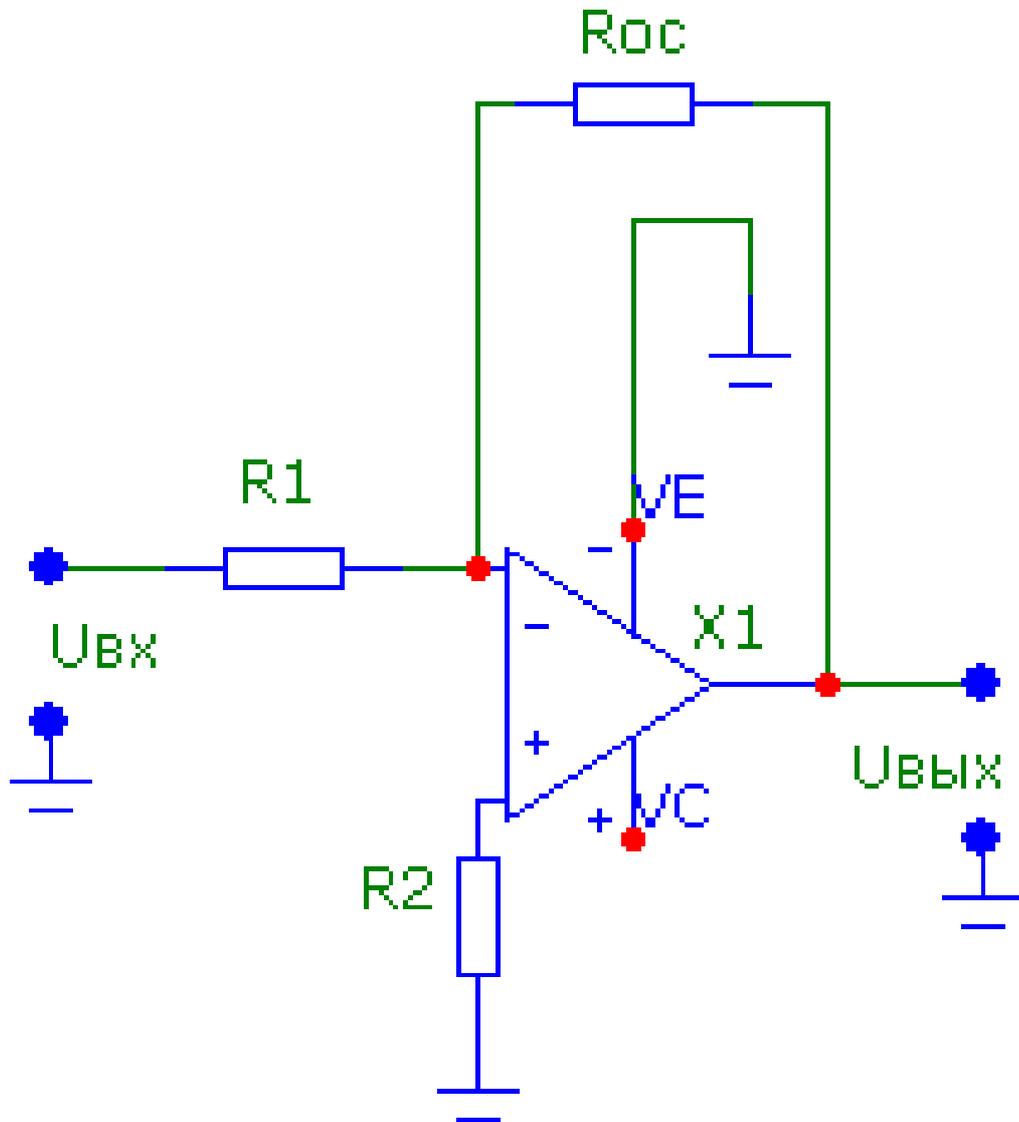
**Рис. 9.1.** Схема усилителя с двухполярным питанием

Тогда выходное напряжение операционного усилителя

$$U_{ВЫХ} = -U_{ВХ} \frac{R_{OC}}{R_1}. \quad (9.1)$$

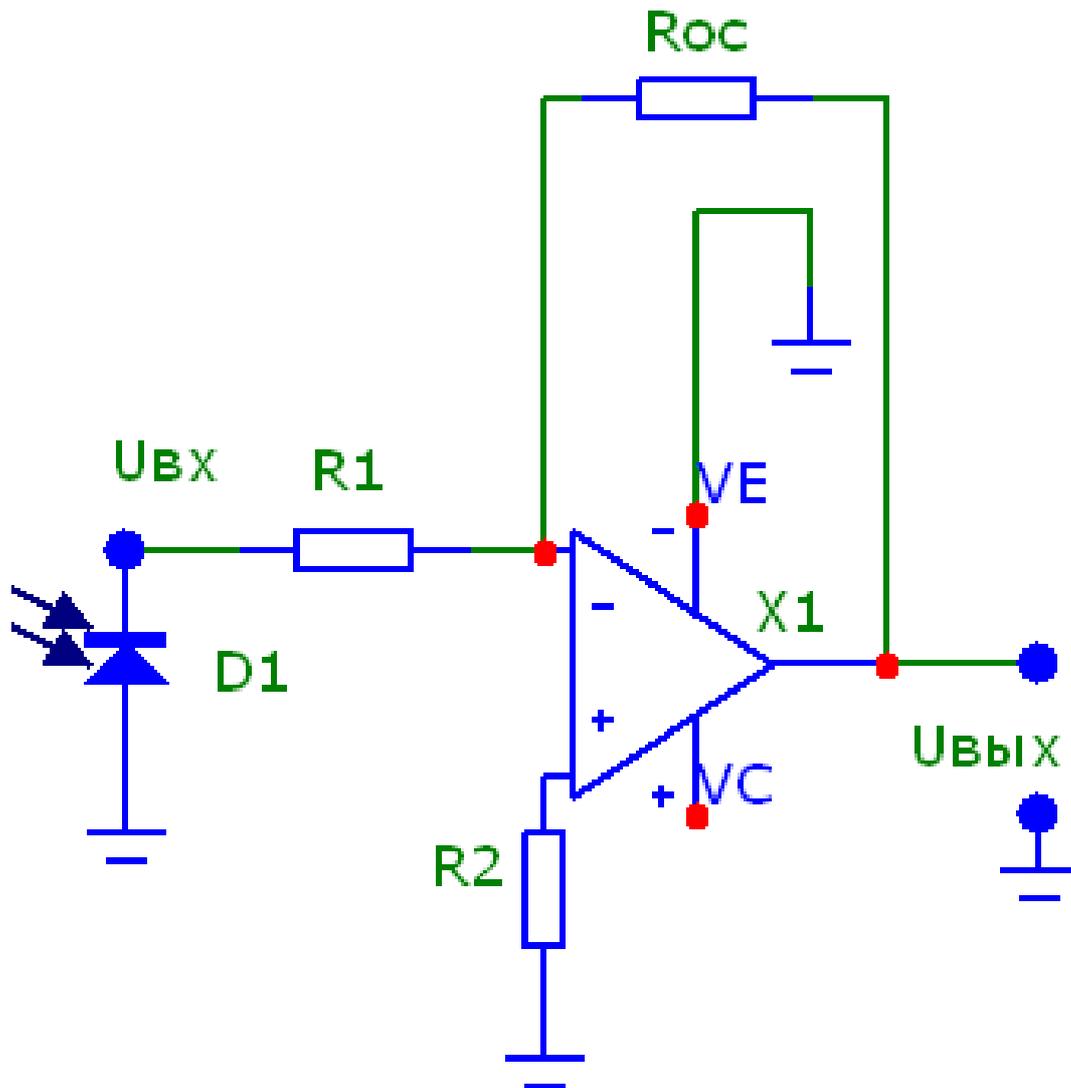
Схема инвертирующего усилителя с однополярным питанием приведена на рис. 9.2. В ней входное напряжение привязано не к средней точке источников питания, как это делается в случае двухполярного питания операционных усилителей, а к отрицательному выводу источника питания. Эта схема не работает, если входное напряжение положительно, поскольку выходное напряжение должно в этом случае становиться отрицательным, а отрицательного источника питания здесь нет. Для нормальной работы с отрицательными входными сигналами в этой схеме следует

использовать операционный усилитель, допускающий соединение входов с шинами питания. Непременное требование соединения входов с общей шиной или другим опорным напряжением затрудняет построение схем на операционных усилителях с однополярным питанием.



**Рис. 9.2.** Инвертирующее включение операционных усилителей с однополярным питанием

Особенно просто использовать однополярное питание операционных усилителей тогда, когда источник входного сигнала однополярный как фотодиод на рис. 9.3.



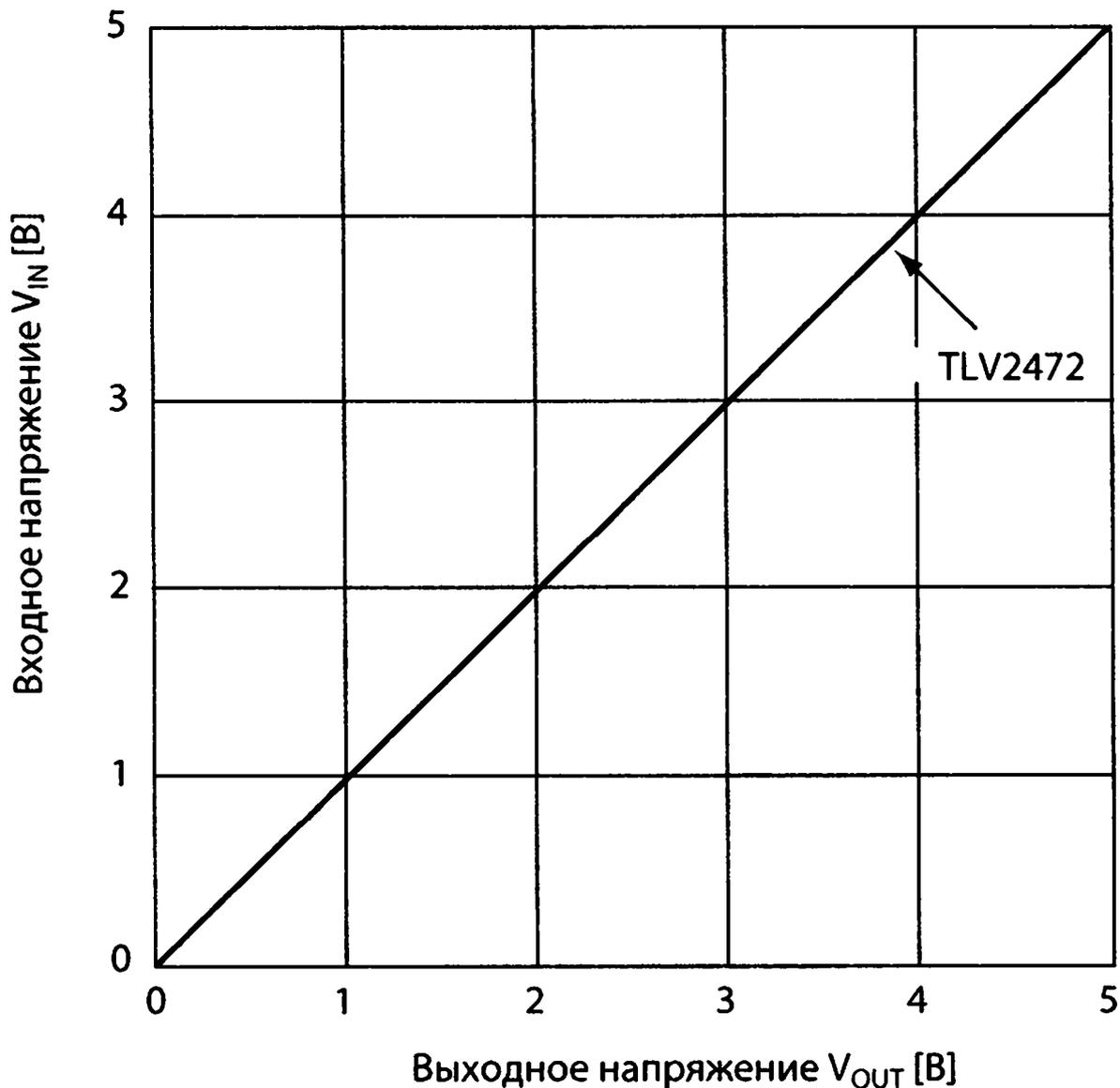
**Рис. 9.3.** Схема включения операционного усилителя с фотодиодом, работающим в режиме фотоэлемента

В других случаях могут использоваться различные способы смещения входных и выходных напряжений операционного усилителя.

## 9.2. Смещение операционных усилителей с однополярным питанием

Для выбора требуемой схемы применения операционного усилителя и определения номиналов, входящих в неё

элементов, следует сначала записать требуемую передаточную функцию (рис. 9.4).



**Рис. 9.4.** Передаточная характеристика линейного усилителя

Передаточная характеристика линейного усилителя описывается выражением

$$U_{ВЫХ} = \pm m U_{ВХ} \pm b. \quad (9.2)$$

Это уравнение прямой линии, в зависимости от знаков  $m$  (усиления) и  $b$  (точки пересечения с осью ординат), может

иметь четыре варианта:

$$U_{ВЫХ} = +mU_{ВХ} + b. \quad (9.3)$$

$$U_{ВЫХ} = +mU_{ВХ} - b. \quad (9.4)$$

$$U_{ВЫХ} = -mU_{ВХ} + b. \quad (9.5)$$

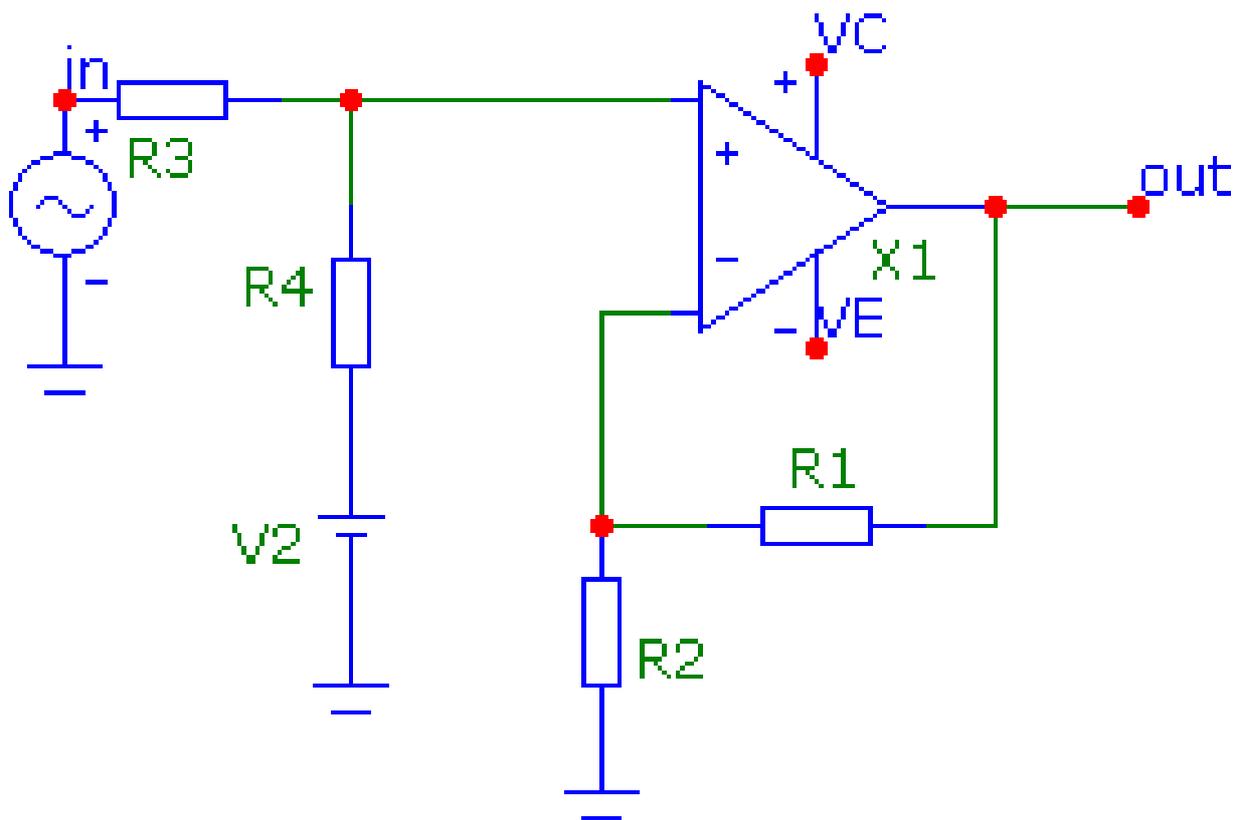
$$U_{ВЫХ} = -mU_{ВХ} - b. \quad (9.6)$$

Имея параметры хотя бы двух точек этой характеристики ( $U_{ВЫХ}$  и  $U_{ВХ}$ ), можно определить значения  $m$  и  $b$  в выражении, описывающем требуемую передаточную функцию.

Далее мы рассмотрим схемы, используемые для реализации передаточных характеристик, описываемых уравнениями (9.3)–(9.6). Отметим, что эти выражения могут быть реализованы и с помощью других схем, но мы будем рассматривать только те схемы, в которых не требуется отрицательное смещение.

$$\text{Вариант 1. } U_{ВЫХ} = +mU_{ВХ} + b$$

На рис. 9.5 приведена схема, реализующая рассматриваемую передаточную функцию.



**Рис. 9.5.** Схема, реализующая передаточную функцию вида  $U_{ВЫХ} = +mU_{ВХ} + b$

Передаточная характеристика этой схемы описывается выражением, полученным с использованием принципа суперпозиции:

$$U_{ВЫХ} = U_{ВХ} \left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + U_{ОП} \left( \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right). \quad (9.7)$$

Сравнивая это выражение с уравнением прямой линии

$$U_{ВЫХ} = +mU_{ВХ} + b, \quad (9.8)$$

получим коэффициенты  $m$  и  $b$ :

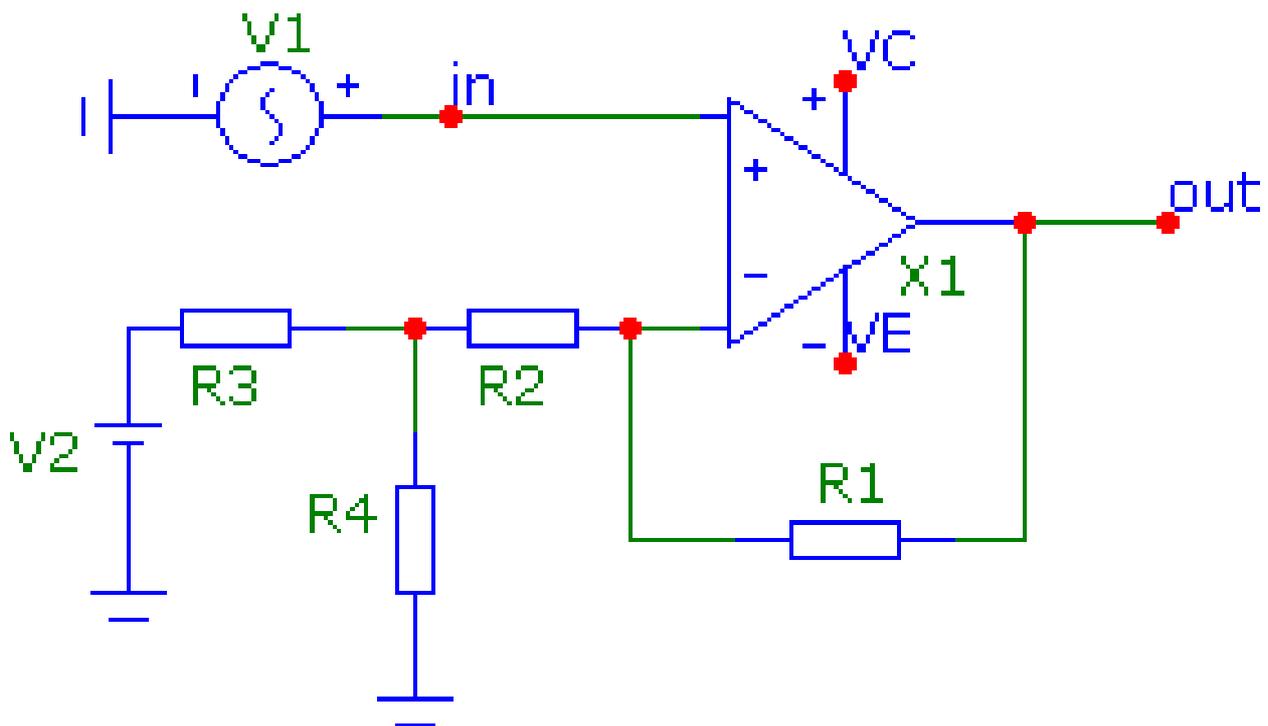
$$m = \left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right). \quad (9.9)$$

$$b = U_{OP} \left( \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right). \quad (9.10)$$

Вариант 2.  $U_{ВЫХ} = +mU_{ВХ} - b$

На рис. 9.6 приведена схема, реализующая передаточную функцию вида

$$U_{ВЫХ} = +mU_{ВХ} - b. \quad (9.11)$$



**Рис. 9.6.** Схема, реализующая передаточную функцию вида  $U_{ВЫХ} = +mU_{ВХ} - b$

Уравнение для передаточной функции этой схемы

получим считая соединения резисторов  $R_3$  и  $R_4$  между собой параллельными и считая операционный усилитель идеальным.

$$U_{ВЫХ} = U_{ВХ} \left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left( 1 + \frac{R_1}{R_2 + R_3 // R_4} \right) - U_{ОП} \left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left( \frac{R_1}{R_2 + R_3 // R_4} \right). \quad (9.12)$$

Сравнение выражений (9.11) и (9.12) позволяет найти  $m$  и  $b$ :

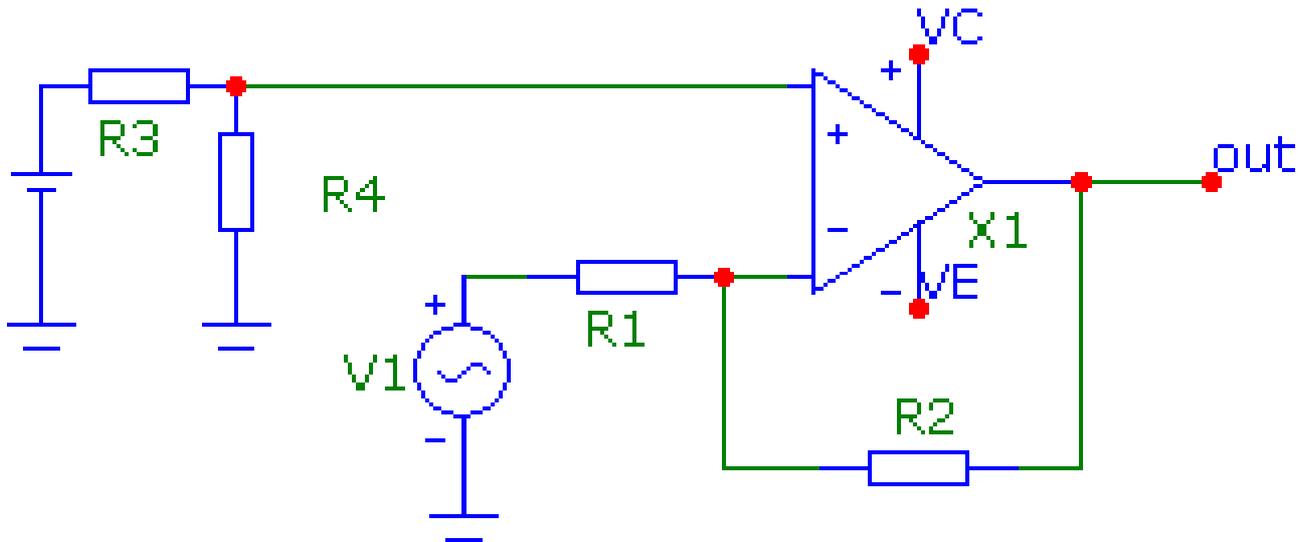
$$m = \left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left( 1 + \frac{R_1}{R_2 + R_3 // R_4} \right). \quad (9.13)$$

$$|b| = U_{ОП} \left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left( \frac{R_1}{R_2 + R_3 // R_4} \right). \quad (9.14)$$

Вариант 3.  $U_{ВЫХ} = -mU_{ВХ} + b$

На рис. 9.7 приведена схема, реализующая передаточную функцию вида

$$U_{ВЫХ} = -mU_{ВХ} + b. \quad (9.15)$$



**Рис. 9.7.** Схема, реализующая передаточную функцию

$$\text{вида } U_{\text{ВЫХ}} = -mU_{\text{ВХ}} + b$$

Используя принцип суперпозиции, запишем уравнение передаточной функции

$$U_{\text{ВЫХ}} = -U_{\text{ВХ}} \left( \frac{R_2}{R_1} \right) + U_{\text{ОП}} \left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right). \quad (9.16)$$

Сравнение коэффициентов в уравнениях (9.16) и (9.15) позволяет получить значения  $m$  и  $b$ :

$$|m| = \left( \frac{R_2}{R_1} \right). \quad (9.17)$$

$$b = U_{\text{ОП}} \left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right). \quad (9.18)$$

Необходимо помнить, что при выключенном питании операционного усилителя отрицательное входное напряжение, поданное на его инвертирующий вход, может вызвать его повреждение.

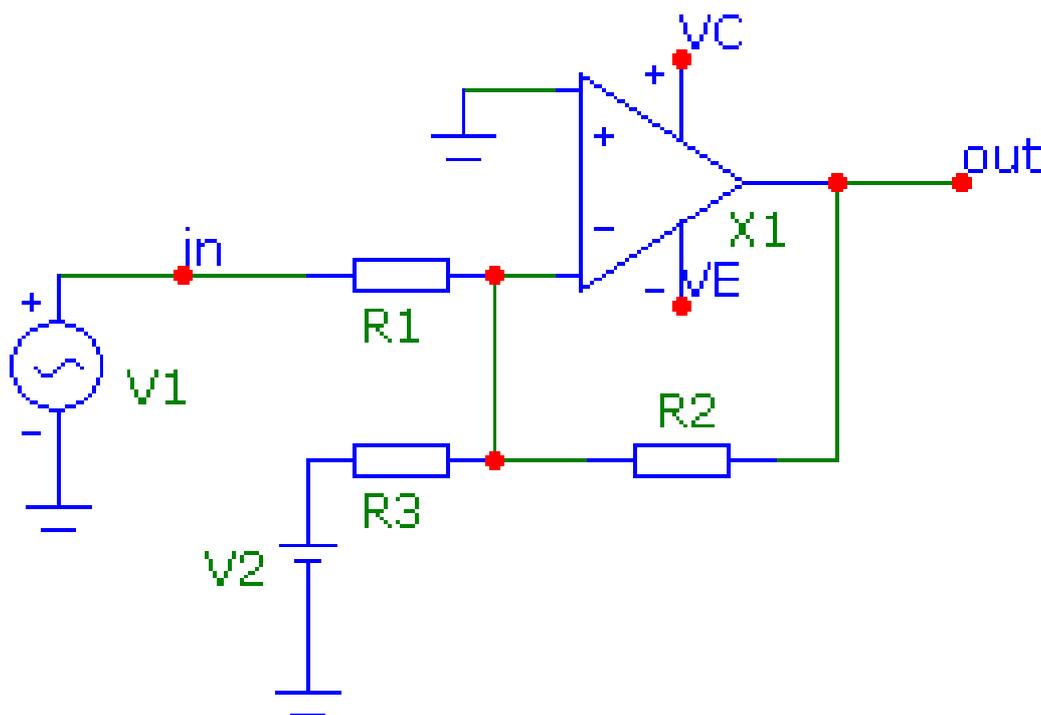
Для защиты операционный усилитель от повреждения в этой ситуации в схему может быть введён диод,

шунтирующий инвертирующий вход операционного усилителя для входного напряжения отрицательной полярности. Обычно применяют диод с малым прямым падением напряжения, например германиевый или с барьером Шоттки.

Вариант 4. 
$$U_{\text{ВЫХ}} = -mU_{\text{ВХ}} - b$$

На рис. 9.8 приведена схема, реализующая передаточную функцию вида

$$U_{\text{ВЫХ}} = -mU_{\text{ВХ}} - b. \quad (9.19)$$



**Рис. 9.8.** Схема, реализующая передаточную функцию вида

$$U_{\text{ВЫХ}} = -mU_{\text{ВХ}} - b$$

Используя принцип суперпозиции, запишем уравнение передаточной функции

$$U_{ВЫХ} = -U_{ВХ} \left( \frac{R_2}{R_1} \right) - U_{ОП} \left( \frac{R_3}{R_2} \right). \quad (9.20)$$

Сравнение коэффициентов в уравнениях (9.19) и (9.20) позволяет получить значения  $m$  и  $b$ :

$$|m| = \left( \frac{R_2}{R_1} \right). \quad (9.21)$$

$$|b| = U_{ОП} \left( \frac{R_3}{R_2} \right). \quad (9.22)$$

Для защиты операционного усилителя от повреждения в этой ситуации в схему может быть введён диод, шунтирующий инвертирующий вход операционного усилителя для входного напряжения отрицательной полярности. Обычно применяют диод с малым прямым падением напряжения, например германиевый или с барьером Шоттки.

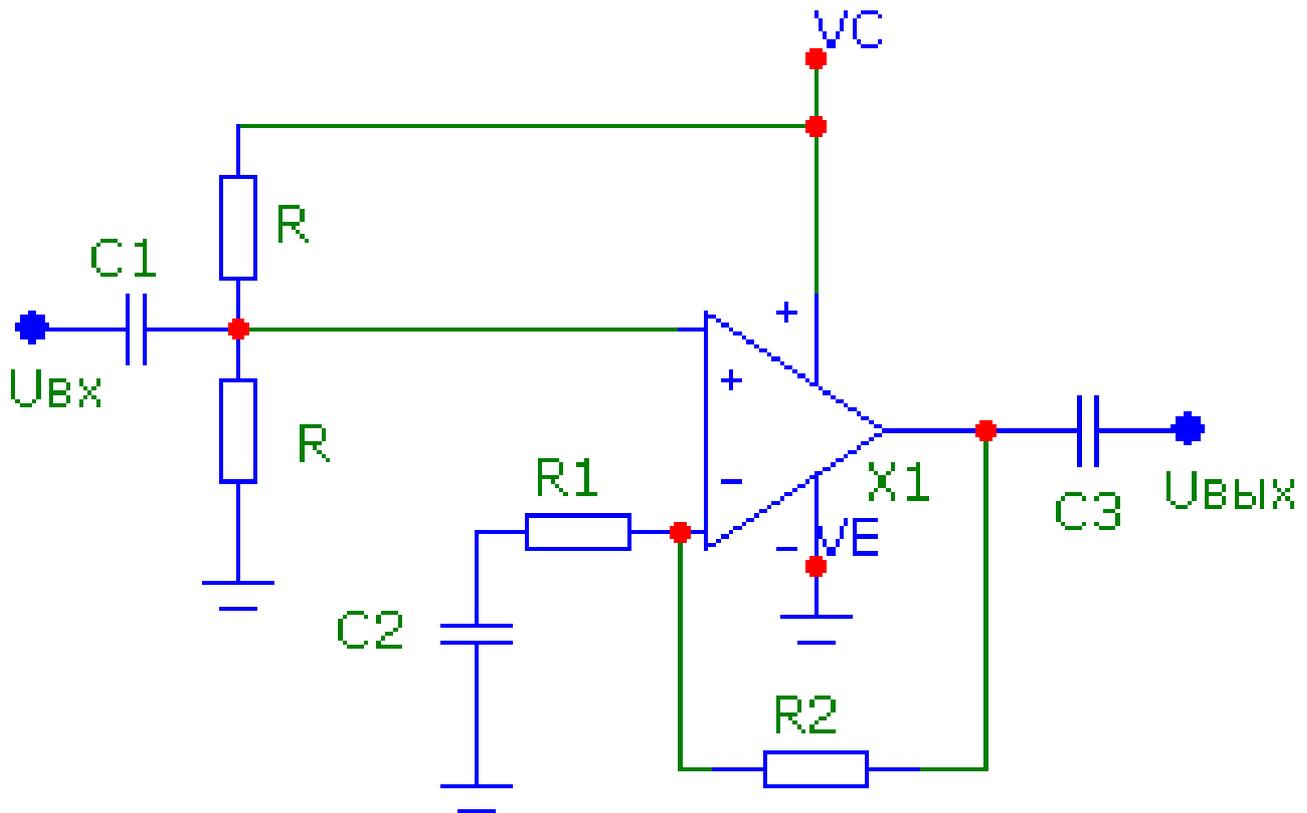
Схемы и значения постоянных  $m$  и  $b$  выбираются так, чтобы при любых возможных значениях входного напряжения  $U_{вх}$  выполнялось следующее условие:

$$0 < U_{ВЫХ} < V_c. \quad (9.23)$$

Обычно  $m$  определяется необходимым усилением схемы, поэтому разработчик может выбрать только конфигурацию схемы и постоянную  $b$ .

### 9.3. Схема включения операционного усилителя для усиления сигналов переменного тока

Типовая схема включения операционного усилителя для усиления сигналов переменного тока с питанием от однополярного источника приведена на рис. 9.9.



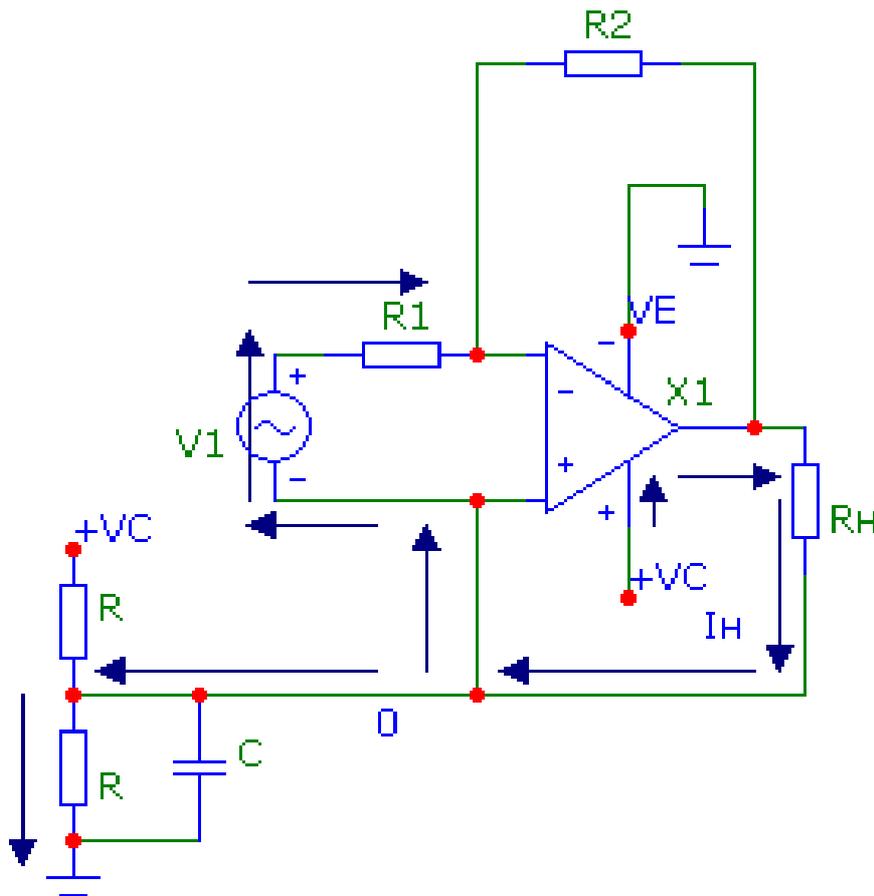
**Рис. 9.9.** Схема включения операционного усилителя для усиления сигналов переменного тока

Здесь напряжение смещения равно половине напряжения питания. Резисторы делителя цепи смещения могут быть выбраны достаточно высокоомными, чтобы не нагружать источники питания и входного сигнала.

## 9.4. Введение искусственной нулевой точки

От использования цепей смещения можно отказаться, если ввести искусственную нулевую точку, т.е. точку схемы, потенциал которой равен половине напряжения однополярного источника питания. Для того чтобы схема могла усиливать сигналы разной полярности, источник входного сигнала включается между входом усилителя и искусственной нулевой точкой.

На рис. 9.10 представлена схема с резистивным делителем напряжения, средняя точка которого соединена с искусственной нулевой точкой 0.



**Рис. 9.10.** Схема формирования потенциала искусственной нулевой точки

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

Схема со стабилитроном (рис. 9.11) обеспечивает хорошую стабилизацию потенциала искусственной нулевой точки относительно отрицательного полюса источника питания.

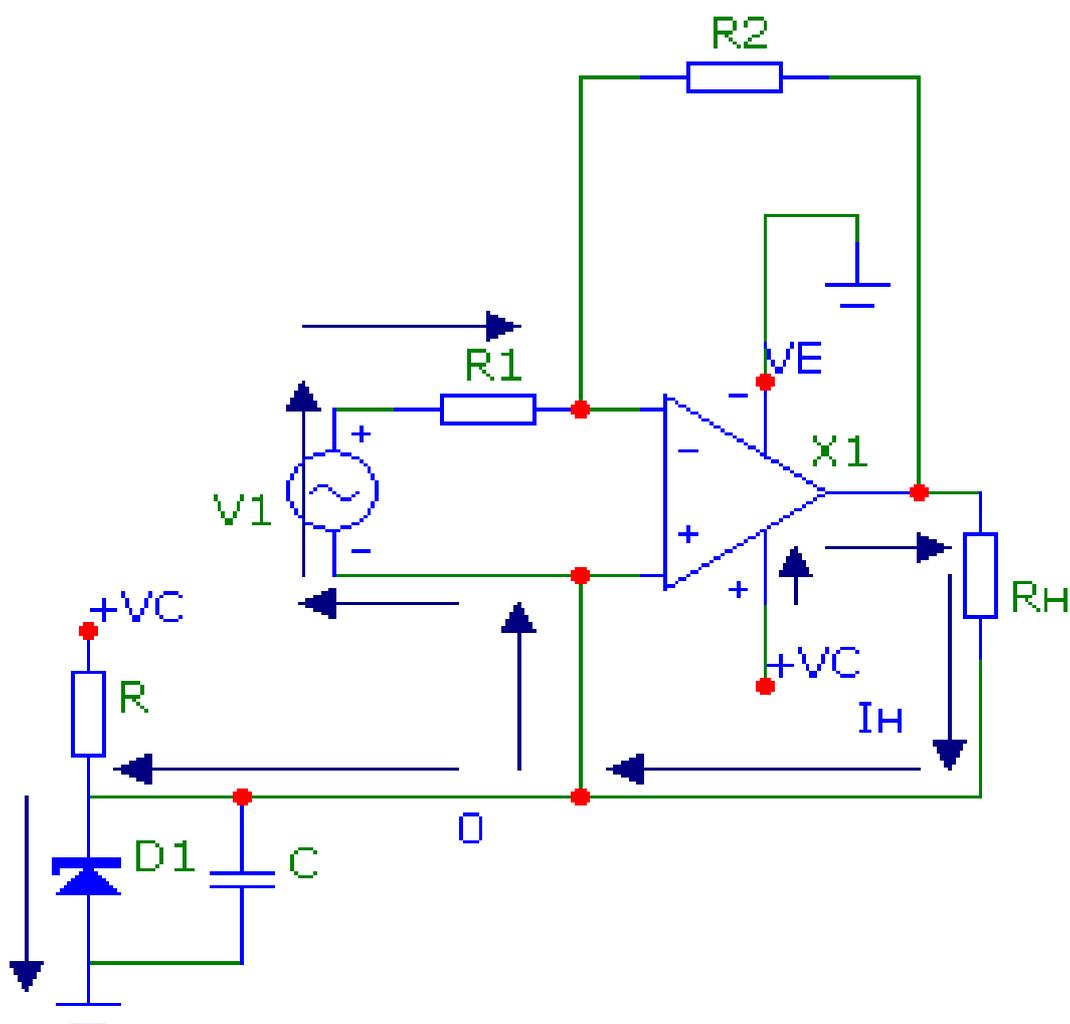
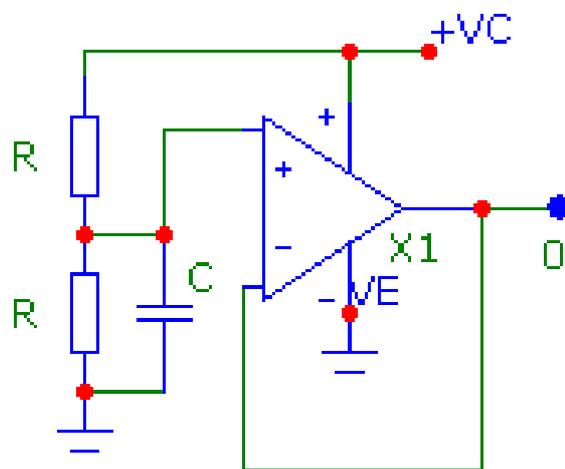


Рис. 9.11. Схема со стабилитроном

Эта схема хорошо работает при вытекающем выходном токе операционного усилителя, но для сохранения стабильности потенциала точки 0 при значительном втекающем выходном токе требуется резистор R с низким сопротивлением, что опять-таки обуславливает повышенные потери.

Лучшие характеристики имеет схема с операционным усилителем, подключенным по схеме неинвертирующего повторителя к средней точке резистивного делителя напряжения (рис. 9.12).

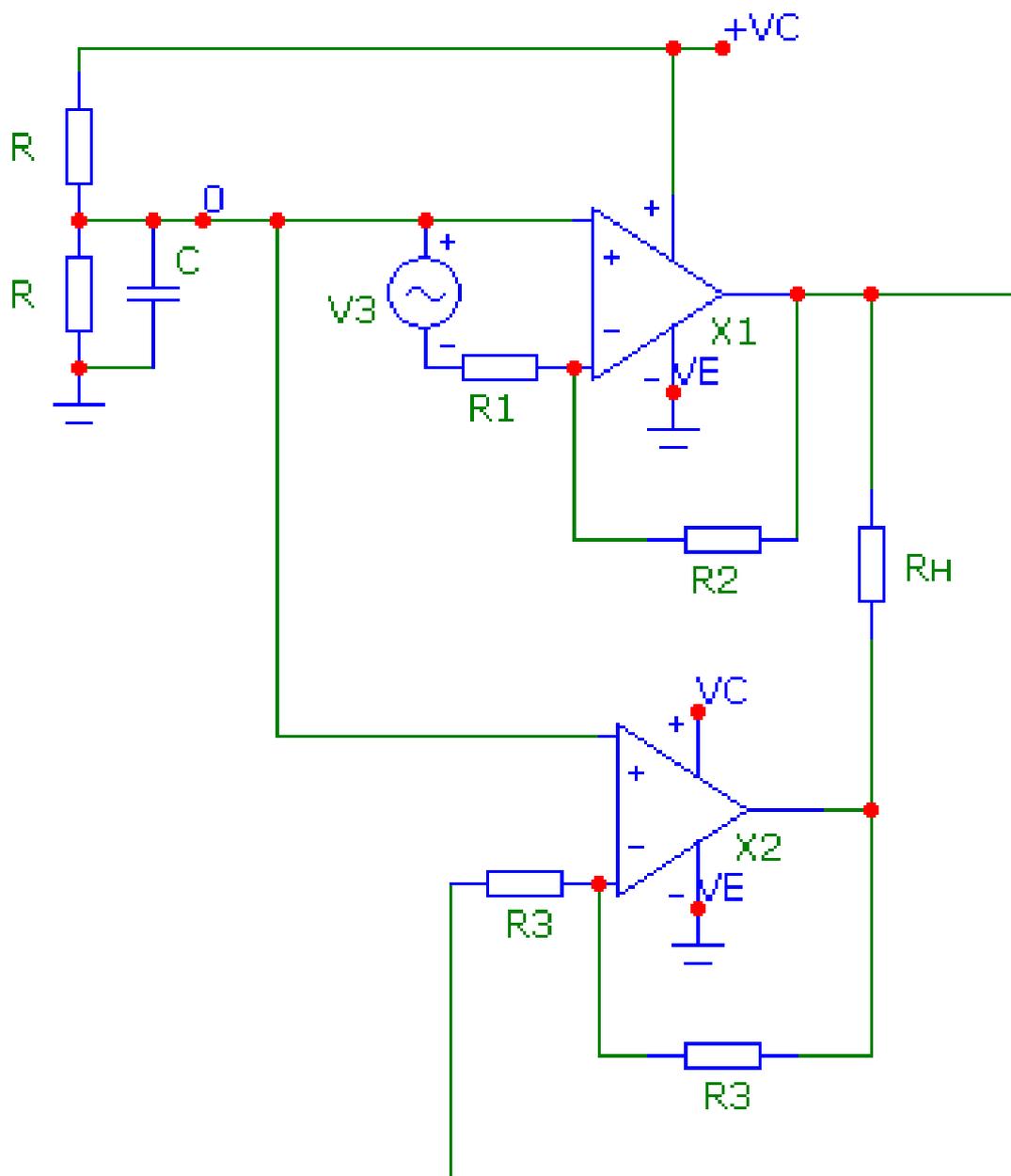


**Рис. 9.12.** Схема формирования искусственной нулевой точки на операционном усилителе

В данной схеме делитель может быть высокоомным, так как он нагружен только входным током покоя операционного усилителя. Операционный усилитель сравнивает потенциал на выходе схемы с потенциалом в средней точке делителя и поддерживает напряжение на своем выходе таким, чтобы разность сравниваемых потенциалов была равна нулю. Этот эффект достигается благодаря действию отрицательной обратной связи. При малых токах покоя, потребляемых этой

схемой (менее 1 мА), такой активный делитель имеет выходное сопротивление не более 1 Ом.

В том случае, если нагрузка может быть не связана с общей точкой схемы, или с какой-либо из шин питания, можно использовать простейший вариант формирования искусственной нулевой точки на резистивном делителе, но с мостовой усилительной схемой (рис. 9.13).



**Рис. 9.13.** Мостовая усилительная схема

В этой схеме инвертирующий повторитель на операционном усилителе X2 создает на нижнем выводе нагрузки  $R_n$  потенциал, противофазный по отношению к потенциалу верхнего ее вывода. Здесь в искусственную нулевую точку втекает ток, равный  $U_{вх}/R_1$ , поэтому сопротивление резистора  $R_1$  следует взять по возможности большим, иначе возможна несимметрия нулевой точки.

Дополнительные достоинства этой схемы: увеличение максимальной амплитуды напряжения на нагрузке в два раза при том же напряжении питания и заметное повышение КПД при полном размахе выходного напряжения.

## 10. Полностью дифференциальный операционный усилитель

### 10.1. Основные сведения

Обычно операционный усилитель имеет два входа – инвертирующий и неинвертирующий – и один выход, сигналы на котором снимаются относительно потенциала земли системы (рис. 10.1). При этом входы операционного усилителя являются входами дифференциального усилителя, представляющего собой первый каскад операционного усилителя.

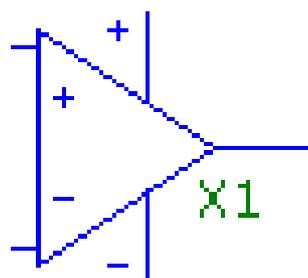
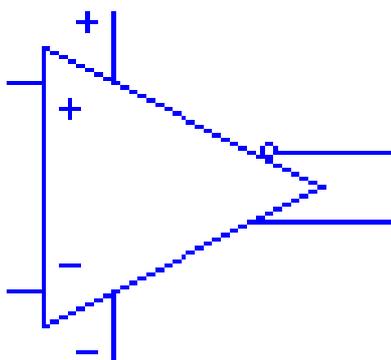


Рис. 10.1. Операционный усилитель с одним выходом

Операционный усилитель имеет также два вывода питания, на которые могут подаваться либо два равные по величине, но различные по полярности напряжения, либо на один из выводов подаётся напряжение питания, а второй подключается к земле.

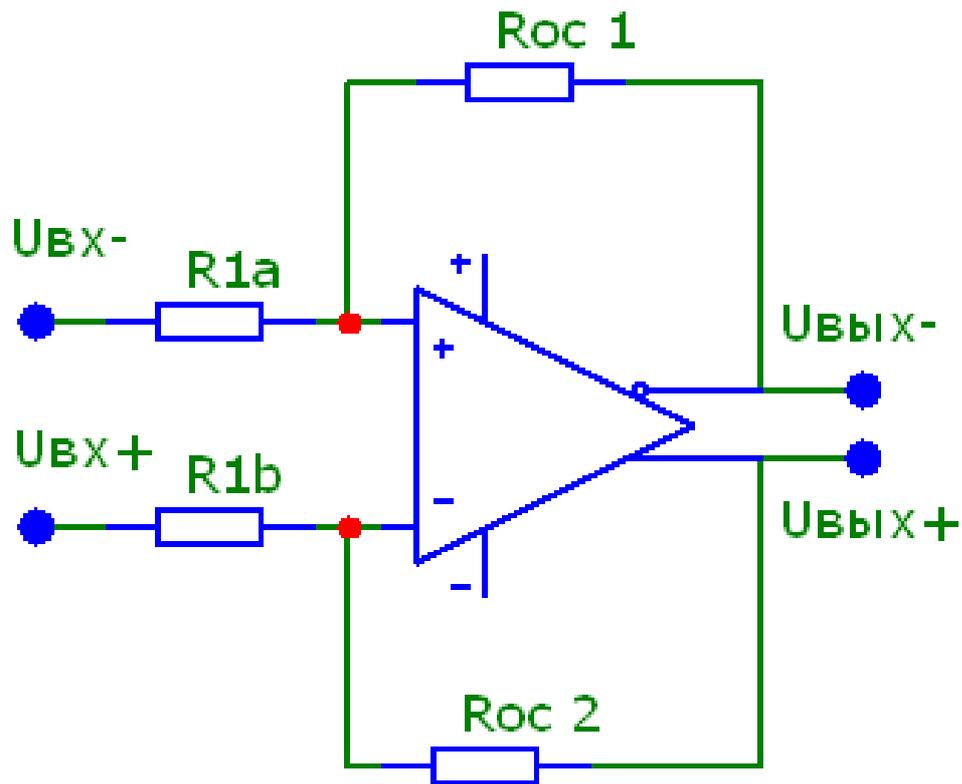
В полностью дифференциальном операционном усилителе (рис. 10.2) добавлен ещё один выход (инверсный).



**Рис. 10.2.** Полностью дифференциальный операционный усилитель

Сигналы на втором выходе находятся в противофазе с сигналами на первом выходе, и, подобно входам операционного усилителя, выходы полностью дифференциального операционного усилителя называются инвертирующим и неинвертирующим.

Для полностью дифференциального операционного усилителя цепи обратной связи должны быть включены между каждым из выходов и входами, как это показано, например, на рис. 10.3.



**Рис. 10.3.** Пример введения цепей ОС в полностью дифференциальном операционном усилителе

Обе цепи обратной связи для полностью дифференциального операционного усилителя должны быть идентичными. Если они различаются между собой, то могут возникнуть значительные искажения сигналов второго порядка.

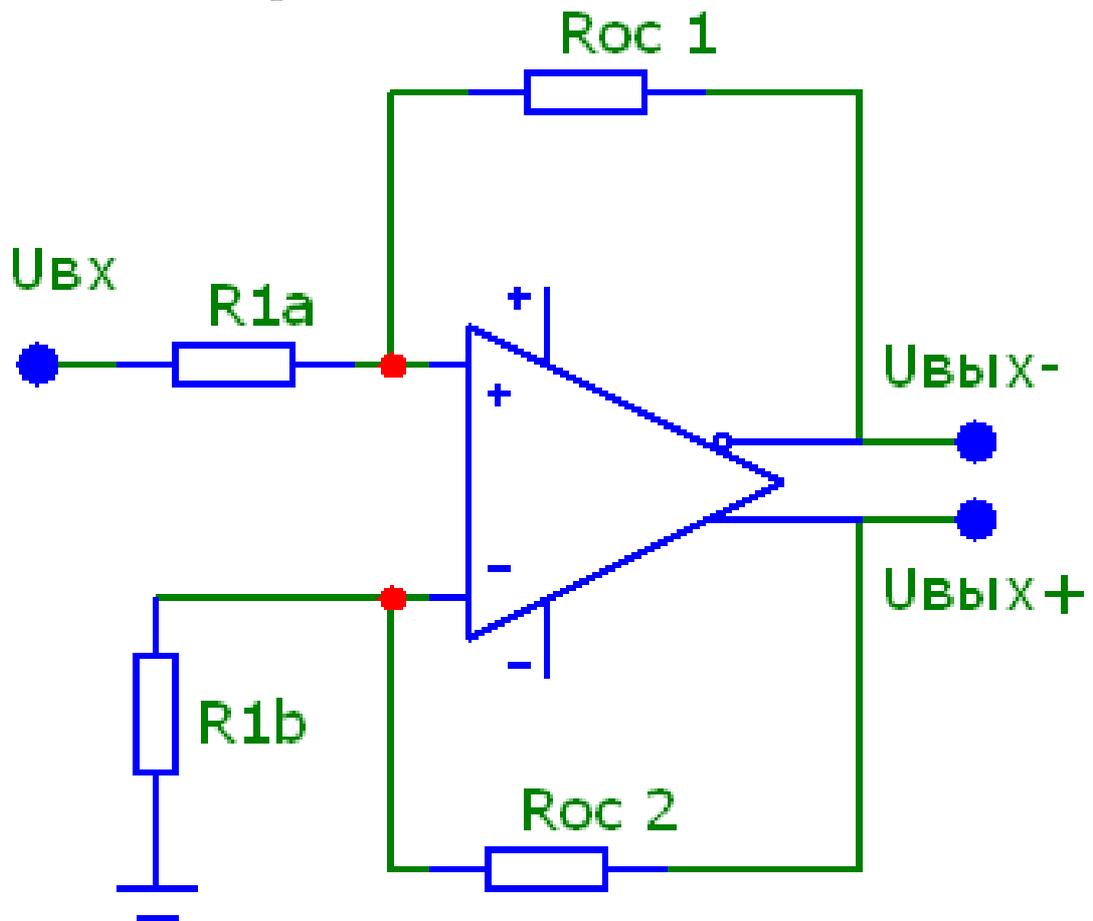
Коэффициент усиления дифференциального каскада равен

$$\frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{R_{ОС}}{R_1}. \quad (10.1)$$

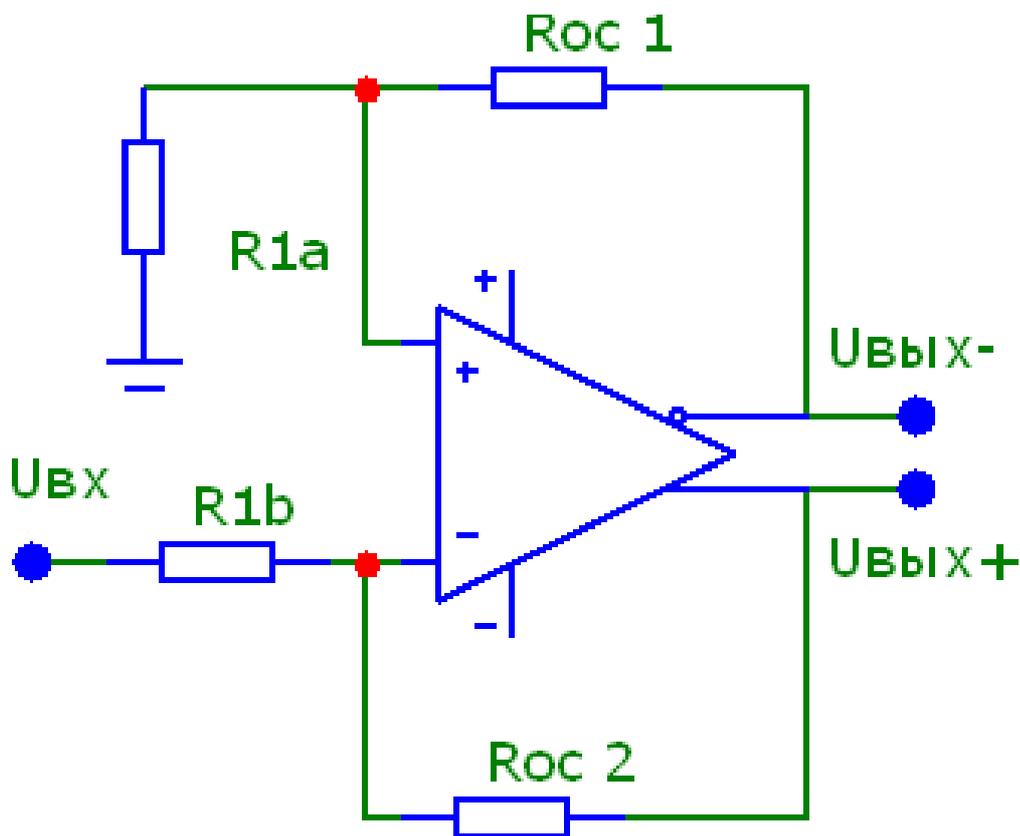
## 10.2. Преобразование несимметричных сигналов в дифференциальные

Очень часто полностью дифференциальные операцион-

ные усилители применяются для преобразования несимметричных сигналов в дифференциальные (рис. 8.4). Это требуется, например, для формирования входных сигналов для аналого-цифровых преобразователей с дифференциальными входами. Одинаковые обозначения резисторов означают равенство их номиналов.



**Рис. 10.4.** Преобразователи несимметричных сигналов в дифференциальные



**Рис. 10.4.** Окончание

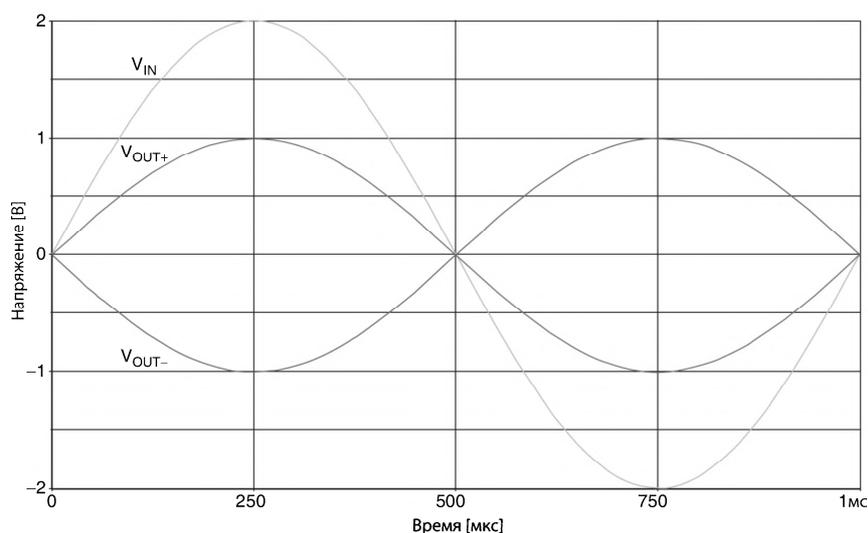
Несмотря на различие схем, приведённых на рис. 10.4, работают они практически одинаково.

Коэффициент усиления дифференциального каскада равен

$$\frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = -\frac{R_{ОС}}{R_1}.$$

На рис. 10.5 приведены осциллограммы входного  $U_{вх}$  и выходных ( $U_{вых+}$  и  $U_{вых-}$ ) напряжений преобразователя несимметричных сигналов в дифференциальные при

$$R_{ос} = R_1.$$



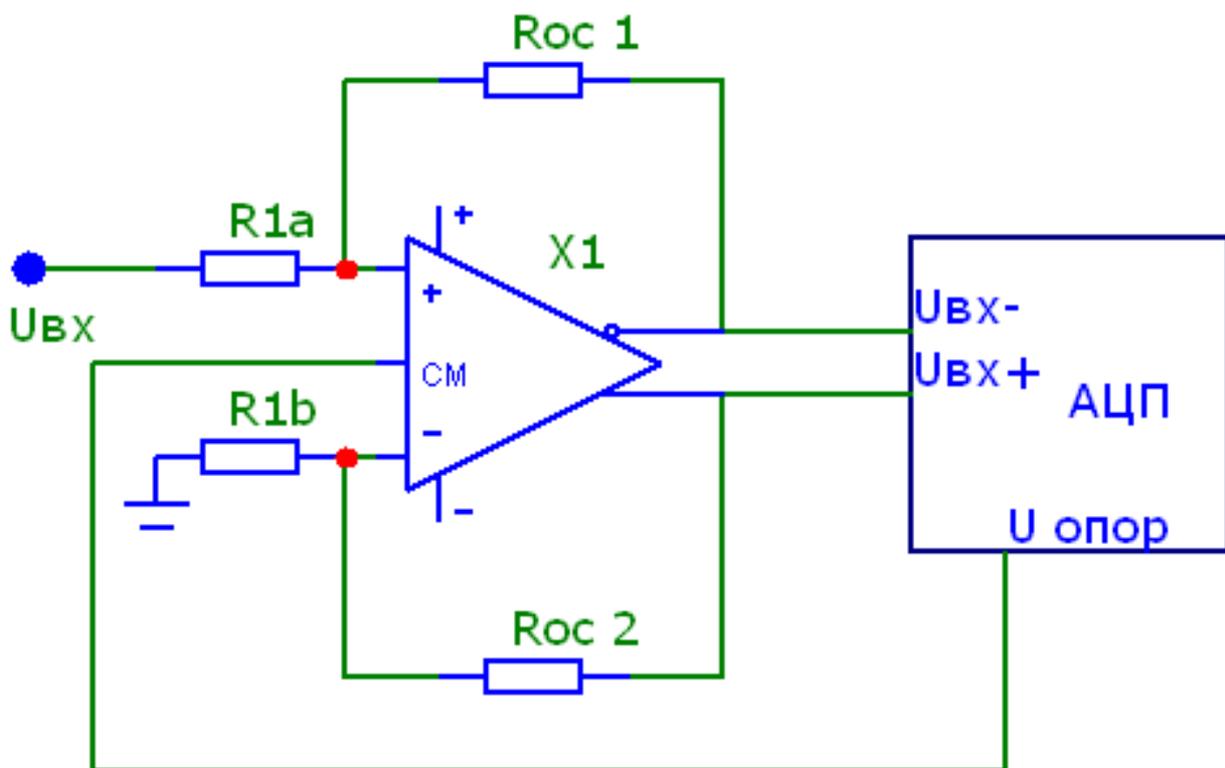
**Рис. 10.5.** Связь между собой напряжений  $U_{вх}$  и  $U_{вых+}$  и  $U_{вых-}$  в преобразователе несимметричных сигналов в дифференциальные

При первом взгляде на рис. 10.5 кажется, что амплитуда выходного напряжения в 2 раза меньше, чем входного, хотя  $R_{ос} = R_1$ . Однако надо сравнивать входной сигнал  $U_{вх}$  с разностью  $(U_{вых+}) - (U_{вых-})$  и тогда коэффициент передачи становится равен 1.

### 10.3. Новые функции

Полностью дифференциальные операционные усилители имеют дополнительный вывод  $U_{осм}$ , который служит для управления уровнем синфазного выходного напряжения. Этот вывод может работать и как вход, и как выход, так как он питается от делителя напряжения питания операционного усилителя, однако как выход он используется редко. Когда он используется как выход, его напряжение соответствует синфазному напряжению, относительно которого изменяются напряжения  $U_{вых+}$  и  $U_{вых-}$ .

Обычно вывод  $U_{0CM}$  используется для установки синфазного смещения выходных сигналов полностью дифференциального операционного усилителя. Это очень полезная функция для сопряжения несимметричных сигналов с дифференциальным входом быстродействующих прецизионных аналого-цифровых преобразователей, имеющих выход опорного напряжения (рис. 10.6). Однако при использовании вывода  $U_{0CM}$  для установки синфазного смещения выходов полностью дифференциального операционного усилителя сужается динамический диапазон и может возникнуть одностороннее ограничение выходных напряжений. Одинаковые обозначения резисторов означают равенство их номиналов.

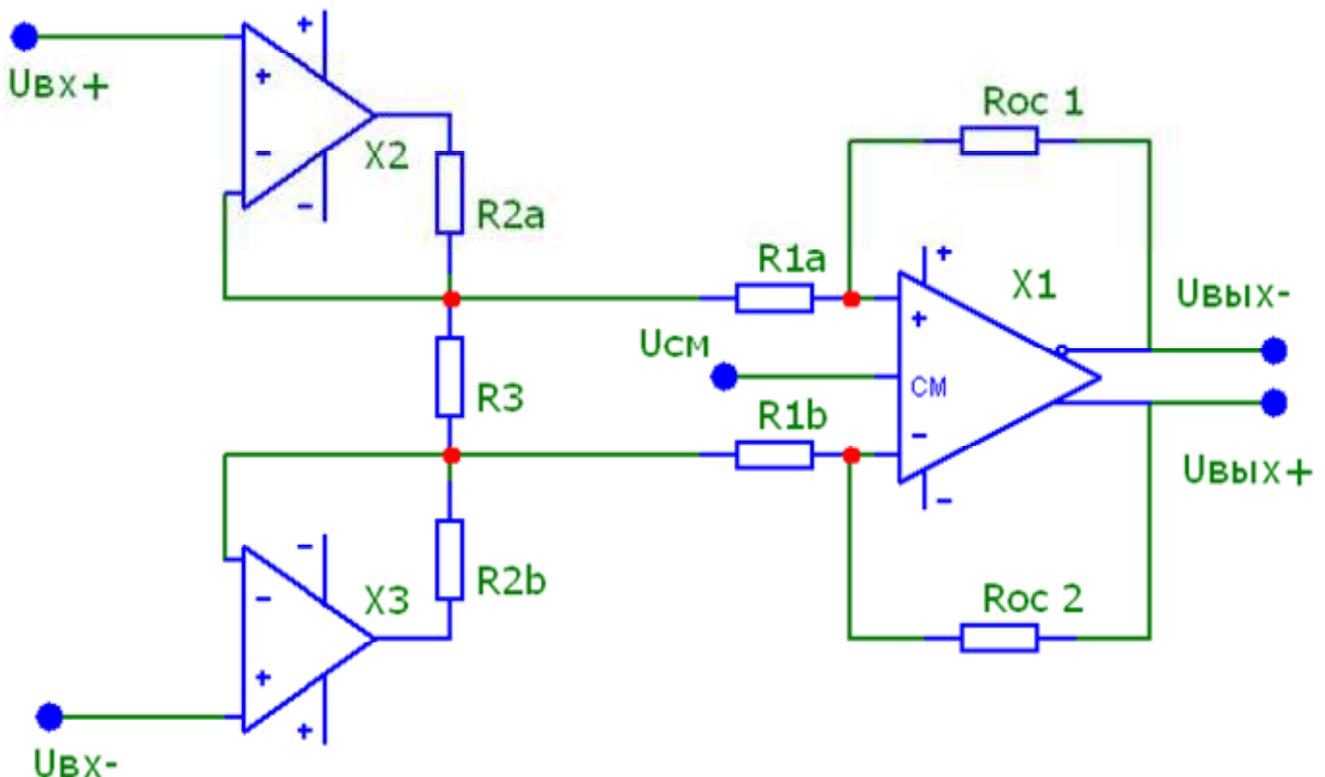


**Рис. 10.6.** Использование полностью дифференциального операционного усилителя для согласования несимметричных сигналов с дифференциальным входом АЦП

В схеме, приведённой на рис. 10.6, не показаны элементы, используемые для компенсации и развязки по цепям питания. Она лишь демонстрирует базовый принцип применения полностью дифференциального операционного усилителя для согласования несимметричных сигналов с дифференциальным входом АЦП.

### 10.4. Инструментальные усилители

Инструментальный усилитель можно собрать из двух операционных усилителей с несимметричными выходами и полностью дифференциального операционного усилителя (рис. 10.7).



**Рис. 10.7.** Инструментальный усилитель

Одинаковые обозначения резисторов означают равенство

ИХ НОМИНАЛОВ:

$$\begin{aligned}R_{oc1} &= R_{oc2} = R_{oc}, \\R_{1a} &= R_{1b} = R_1, \\R_{2a} &= R_{2b} = R_2, \\K &= \frac{R_{oc}}{R_1} \left( 1 + \frac{2R_2}{R_3} \right).\end{aligned}\tag{10.3}$$

Инструментальный усилитель работает с входными и выходными сигналами обеих полярностей, имеет высокое входное сопротивление, большой коэффициент подавления синфазной помехи и является полностью дифференциальным.

### **10.5. Фильтры на полностью дифференциальных усилителях**

Фильтрация применяется для удаления из входных сигналов нежелательных частотных компонентов, засоряющих полезный сигнал. Дифференциальные фильтры выполняют ту же работу, что и фильтры для несимметричных сигналов.

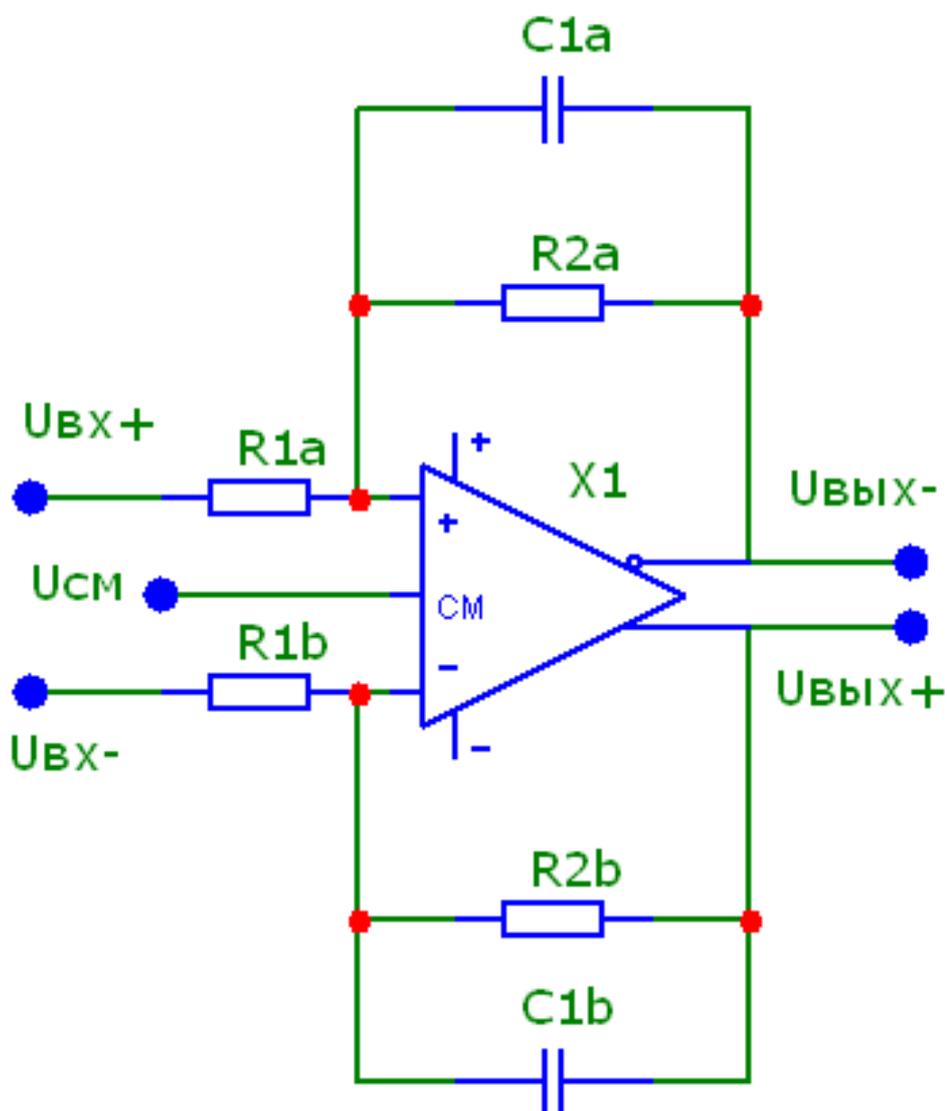
Для реализации дифференциального фильтра компоненты в его цепях ОС просто зеркально отображают друг друга. Обозначим компоненты в верхней цепи ОС буквой А, а в нижней – В.

Элементы блокировки по цепям питания в приведённых ниже схемах не показаны. Однако следует иметь в виду, что для работы быстродействующих операционных усилителей требуются соответствующие элементы блокировки. Их выбор

должен основываться на обеспечении хороших характеристик на частотах, которые требуется отфильтровывать.

### Однополюсный фильтр

Однополюсный фильтр (рис. 10.8) является простейшим фильтром, выполняемым на операционном усилителе с несимметричным выходом, и остаётся таковым же при использовании полностью дифференциальных операционных усилителей.



**Рис. 10.8.** Однополюсный полностью дифференциальный фильтр нижних частот

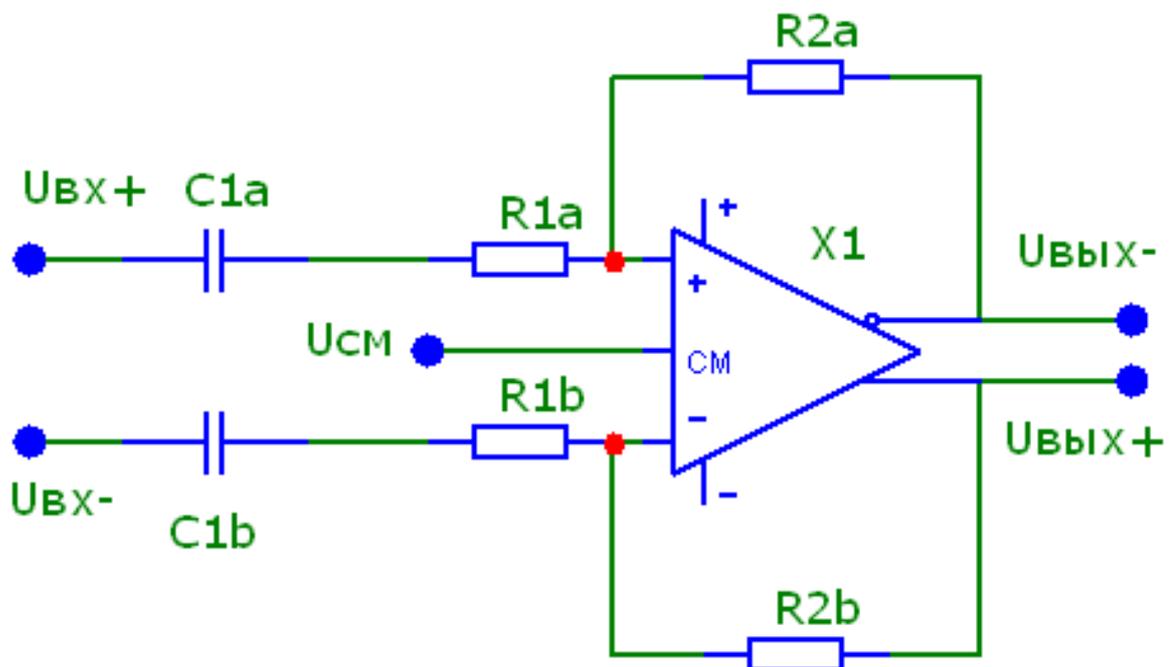
Фильтр нижних частот выполняется путём введения в цепи обратной связи конденсаторов так, как это показано на рис. 10.8.

Одинаковые обозначения резисторов означают равенство их номиналов.

Коэффициент усиления по напряжению: 
$$K = -\frac{R_2}{R_1}.$$

Граничная частота: 
$$F_{ГР} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}.$$

Фильтр верхних частот выполняется введением конденсаторов последовательно с входными резисторами, как это показано на рис. 10.9. Одинаковые обозначения резисторов означают равенство их номиналов.



**Рис. 10.9.** Однополюсный полностью дифференциальный фильтр верхних частот

Коэффициент усиления по напряжению:  $K = -\frac{R_2}{R_1}$ .

Граничная частота  $F_{GP} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$ .

При неудачном сочетании номиналов резисторов  $R_1$  и  $R_2$  и конденсаторов  $C_1$  сдвиг фазы в цепи обратной связи может привести в этой схеме к потере устойчивости. Это справедливо как для операционных усилителей с несимметричным выходом, так и для полностью дифференциальных операционных усилителей.

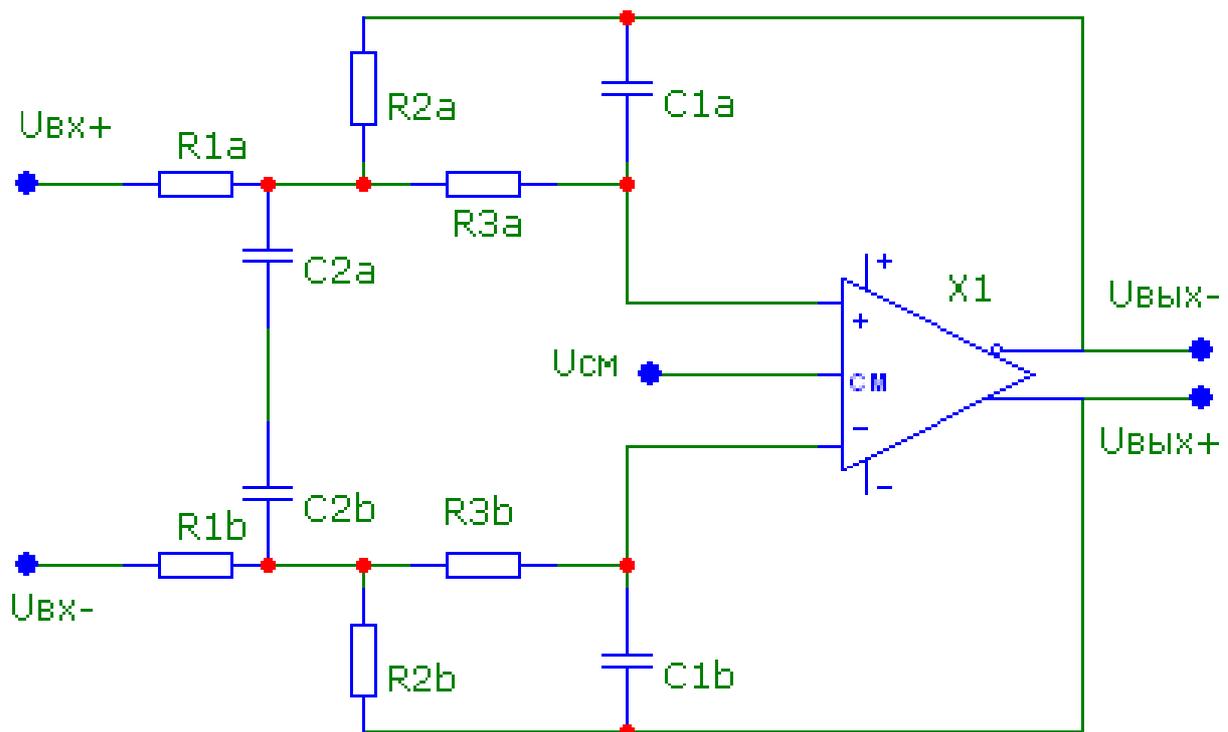
### **Двухполюсные фильтры**

Во множестве схем двухполюсных фильтров на операционных усилителях с несимметричными выходами используются цепи и отрицательной, и положительной обратных связей. По этой причине их реализация в виде полностью дифференциальных схем невозможна. В других схемах используется только отрицательная ОС, но сигнал подаётся на неинвертирующий вход, которого в полностью дифференциальных операционных усилителях нет. Всё это ограничивает возможности разработчика.

Однако существует схема, с помощью которой можно создать полностью дифференциальные фильтры нижних и верхних частот, полосовые и режекторные фильтры. За конструктором остаётся выбор: использовать незнакомую схему или применять несколько операционных усилителей с несимметричными выходами.

## Фильтры с несколькими цепями ОС

Фильтры с несколькими цепями обратной связи представляют собой простейшие схемы, которые могут быть использованы с полностью дифференциальными операционными усилителями (рис. 10.10 и 10.11).



**Рис. 10.10.** Дифференциальный фильтр нижних частот

К сожалению, расчёт элементов этих схем представляет определённые сложности, поэтому для наглядности в схемах на рис. 10.10 и 10.11 соотношения номиналов компонентов приведены для единичного коэффициента передачи в полосе пропускания. Одинаковые обозначения резисторов означают равенство их номиналов.

Граничная частота:  $F_{ГР} = \frac{1}{2\pi R C}$ .

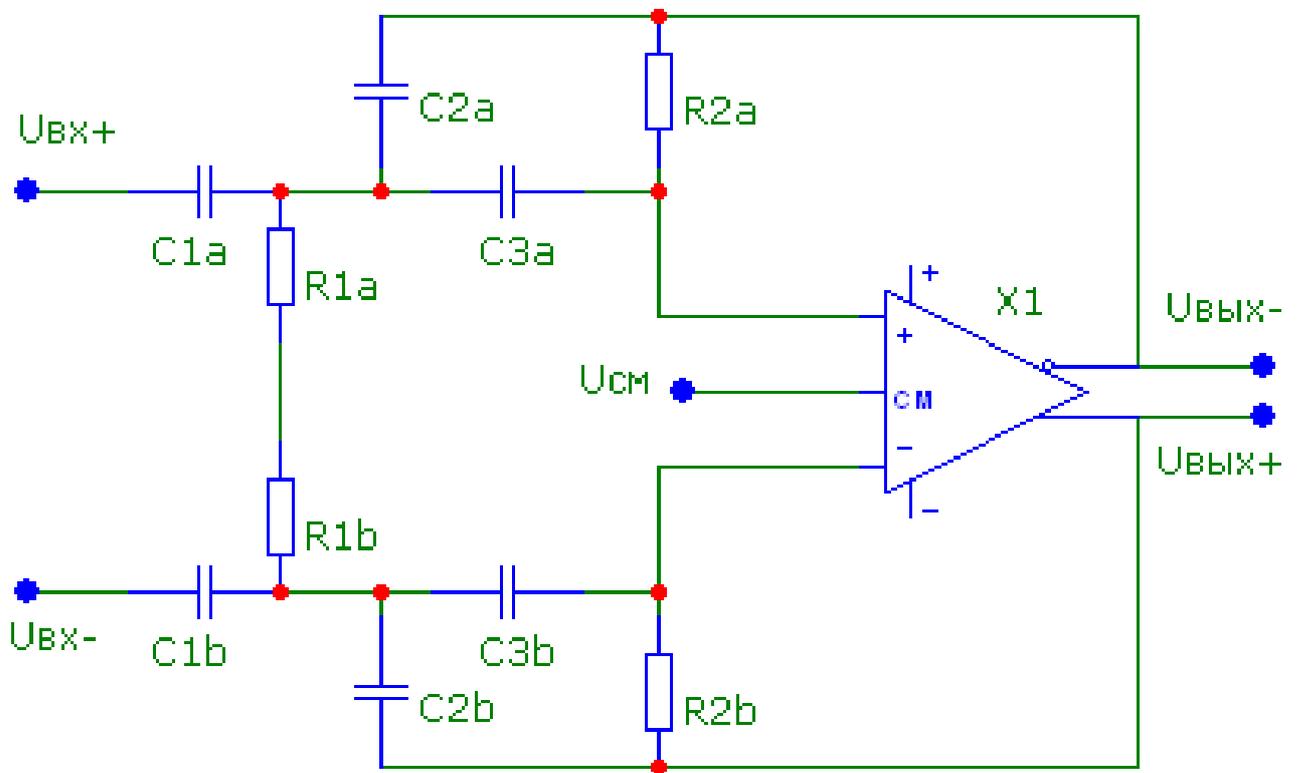
$$R_1 = R_2 = 0,65 R; \quad R_3 = 0,375 R;$$

$$C_1 = C. \quad C_2 = 4C.$$

Граничная частота:  $F_{ГР} = \frac{1}{2\pi R C}$ .

$$R_1 = 0,467 R; \quad R_2 = 2,11 R;$$

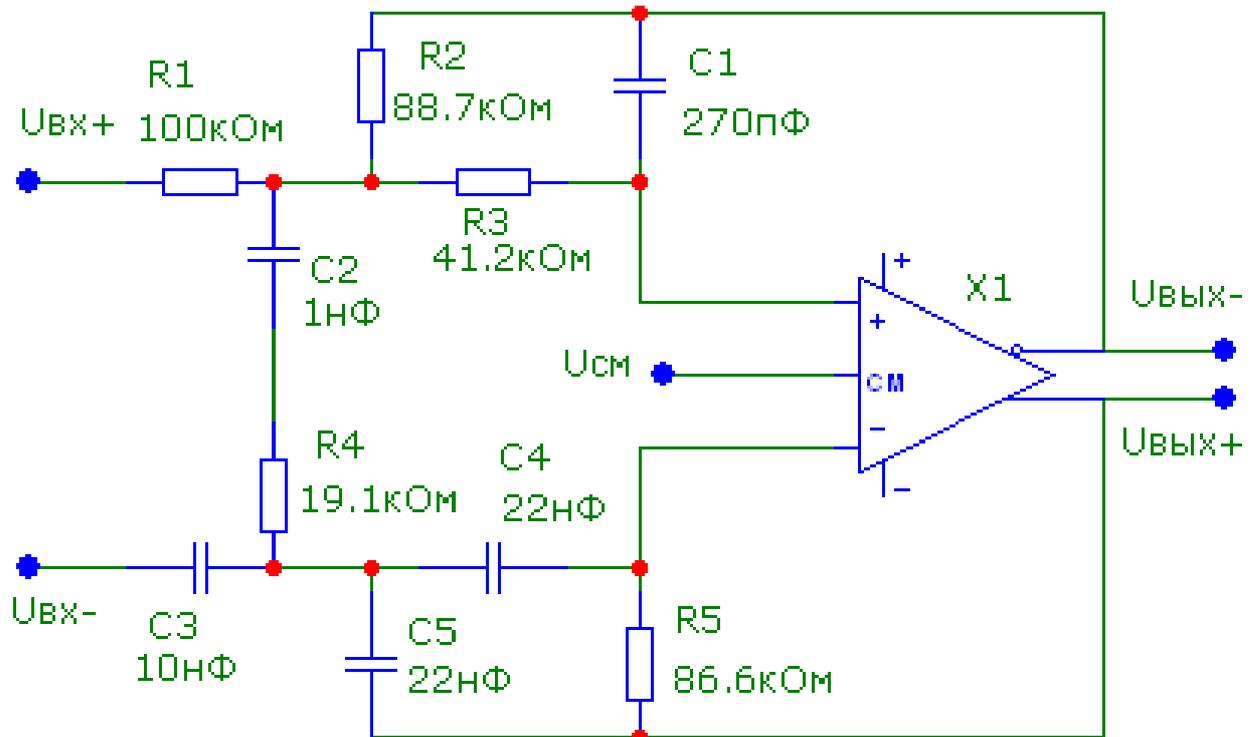
$$C_1 = C_2 = C_3 = C.$$



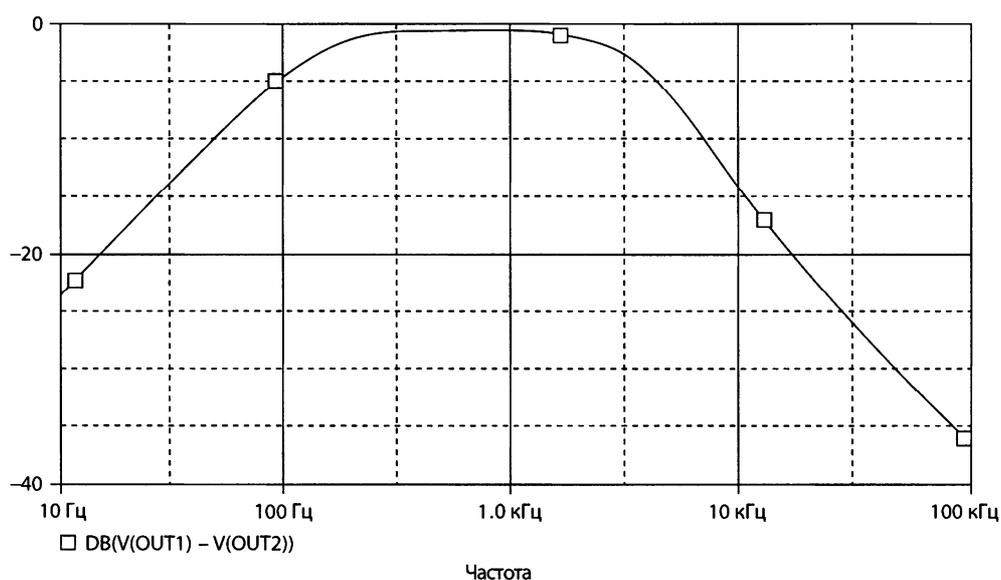
**Рис. 10.11.** Дифференциальный фильтр верхних частот

В схемах фильтров условие идентичности обеих цепей обратной связи является необязательным. По этой причине полосовой фильтр может быть построен с использованием одной цепи обратной связи, обеспечивающей пропускание

только низких частот, а другой – только высоких. На рис. 8.12 приведена схема полосового фильтра, пропускающего частоты в полосе человеческой речи (300–3000 Гц). На рис. 10.13 приведена амплитудно-частотная характеристика этого фильтра.



**Рис. 10.12.** Дифференциальный фильтр звуковых частот

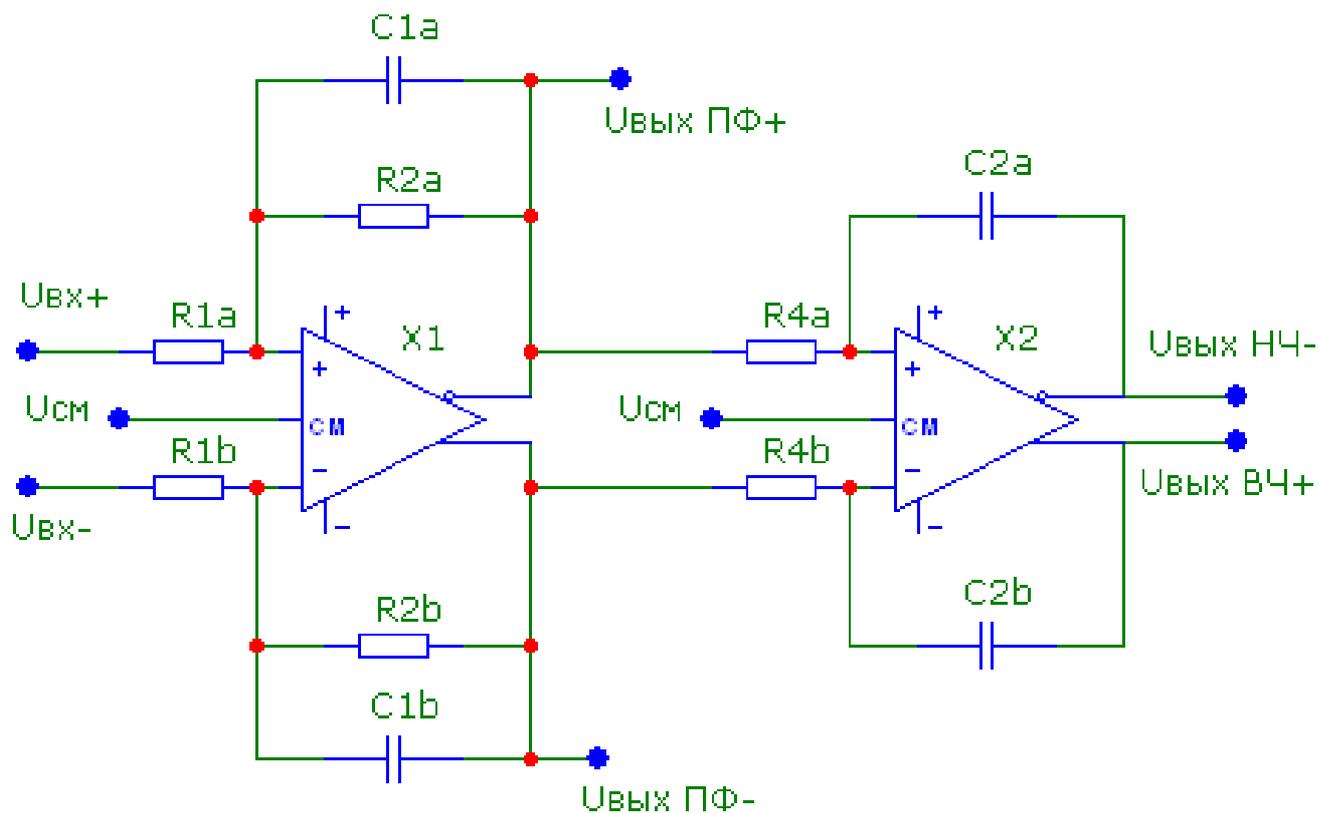


**Рис. 10.13.** Амплитудно-частотная характеристика фильтра звуковых частот

## Биквадратный фильтр

Биквадратный фильтр (рис. 10.14) представляет собой двухполюсную схему, которую можно использовать как фильтр нижних или верхних частот, полосовой или режекторный фильтр. При использовании операционных усилителей с несимметричными выходами для реализации такой схемы требуются три операционных усилителя, причём третий операционный усилитель используется только для инвертирования сигналов с выхода предыдущего операционного усилителя. В полностью дифференциальном операционном усилителе такая инверсия является его неотъемлемым свойством, что позволяет сократить требуемое количество операционных усилителей до двух, исключив третий операционный усилитель.

Полосовой фильтр	Фильтр нижних частот
Центральная частота	Граничная частота
$F_0 = \frac{1}{2\pi R C}$	$F_{ГР} = \frac{1}{2\pi R C}$
$R_3 = R$	$R_3 = R$
$C_1 = C_2 = C$	$R_2 = 0,707 R$
Коэффициент усиления по напряжению $K = -\frac{R_2}{R_1}$	Коэффициент усиления по напряжению $K = -\frac{R_2}{R_1}$
$R_2 = Q R$	$C_1 = C_2 = C$



**Рис. 10.14.** Биквадратный фильтр на полностью дифференциальных операционных усилителях

Для фильтра верхних частот и режекторного фильтра необходимость использования третьего операционного усилителя сохраняется, и по этой причине применение данной схемы выигрыша не даёт. Тем не менее все четыре функции фильтрации при использовании только двух полностью дифференциальных операционных усилителей могут выполнять другие топологии.

## **11. Модели электронных компонентов**

### **11.1. Общие сведения о моделях электронных компонентов**

В этой части учебно-методического пособия пойдет речь о моделях электронных компонентов. Прежде всего разберемся, что понимают под термином компонент.

Электронный компонент является конструктивно законченной составной частью электронного узла или модуля. Электронные компоненты являются основой электронного изделия и минимальной единицей замены.

Электронные компоненты делятся по функциональным признакам.

Пассивные: резисторы, конденсаторы, индуктивности, диоды и т.д. То есть все компоненты, для работы которых не требуется подключения источника питания.

Активные: транзисторы, лампы, туннельные диоды и т.д. То есть все компоненты, для работы которых требуется подключение источника питания

По степени интеграции.

Дискретные: транзисторы, резисторы, диоды, тиристоры и т.д. То есть все компоненты, имеющие простейшую структуру, заключенную в отдельный корпус.

Интегральные: микросхемы различного назначения, резисторные сборки (несколько резисторов на одной подложке), диодные сборки (несколько диодов на одной подложке) и т.д.

По технологии монтажа (для поверхностного монтажа или

для монтажа в отверстия), типу и расположению выводов, типу и материалу корпуса и т.д.

При автоматизированном проектировании под моделью компонента понимается единая модель, содержащая данные о типе корпуса, его условном графическом изображении на схеме, параметры для моделирования работы схемы, а также вспомогательную информацию. Условное графическое изображение создается, как правило, в простейшем графическом редакторе и сохраняется в отдельный файл с другими символами компонентов. Данные о типе корпуса, так как правило, хранятся в отдельном файле с базой данных различных корпусов электронных компонентов. Эта часть моделей компонентов останется за рамками нашего пособия.

В дальнейшем мы будем говорить только о математических моделях компонентов. В общем случае под математической моделью реального объекта обычно понимают любое математическое описание, отражающее с требуемой точностью поведение этого объекта в заданных условиях.

Если объектом является компонент, то математической моделью будем называть математическое описание токов и напряжений в компоненте в статическом или в динамическом режимах работы. Математические модели необходимы прежде всего для программ схемотехнического моделирования, которые позволяют существенно ускорить процесс создания и настройки электронных схем.

Сейчас наибольшей популярностью пользуются программы, использующие SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) – алгоритм моделирования

процессов, протекающих в электронных схемах. Алгоритм SPICE, де-факто стал стандартом для большинства систем схемотехнического моделирования.

Для наших целей наилучшим образом подойдет система схемотехнического моделирования MicroCap от корпорации Spectrum Software, которая имеет бесплатную версию с ограниченным быстродействием и функционалом, но достаточную для наших экспериментов.

Все компоненты, из которых составляется электрическая принципиальная схема, имеют математические модели двух типов:

- встроенные математические модели стандартных компонентов, таких как резисторы, конденсаторы, диоды, транзисторы, независимые и зависимые источники сигналов, вентили и др., которые не могут быть изменены пользователями; можно только изменять значения их параметров;

- макромодели компонентов, составляемые пользователями из стандартных компонентов.

В свою очередь встроенные модели подразделяются на две категории:

- простые модели, характеризующиеся малым количеством параметров, которые можно указать непосредственно на схеме в виде атрибутов;

- сложные модели, характеризующиеся большим количеством параметров, которые заносятся в библиотеки моделей.

## **11.2. Модели пассивных электронных компонентов (Passive components)**

В меню компонентов, в раздел пассивные компоненты

**(Passive components)** включены резисторы, конденсаторы, индуктивности, линии передачи, трансформаторы, взаимные индуктивности, диоды.

Значения сопротивлений, емкостей и индуктивностей могут быть числом или выражением, зависящим от времени, узловых потенциалов, разности узловых потенциалов или токов ветвей, температуры и других параметров.

### 11.2.1. Модель резистора (Resistor)

#### Формат схем:

Атрибут PART: *<имя>*

Атрибут VALUE: *<значение>* [TC=*<TC1>*[,*<TC2>*]]

Сопротивление резистора, определяемое параметром *<значение>*, может быть числом или выражением, включающим в себя изменяющиеся переменные, например  $10+V(1)*2$ . Эти выражения можно использовать только при анализе переходных процессов. В режиме АС эти выражения вычисляются для значений переменных в режиме по постоянному току.

Атрибут MODEL: [*имя модели*]

Параметры, описывающие модель резистора, приведены ниже.

Атрибут FREQ: [*<выражение>*] – например  $100*f*v(1)$ , при этом значение атрибута FREQ заменяет значение атрибута VALUE при расчете режима по постоянному току и проведении АС-анализа (где  $f$  – частота), при расчете переходных процессов сопротивление резистора равно значению атрибута VALUE.

## Параметры модели резистора

**R** – масштабный множитель сопротивления (*значение по умолчанию 1*).

**ТС** – линейный температурный коэффициент сопротивления (*значение по умолчанию  $0\text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$* ).

**ТС2** – квадратичный температурный коэффициент сопротивления (*значение по умолчанию  $0\text{ }^{\circ}\text{C}^{-2}$* ).

**ТСЕ** – экспоненциальный температурный коэффициент сопротивления (*значение по умолчанию  $0\text{ } \%/^{\circ}\text{C}$* ).

**NM** – масштабный коэффициент спектральной плотности шума (*значение по умолчанию 1*).

Если в описании резистора *<имя модели>* опущено, то его сопротивление равно параметру *<сопротивление>* в Омах. Если *<имя модели>* указано и в директиве .MODEL отсутствует параметр ТСЕ, то температурный фактор равен

$$TF = 1 + TC1(T - TNOM) + TC2(T - TNOM)^2;$$

если параметр ТСЕ указан, то температурный фактор равен

$$TF = 1,01^{TCE(T - TNOM)},$$

где T – текущее значение температуры;

TNOM = 27 °C – номинальная температура (указывается в окне **Global Settings**).

Параметр *<значение>* может быть как положительным, так и отрицательным. Сопротивление резистора определяется выражением

$$rvalue = \langle \text{значение} \rangle * R * TF * MF,$$

где MF =  $1 \pm \langle \text{разброс в процентах, DEV или LOT} \rangle / 100$ .

Среднеквадратичное значение тока тепловых шумов на 1 Гц полосы пропускания

$$I=NM*\sqrt{4*K*T/Resistance),}$$

где  $K=1,38*10^{-23}$  Дж/К – постоянная Больцмана;

T – температура в Кельвинах.

Для резисторов с отрицательным сопротивлением в этой формуле берется абсолютное значение сопротивления.

### 11.2.2. Модель конденсатора (Capacitor)

#### Формат схем:

Атрибут PART: *<имя>*

Атрибут VALUE: *<значение>* [IC=*< начальное значение напряжения>*]

Емкость конденсатора, определяемая параметром *<значение>*, может быть числом или выражением, включающим в себя изменяющиеся во времени переменные, например  $10+V(1)*0.02*TIME$ . Эти выражения можно использовать только при анализе переходных процессов. В режиме АС эти выражения вычисляются для значений переменных в режиме по постоянному току.

После ключевого слова IC указывается значение напряжения на конденсаторе при расчете режима по постоянному току, которое при расчете переходных процессов служит начальным значением этого напряжения.

Атрибут MODEL: *[имя модели]*

Атрибут FREQ: *[<выражение>]* – например  $100*\sqrt{f}$ , при этом значение атрибута FREQ заменяет значение атрибута VALUE при проведении АС-анализа (здесь  $f$  – частота), при расчете переходных процессов емкость конденсатора равна

значению атрибута VALUE. В формате SPICE применение таких выражений недопустимо.

### Параметры модели конденсатора

**C** – масштабный множитель емкости (*значение по умолчанию 1*).

**VC1** – линейный коэффициент напряжения (*значение по умолчанию  $V^{-1}$* ).

**VC2** – квадратичный коэффициент напряжения (*значение по умолчанию  $V^{-1}$* ).

**TC1** – линейный температурный коэффициент емкости (*значение по умолчанию  $0\text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$* ).

**TC2** – квадратичный температурный коэффициент емкости (*значение по умолчанию  $0\text{ }^{\circ}\text{C}^{-2}$* ).

Если в описании конденсатора *<имя модели>* опущено, то его емкость равна параметру *<значение>* в фарадах, в противном случае она определяется выражением

$$cvalue = value * C * QF * TF * MF,$$

где

– фактор нелинейности

$$QF = 1 + VC1 * V + VC2 * V * V.$$

Здесь  $V$  – напряжение на конденсаторе при расчете переходных процессов. При расчете частотных характеристик (режим AC) емкость считается постоянной величиной, определяемой в рабочей точке по постоянному току;

– температурный фактор

$$TF = 1 + TC1 * (T - Tnom) + TC2 * (T - Tnom) * (T - Tnom);$$

– Монте–Карло фактор

$MF=1 \pm \langle \text{разброс в процентах, DEV или LOT} \rangle / 100.$

### 11.2.3. Модель индуктивности (Inductor)

#### Формат схем:

Атрибут PART: *<имя>*

Атрибут VALUE: *<значение>* [IC=*<начальный ток>*]

Индуктивность, определяемая параметром *<значение>*, может быть числом или выражением, включающим в себя изменяющиеся во времени переменные, например  $10+I(L2)*2$ . Эти выражения можно использовать только при анализе переходных процессов. В режиме АС эти выражения вычисляются для значений переменных в режиме по постоянному току.

После ключевого слова IC указывается значение тока через катушку индуктивностей при расчете режима по постоянному току, которое при расчете переходных процессов служит начальным значением этого тока.

Атрибут MODEL: [*имя модели*]

Атрибут FREQ: [*<выражение>*] – например  $10u*(F/10)$ , при этом значение атрибута FREQ заменяет значение атрибута VALUE при проведении АС-анализа (здесь F – частота), при расчете переходных процессов индуктивность равна значению атрибута VALUE.

#### Параметры модели индуктивности

**L** – масштабный множитель индуктивности (*значение по умолчанию 1*).

**IL1** – линейный коэффициент тока (*значение по умолчанию  $0 A^{-1}$* ).

**IL2** – квадратичный коэффициент тока (*значение по умолчанию  $0 A^{-2}$* ).

**TC1** – линейный температурный коэффициент индуктивности (*значение по умолчанию  $0 ^\circ C^{-1}$* ).

**TC2** – квадратичный температурный коэффициент индуктивности (*значение по умолчанию  $0 ^\circ C^{-2}$* ).

Если в описании опущено *<имя модели>*, то индуктивность равна параметру *<значение>* в Генри, в противном случае она определяется выражением

$$lvalue = \langle value \rangle * L * QF * TF * MF,$$

где

– *фактор нелинейности*

$$QF = 1 + IL1 * I + IL2 * I * I.$$

Здесь **I** – ток через катушку индуктивности при расчете переходных процессов. При расчете частотных характеристик (режим AC) индуктивность считается постоянной величиной, определяемой в рабочей точке по постоянному току;

– *температурный фактор*

$$TF = 1 + TC1 * (T - Tnom) + TC2 * (T - Tnom) * (T - Tnom);$$

– *Монте-Карло фактор*

$$MF = 1 \pm \langle \text{разброс в процентах, DEV или LOT} \rangle / 100.$$

#### **11.2.4. Модель взаимной индуктивности и магнитный сердечник (K)**

**Формат схем:**

Атрибут PART: *<имя>*

Атрибут INDUCTORS: *<имя индуктивности> <имя*

*индуктивности*>\*

Порядок перечисления имен индуктивностей  $L_{uu}$ ,  $L_{zz}$  ... безразличен, знак взаимной индуктивности определяется порядком перечисления узлов в описании каждой индуктивности.

Атрибут COUPLING: *<коэффициент связи>*

Параметром взаимной индуктивности является *<коэффициент связи>*, который может принимать значения от 0 до 1.

Атрибут MODEL: *[имя модели]*

### **Параметры модели магнитного сердечника**

**AREA** – площадь поперечного сечения магнитопровода (*значение по умолчанию 1 см<sup>2</sup>*).

**PATH** – средняя длина магнитной силовой линии (*значение по умолчанию 1см*).

**GAP** – ширина воздушного зазора (*значение по умолчанию 0 см*).

**MS** – намагниченность насыщения (*значение по умолчанию 400 · 10<sup>3</sup> А/м*).

**A** – параметр формы безгистерезисной кривой намагничивания (*значение по умолчанию 25А/м*).

**C** – постоянная упругого смещения доменных границ (*значение по умолчанию 0,001*).

**K** – постоянная подвижности доменов (*значение по умолчанию 25*).

**ALPHA** – параметр магнитной связи доменов (*значение по умолчанию 0,001*).

## 11.2.5. Модель линии передачи (Transmission line)

### Формат схем:

Атрибут PART: <имя>

Атрибут VALUE:

Z0=<значение> [TD=<значение>] | [F=<значение>

[NL=<значение >]] – для идеальной линии передач без потерь;

LEN=<значение> R=<значение> L=<значение>

G=<значение> C=<значение> – для линии передач с потерями.

Атрибут MODEL: [имя модели]

Модель линии передачи характеризуется следующими параметрами.

### Параметры модели линии передачи

#### *Идеальная линия без потерь*

**Z0** – волновое сопротивление (размерность Ом).

**TD** – время задержки сигнала (размерность с).

**F** – частота для расчета NL (размерность Гц).

**NL** – электрическая длина на частоте F (значение по умолчанию 0,25).

#### *Линия с потерями*

**R** – погонное сопротивление (размерность Ом/м).

**L** – погонная индуктивность (размерность Гн/м).

**G** – погонная проводимость (размерность См/м).

**C** – погонная емкость (размерность Ф/м).

**LEN** – длина линии (размерность м).

Линия передач без потерь при расчете переходных

процессов выполняет роль линии задержки, при расчете частотных характеристик она представляет собой безынерционное звено. Для линии передач с потерями аналитически рассчитывается комплексный коэффициент передачи линии.

### 11.2.6. Модель Диода (Diode) и стабилитрона (Zener)

#### Основные сведения

Формат схем:

Атрибут PART: *<имя>*

Атрибут VALUE: *[Area] [OFF] [IC=<Vd>]*

Атрибут MODEL: *[имя модели]*

Параметр *Area* задает коэффициент кратности для учета подключения нескольких параллельных диодов (параметры модели диода умножаются или делятся на эту величину). Параметр *IC* задает начальное напряжение на диоде *Vd* при расчете переходных процессов, если на панели *Transient Analysis Limits* выключена опция *Operating Point*. Включение ключевого слова *OFF* исключает диод из схемы при проведении первой итерации расчета режима по постоянному току.

Модель диода задается директивой

*.MODEL <имя модели> (Параметры модели)*

Приведем пример модели диода Д104А:

```
.model D104A D (IS=5.81E-12 RS=8.1 N=1.15 TT=8.28NS  
CJ0=41.2PF VJ=0.71 M=0.33FC=0.5EG=1.1 XTI=3)
```

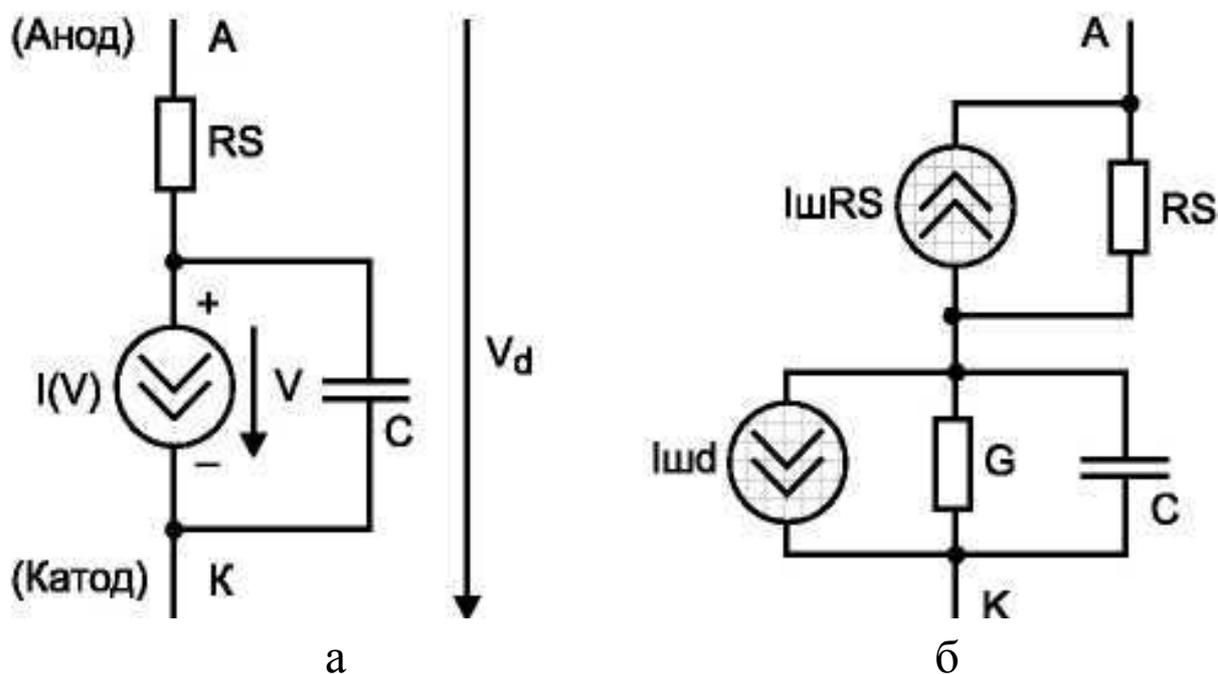
Схема замещения полупроводникового диода (рис. 11.1) состоит из идеального диода, изображенного в виде нелиней-

ного зависимого источника тока  $I(V)$ , емкости р–n-перехода  $C$  и объемного сопротивления  $RS$ .

Ток утечки диода можно учесть, включив параллельно диоду резистор с большим сопротивлением (около 100 МОм). Это также поможет облегчить некоторые проблемы сходимости.

Для диодов с барьером Шоттки ширину запрещенной зоны  $E_G$  необходимо выбрать, равной 0,69, в то время как температурный коэффициент тока насыщения  $XTI$  должен быть равен 2.

Варакторы очень похожи на плоскостные диоды и поэтому могут быть смоделированы с использованием стандартной модели диода путем выбора соответствующего параметра  $CJO$ ,  $VJ$  и  $M$ .



**Рис. 11.1.** Нелинейная (а) и линейная (б) схемы замещения диода с включением источников внутреннего шума

## Прямая ветвь вольт-амперной характеристики (ВАХ)

Выберем для этого модель диода 1N752, представляющую собой стабилитрон (рис. 11.2).

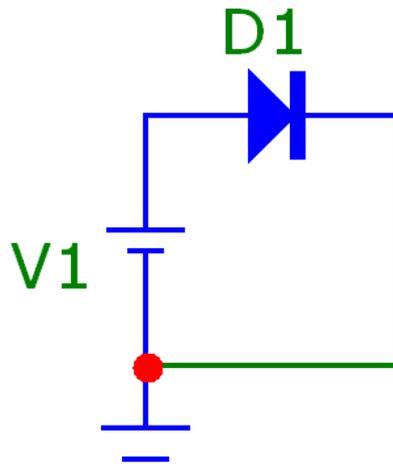


Рис. 11.2. Схема для анализа прямой ветви ВАХ

Провести анализ схемы по постоянному току (рис. 11.3).

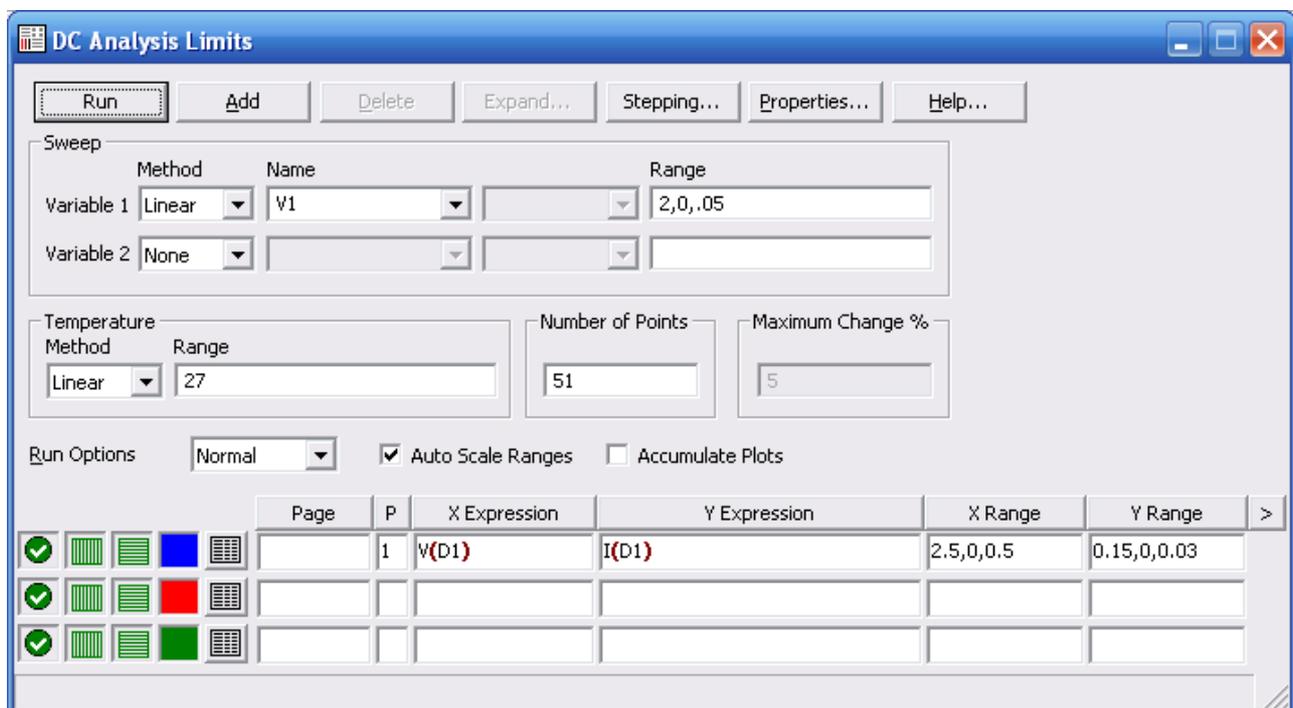
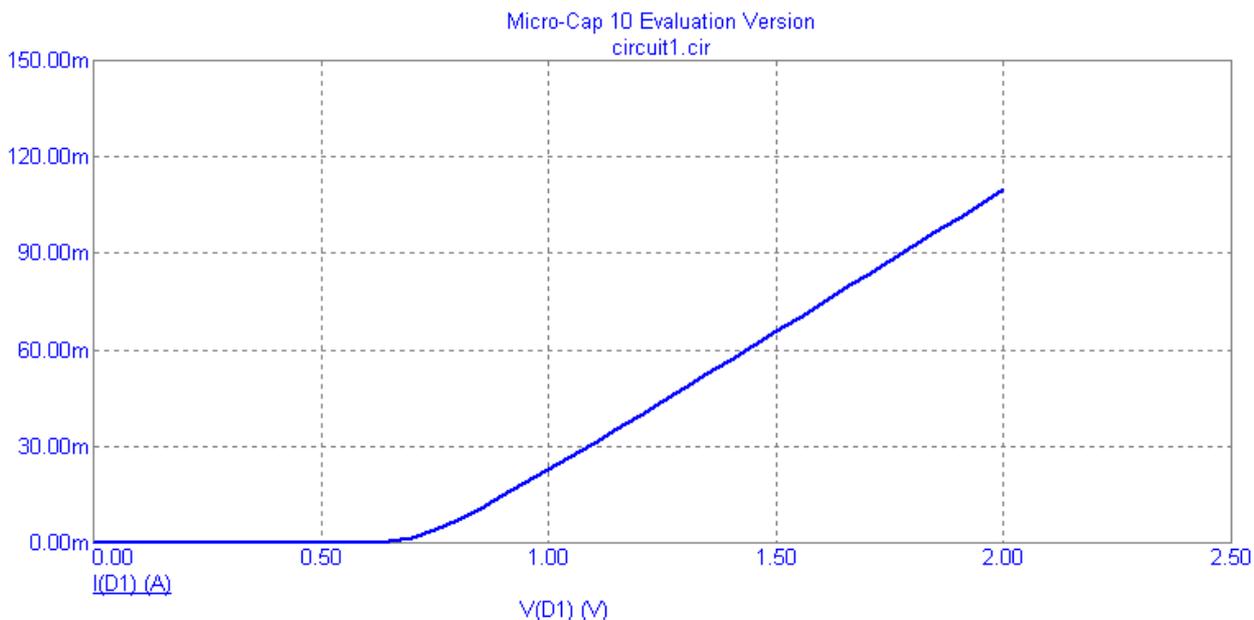


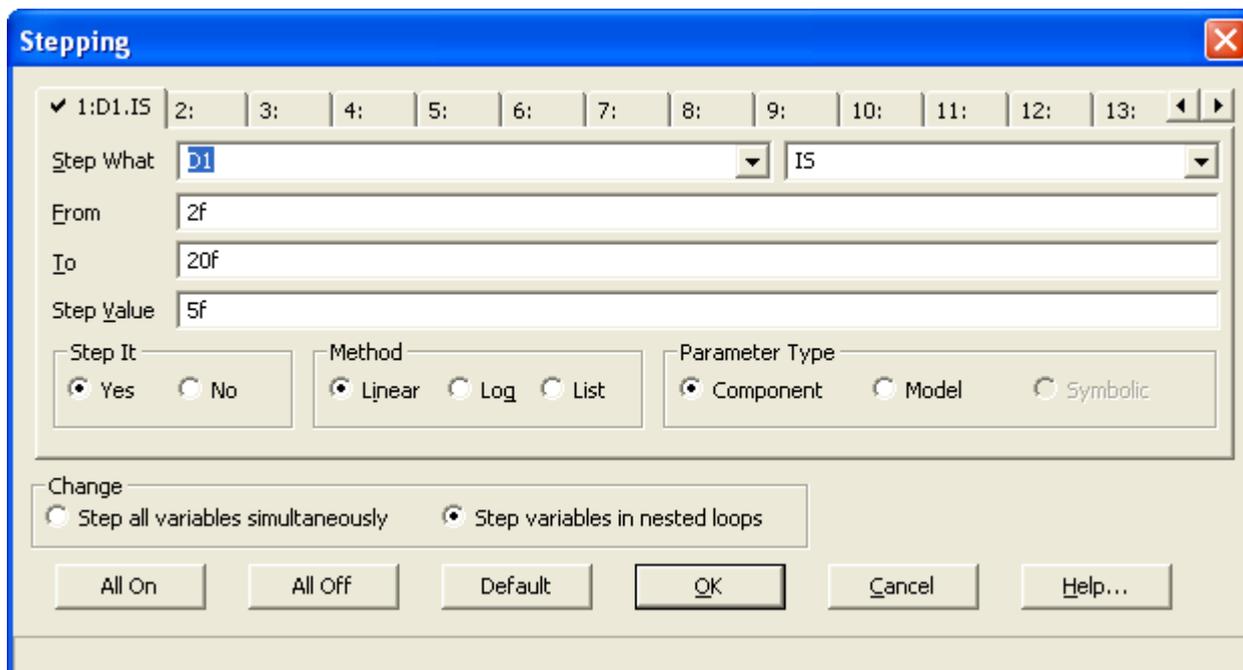
Рис. 11.3. Окно задания параметров анализа схемы по постоянному току

Проведем анализ прямой ветви ВАХ (рис. 11.4).



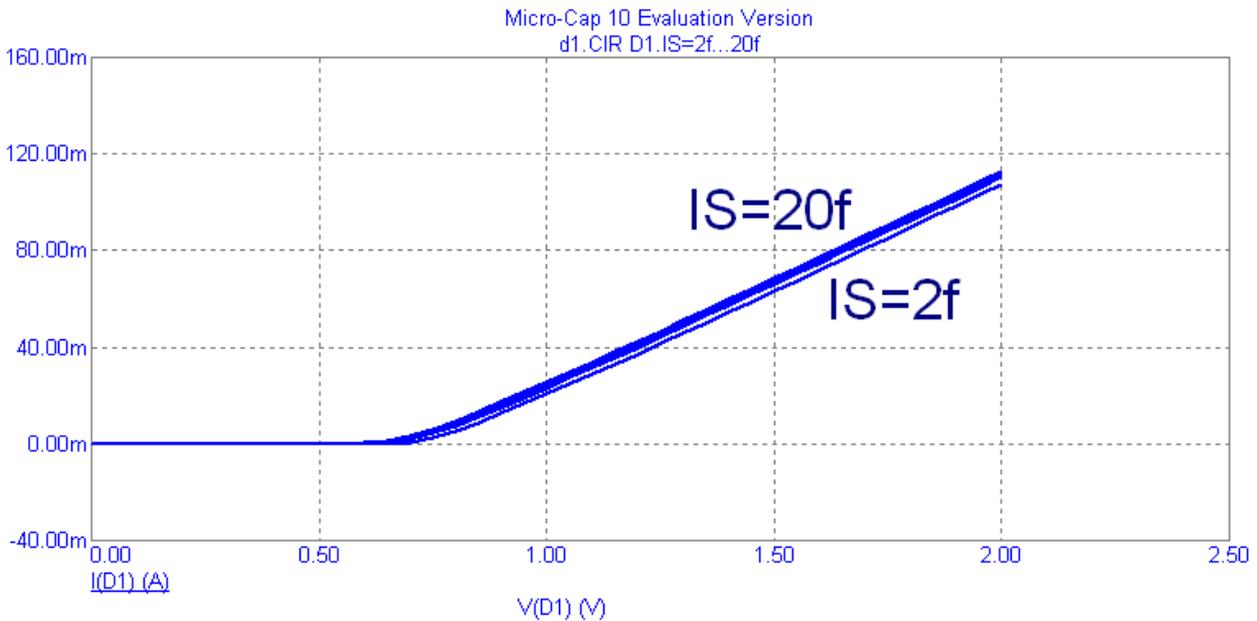
**Рис. 11.4.** Прямая ветвь ВАХ

Исследуем параметры, влияющие на прямую ветвь ВАХ в режиме Stepping (рис. 11.5).



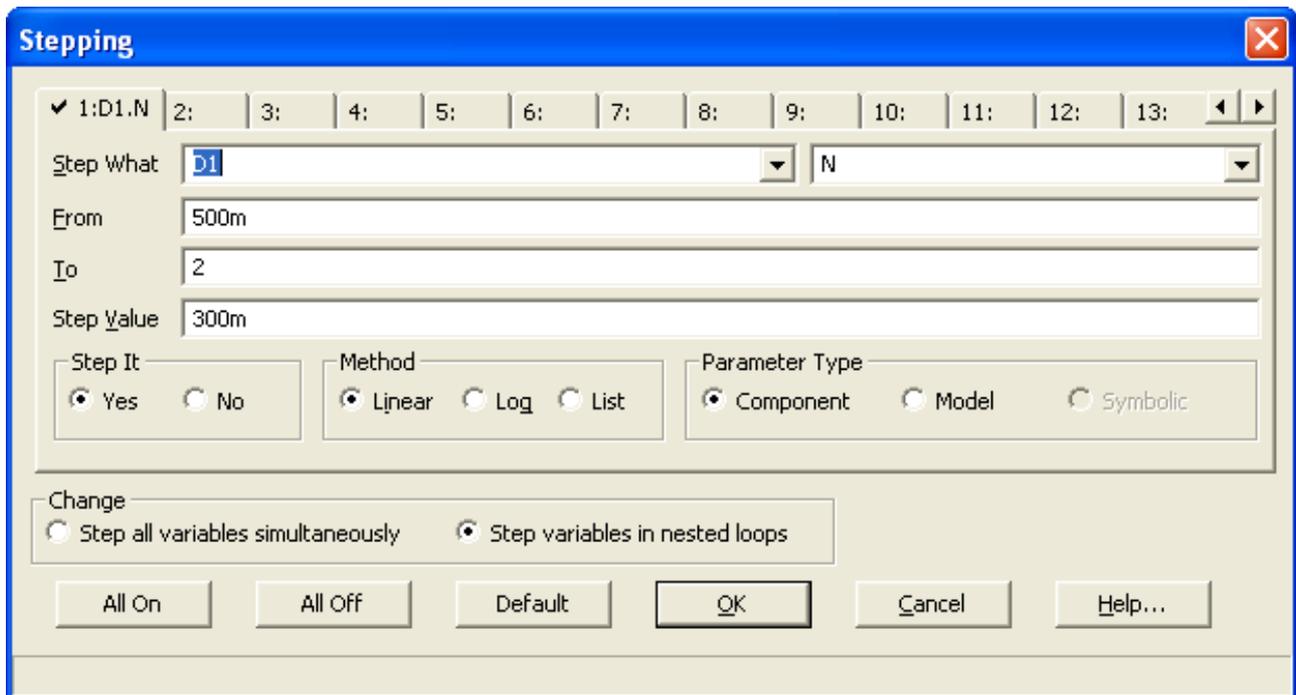
**Рис. 11.5.** Окно задания параметров Stepping

**IS** – ток насыщения (рис. 11.6).

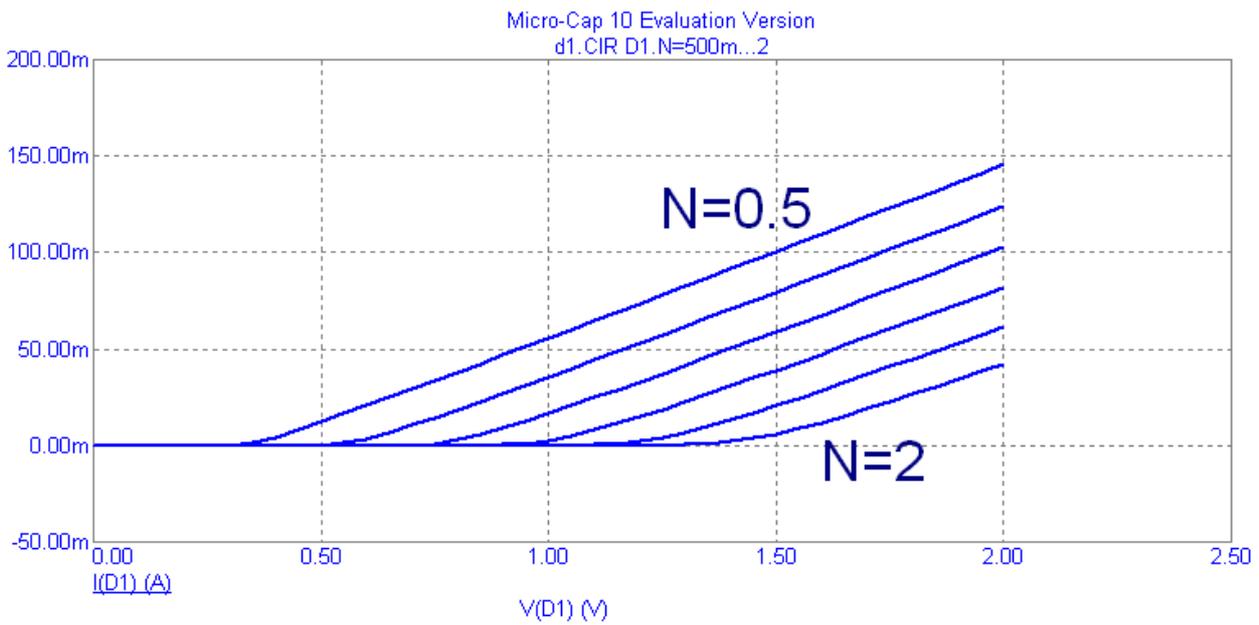


**Рис. 11.6.** Зависимости ВАХ от изменения тока насыщения

**N** – коэффициент инжекции (рис. 11.7-11.8).

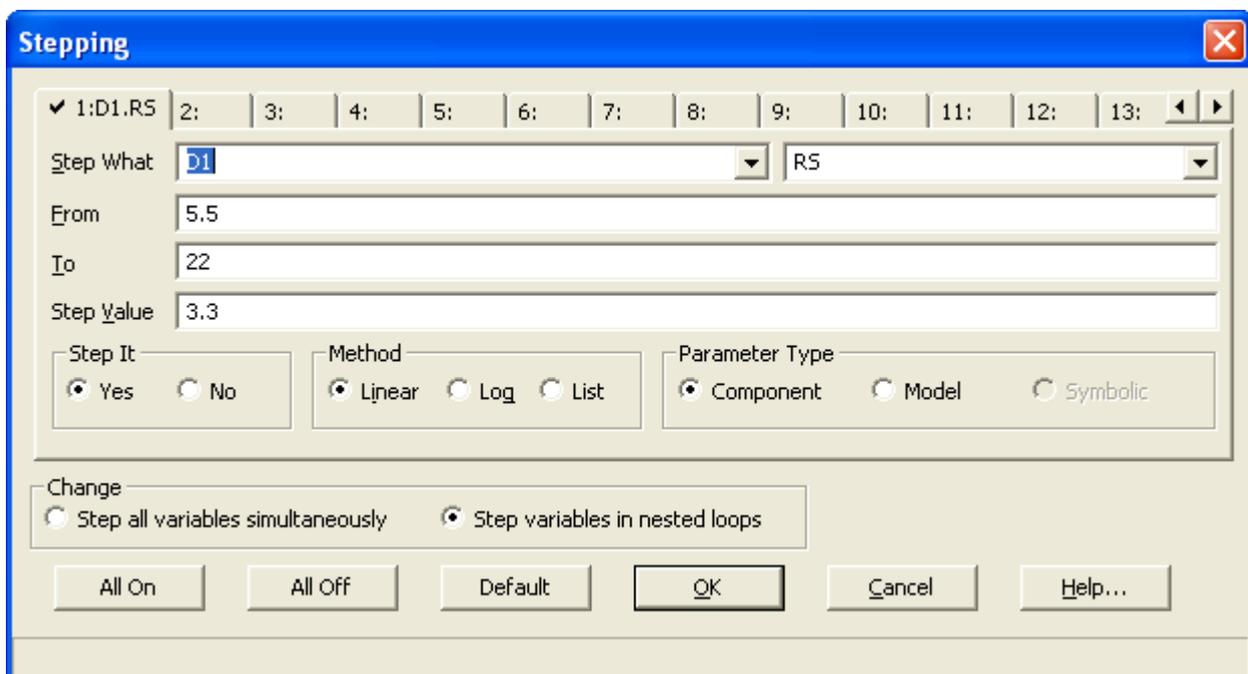


**Рис. 11.7.** Окно задания параметров Stepping

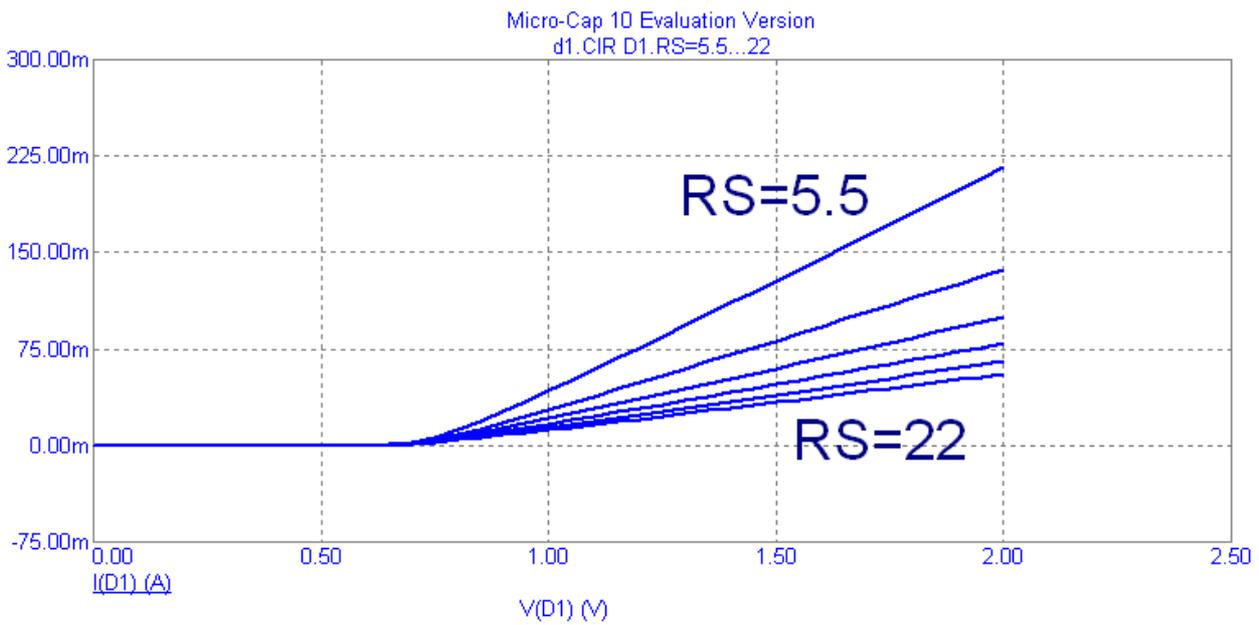


**Рис. 11.8.** Зависимости ВАХ от изменения коэффициента инжекции

**RS** – объемное сопротивление (рис. 11.9-11.10).



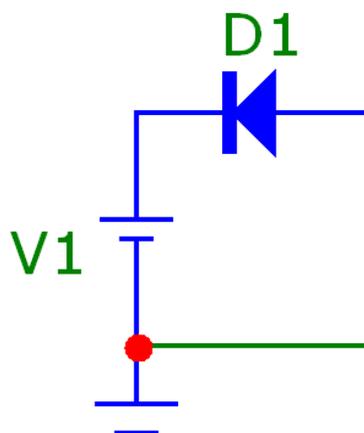
**Рис. 11.9.** Окно задания параметров Stepping



**Рис. 11.10.** Зависимости ВАХ от изменения объемного сопротивления

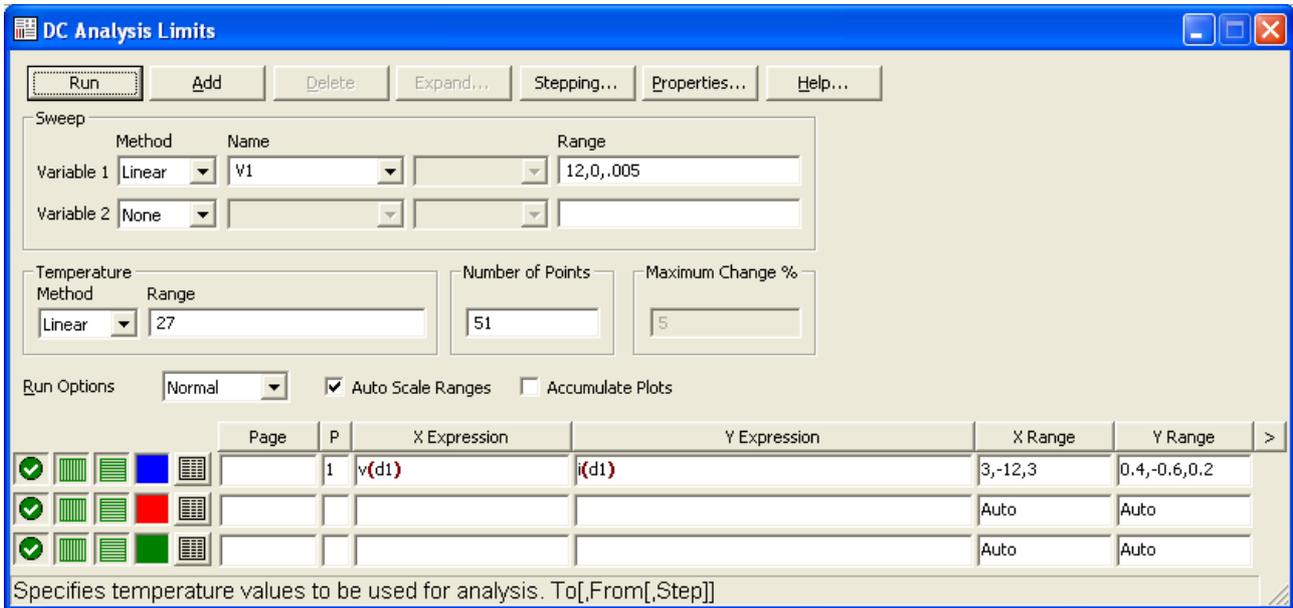
### Обратная ветвь вольт-амперной характеристики

Соберем схему для исследования обратной ветви ВАХ (рис. 11.11).

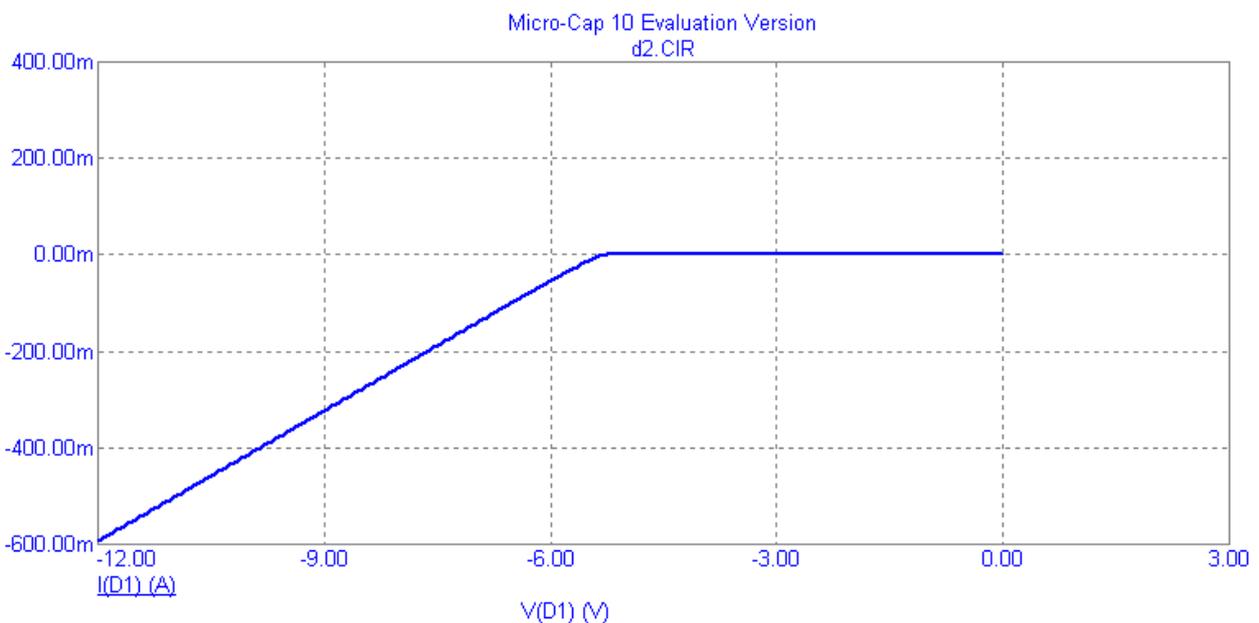


**Рис. 11.11.** Схема для исследования обратной ветви ВАХ

Проведем анализ схемы по постоянному току (аналогично предыдущему пункту) (рис. 11.12-11.13).



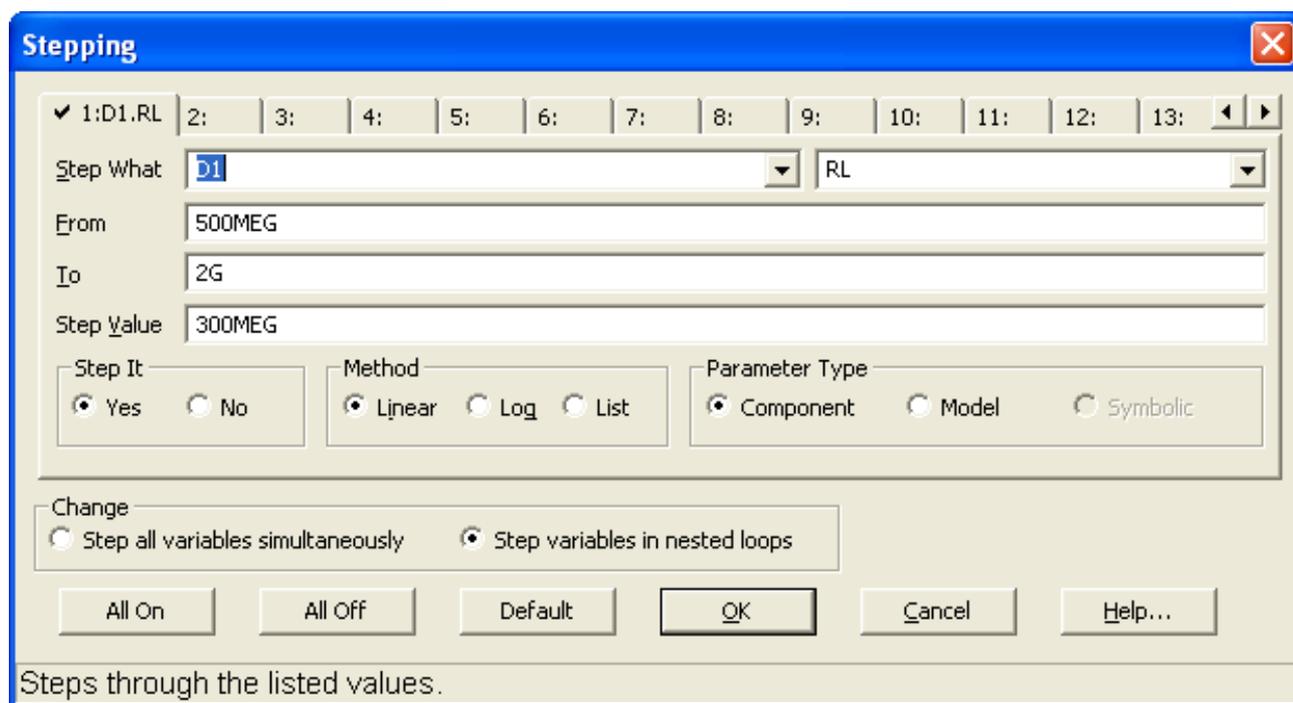
**Рис. 11.12.** Окно задания параметров по постоянному току



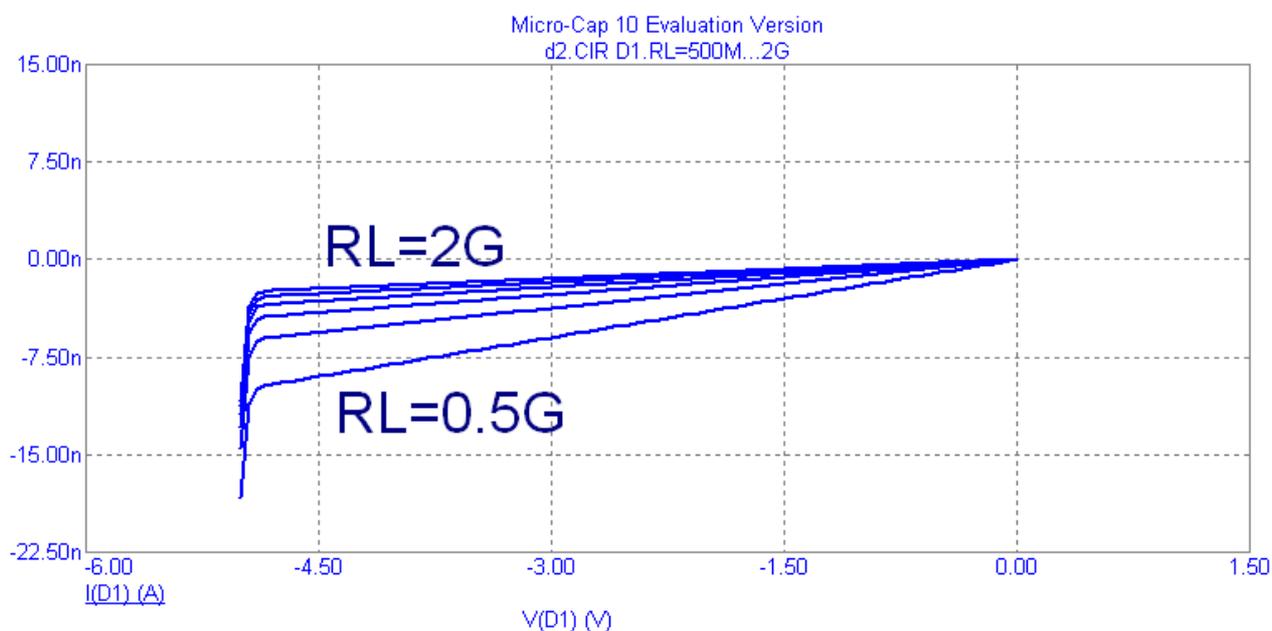
**Рис. 11.13.** Обратная ветвь ВАХ

Исследуем параметры влияющие на обратную ветвь ВАХ.

**RL** – сопротивление утечки перехода (рис. 11.14-11.15).

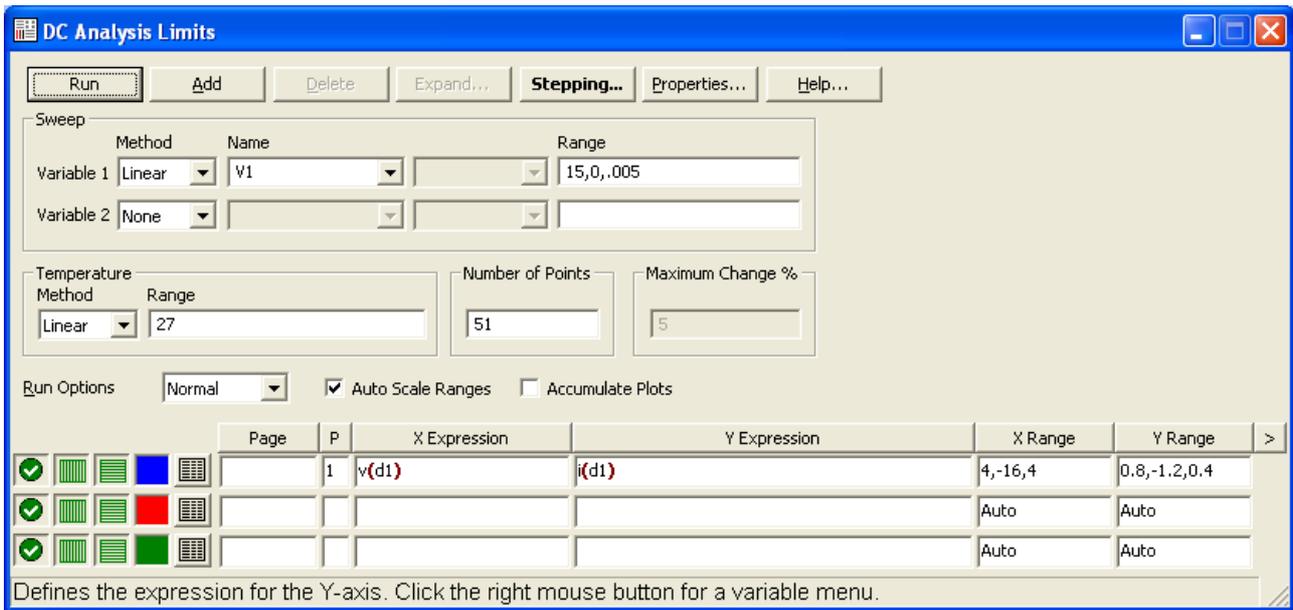


**Рис. 11.14.** Окно задания параметров Stepping

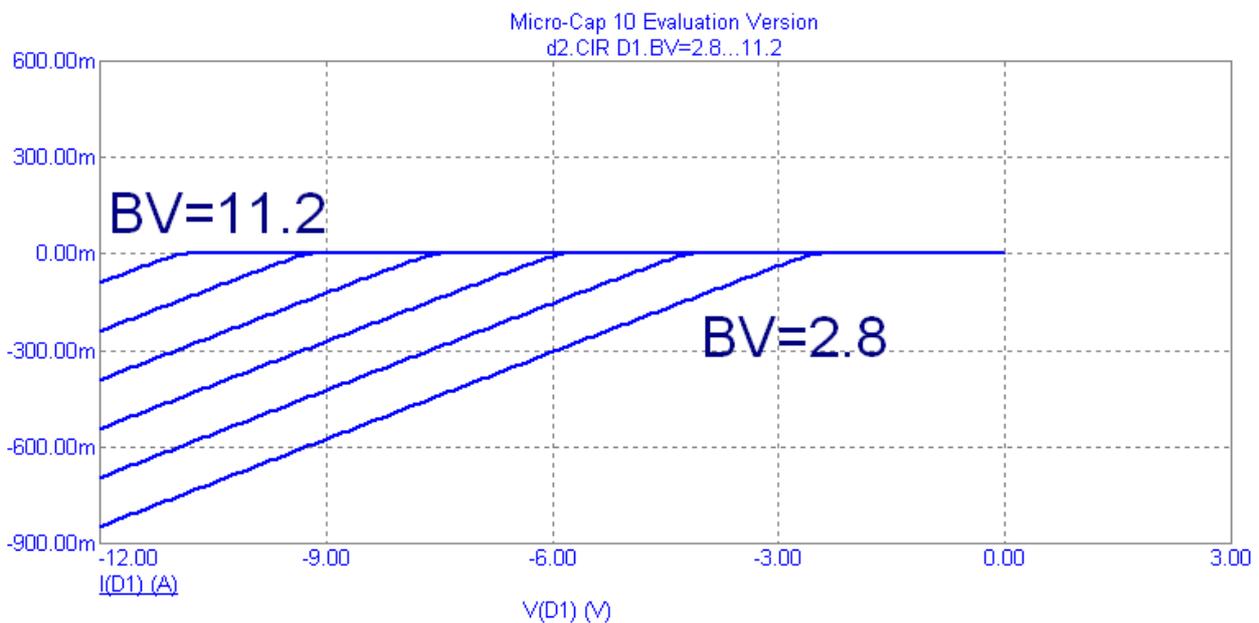


**Рис. 11.15.** Зависимости ВАХ от изменения сопротивления утечки перехода

**BV** – напряжение пробоя (рис. 11.16).



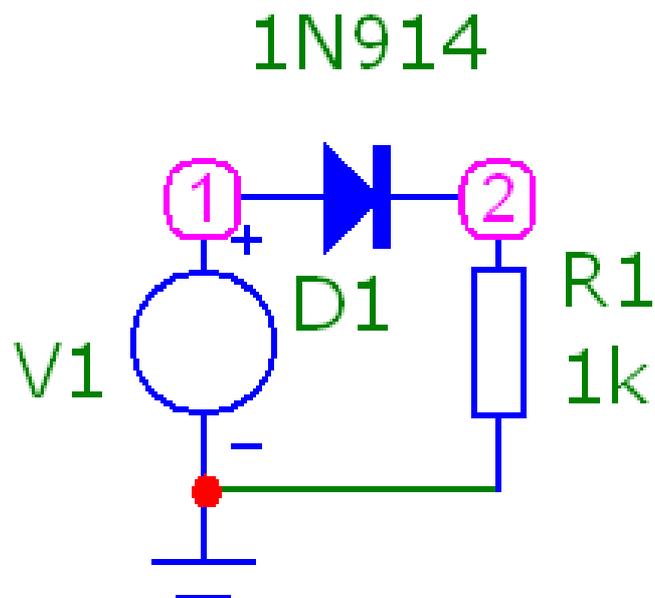
**Рис. 11.16.** Окно задания параметров Stepping



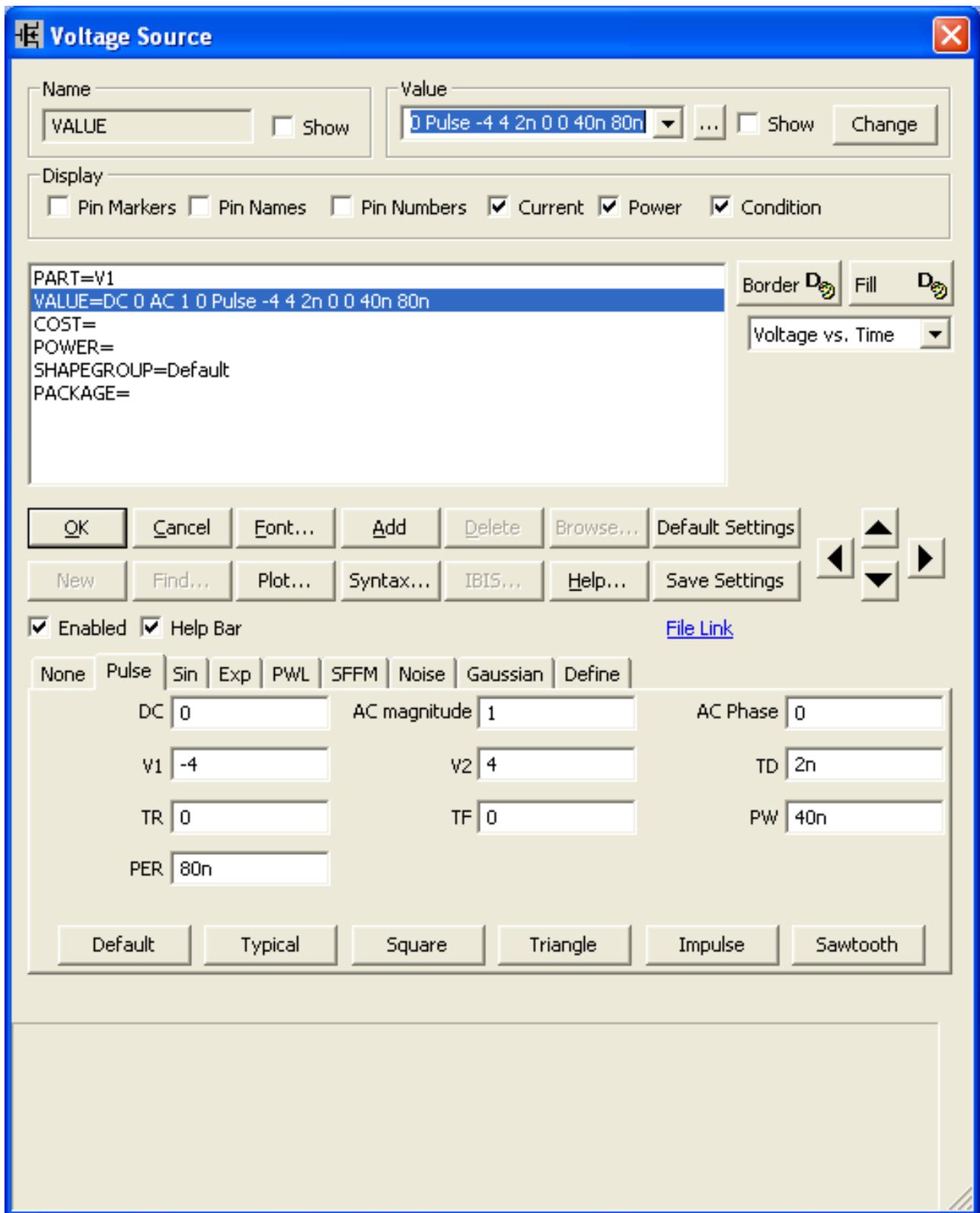
**Рис. 11.17.** Зависимости ВАХ от изменения напряжения пробоя

## Исследование динамического режима работы выпрямительного диода

Построим схему, как на рис. 11.18.

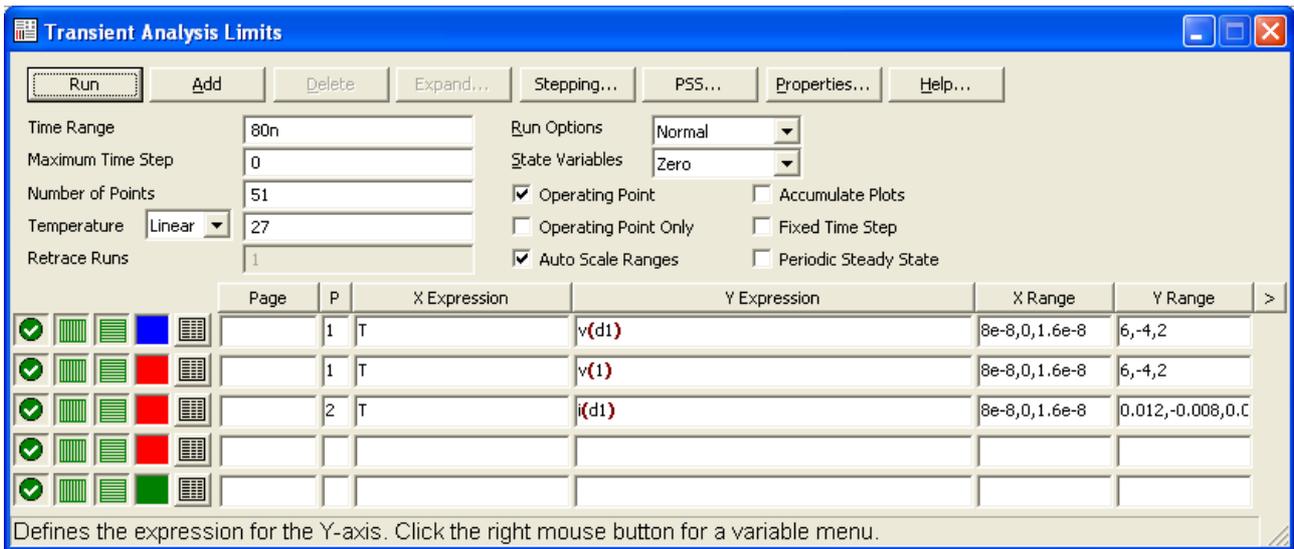


**Рис. 11.18.** Схема для исследования динамического режима работы выпрямительного диода



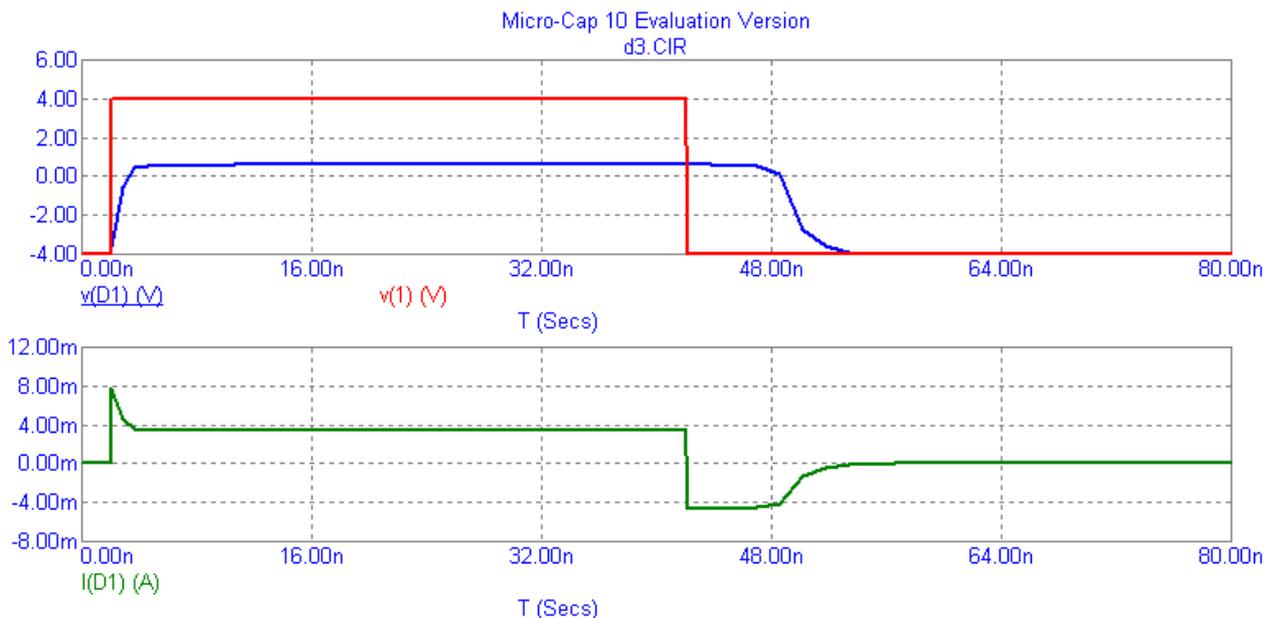
**Рис. 11.19.** Окно задания параметров генератора

Проведем временной анализ схемы (рис. 11.20).



**Рис. 11.20.** Окно задания параметров временного анализа

Построение временной диаграммы работы схемы (представлено на рис. 11.21).



**Рис. 11.21.** Временная диаграмма

При выключении диода сначала разряжается диффузионная ёмкость. Ток через диод мгновенно меняется на противо-

положительный, но прямое напряжение падает до нуля постепенно. Этот участок – время рассасывания неосновных носителей  $t_{рас}$ . При смене полярности напряжения на переходе возникает барьерная ёмкость, которую требуется зарядить. «Зарядка» происходит через резистор  $R_{огр}$  от источника питания, постоянная времени заряда  $\tau = C_b R_{огр}$ . По мере «зарядки» обратный ток уменьшается до некоторого постоянного значения  $I_0 + I_{ут} + I_{тг}$ .

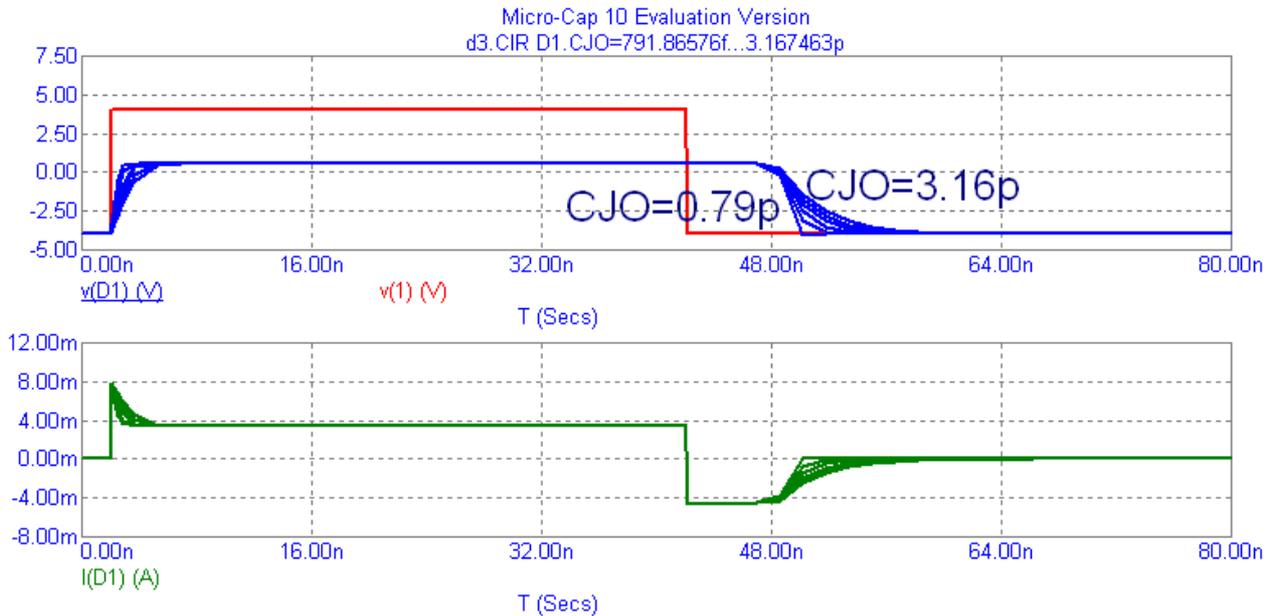
При положительном напряжении у диода возникает и начинает заряжаться диффузионная ёмкость  $C_d$ . Ее заряд (процесс накопления неосновных носителей) ведётся от источника питания через резистор  $R_{огр}$ . Таким образом, диффузионная ёмкость  $C_d$  при включении диода заряжается постепенно, практически не влияя на форму напряжения на диоде.

Время выключения диода много больше времени включения. Время выключения, в течение которого обратный ток велик, называется временем восстановления диода  $t_{восст}$ .

Импульсные и высокочастотные диоды выполняют точечными с целью уменьшения барьерной ёмкости и, следовательно, ускорения переключения.

## Изменение параметров модели диода

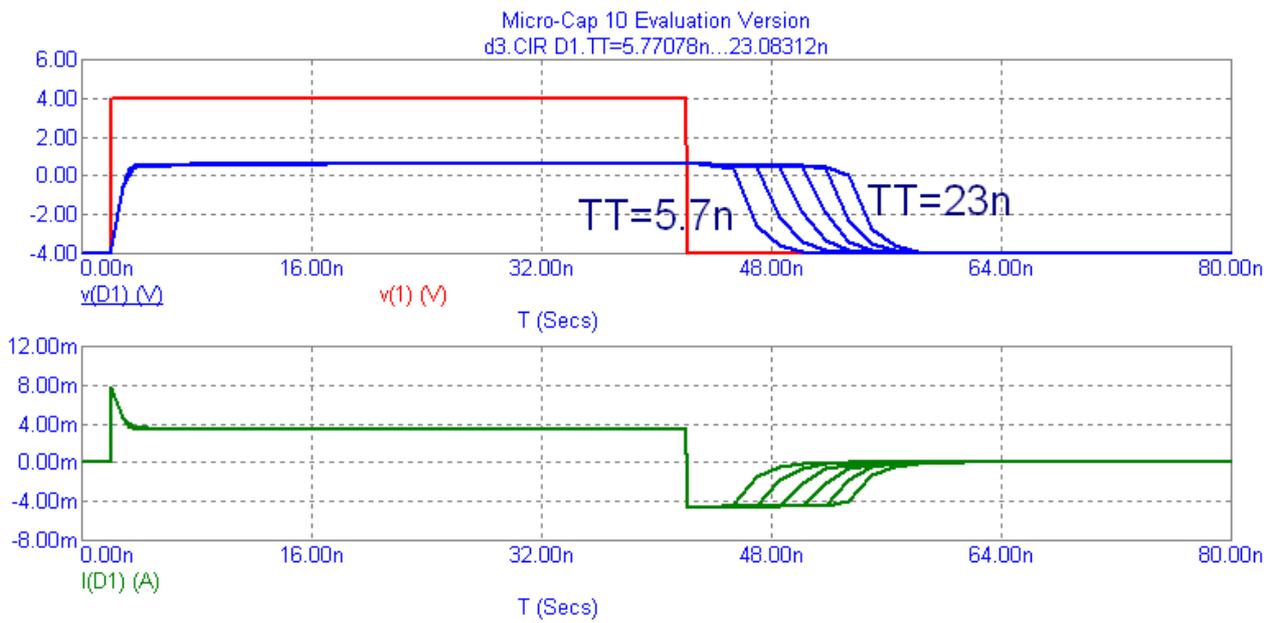
Изменение параметра **CJO**, **TT** представлено на рис. 11.22.



**Рис. 11.22.** Последовательное изменение параметра **CJO**

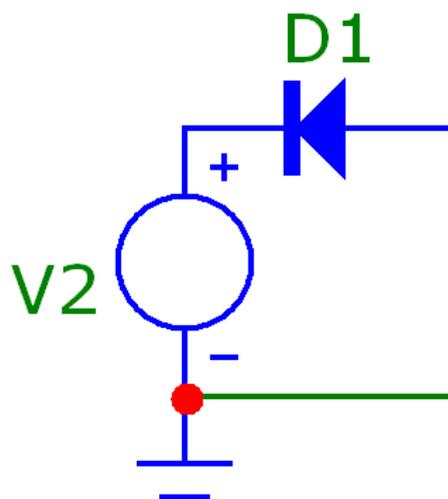
**CJO** – барьерная емкость (образуется двумя проводящими слоями полупроводника по обе стороны от границ обедненного слоя, выполняющими роль обкладок конденсатора, и расположенным между ними обедненным слоем, который не проводит электрический ток и играет роль диэлектрика) при нулевом смещении;

**TT** – время переноса заряда.

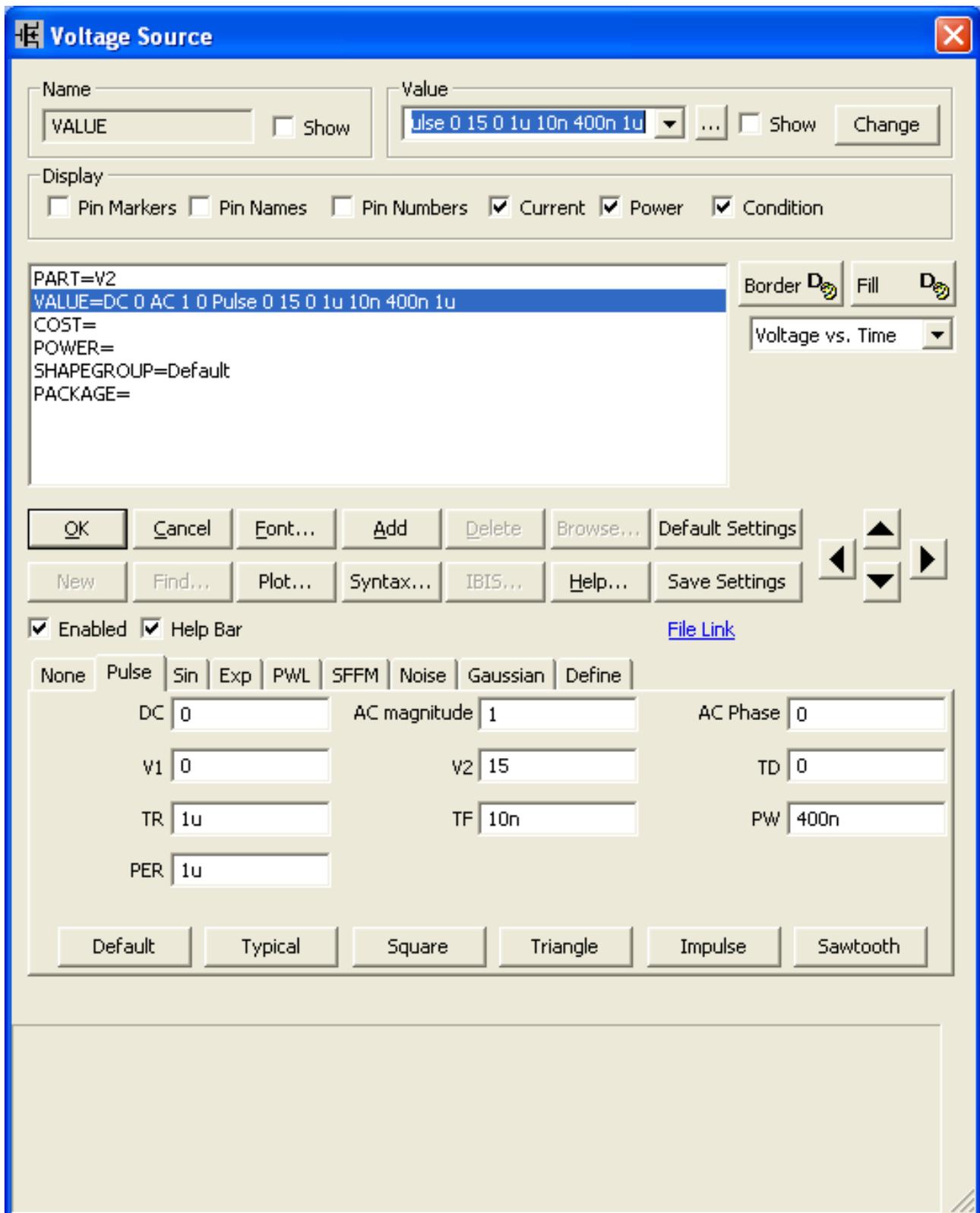


**Рис. 11.23.** Последовательное изменение параметра  $TT$

### Исследование вольт-фарадной характеристики диода



**Рис. 11.24.** Схема для исследования вольт-фарадной характеристики диода



**Рис. 11.25.** Окно задания параметров генератора

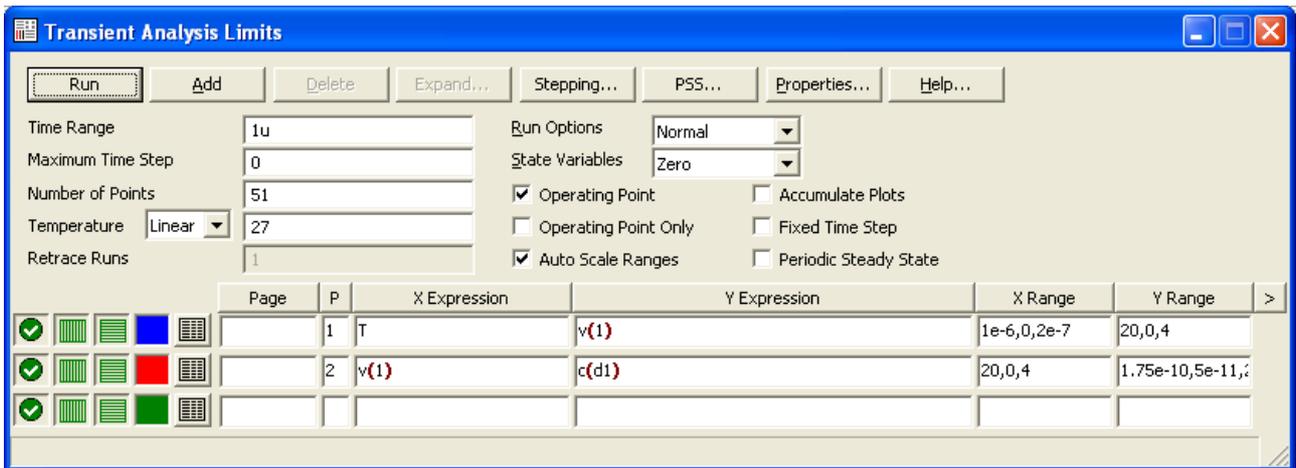


Рис. 11.26. Окно задания параметров временного анализа

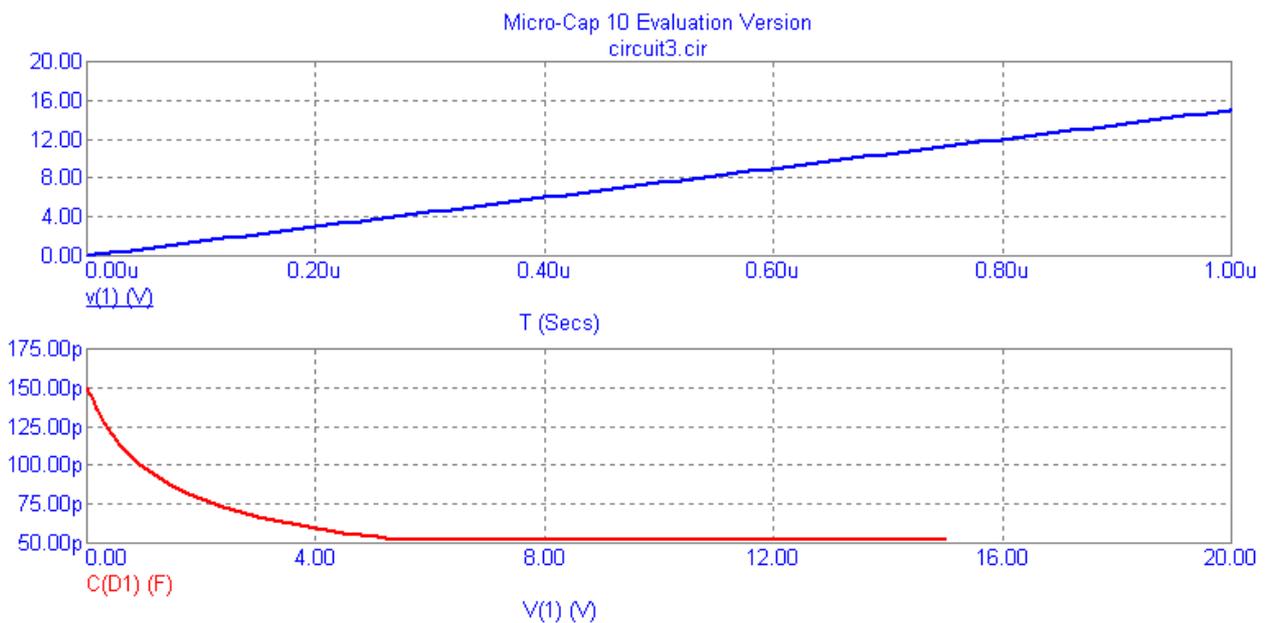
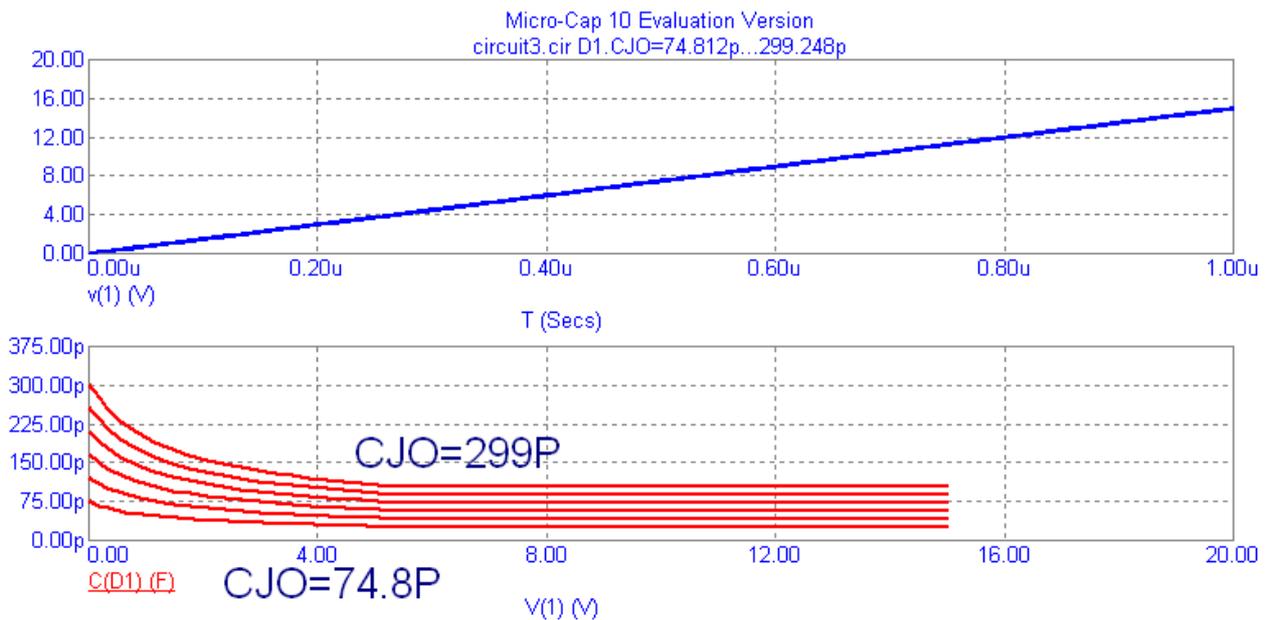


Рис. 11.27. Вольт-фардная характеристика диода



**Рис. 11.28.** Вольт-фарадная характеристика диода, изменение барьерной емкости при нулевом смещении (CJO)

## 11.3. Модели активных электронных компонентов

### 11.3.1. Модель биполярного транзистора

#### Основные сведения

Форма описания включения в схему:

**PART:** имя

**VALUE:** [area] [OFF] [IC=<vbe>[,vce]]

**MODEL:** имя модели

Параметр *Area* задает коэффициент кратности для учета подключения нескольких параллельных транзисторов (параметры модели диода умножаются или делятся на эту величину). Параметр *IC* задает начальные напряжения на транзисторе при расчете переходных процессов, если на

панели Transient Analysis Limits выключена опция Operating Point. Включение ключевого слова OFF исключает транзистор из схемы при проведении первой итерации расчета режима по постоянному току.

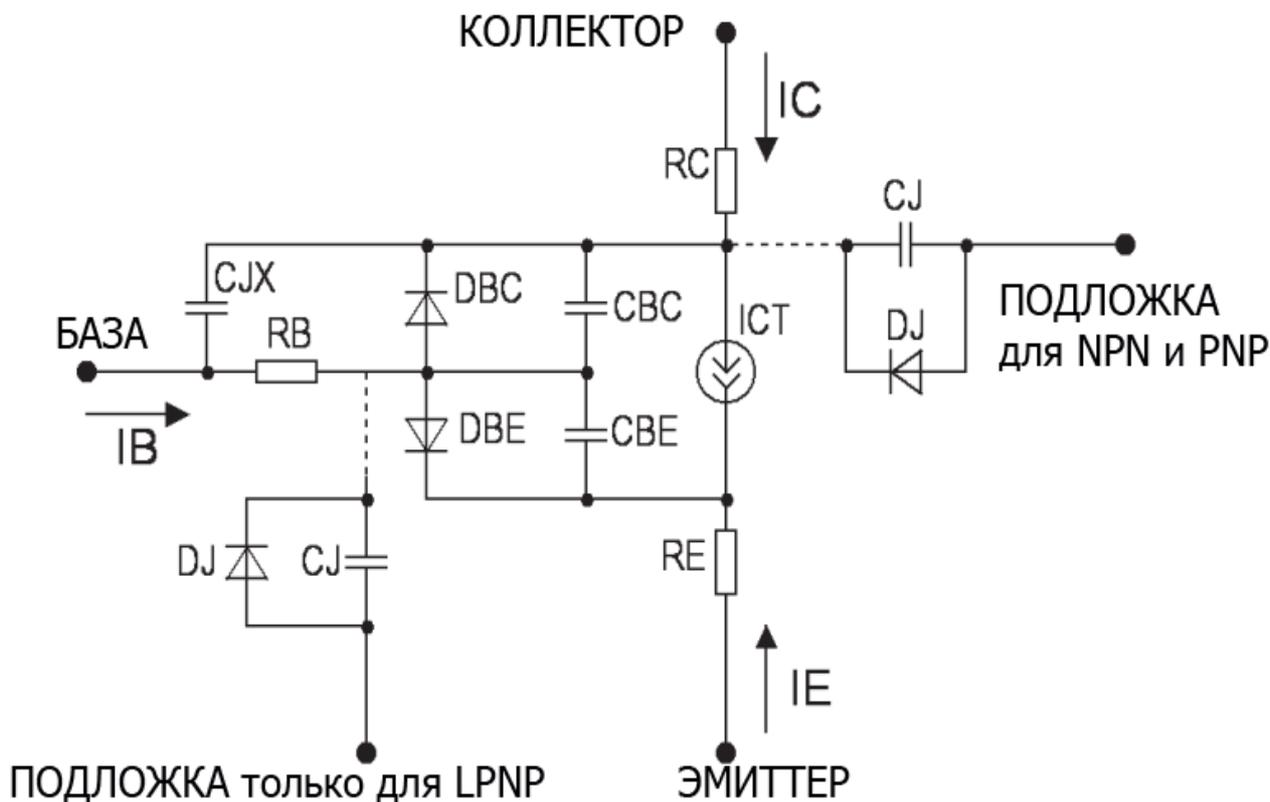
Форма описания модели:

.Model <имя модели> NPN [<параметры модели>]; биполярный n–p–n

.Model <имя модели> PNP [<параметры модели>]; биполярный p–n–p

В программе PSPICE используется схема замещения биполярного транзистора в виде адаптированной модели Гумме–ля–Пуна см. рис. 11.29, которая по сравнению с исходной моделью позволяет учесть эффекты, возникающие при больших смещениях на переходах.

На схеме замещения биполярного n–p–n-транзистора (см. рис. 11.29) приняты следующие обозначения:  $I_b$  – ток базы;  $I_c$  – ток коллектора;  $I_{be1}$  – ток коллектора в нормальном режиме;  $I_{bc1}$  – ток коллектора в инверсном режиме;  $I_{be2}$ ,  $I_{bc2}$  – составляющие тока перехода база–эмиттер, вызванные неидеальностью перехода;  $I_s$  – ток подложки;  $V_{be}$ ,  $V_{bc}$  – напряжения на переходе "внутренняя база" – эмиттер и "внутренняя база" – коллектор;  $V_{bs}$  – напряжение "внутренняя база" – подложка;  $V_{bn}$  – напряжение "внутренняя база" – подложка для режима квазинасыщения;  $V_{bx}$  – напряжение база – "внутренний коллектор";

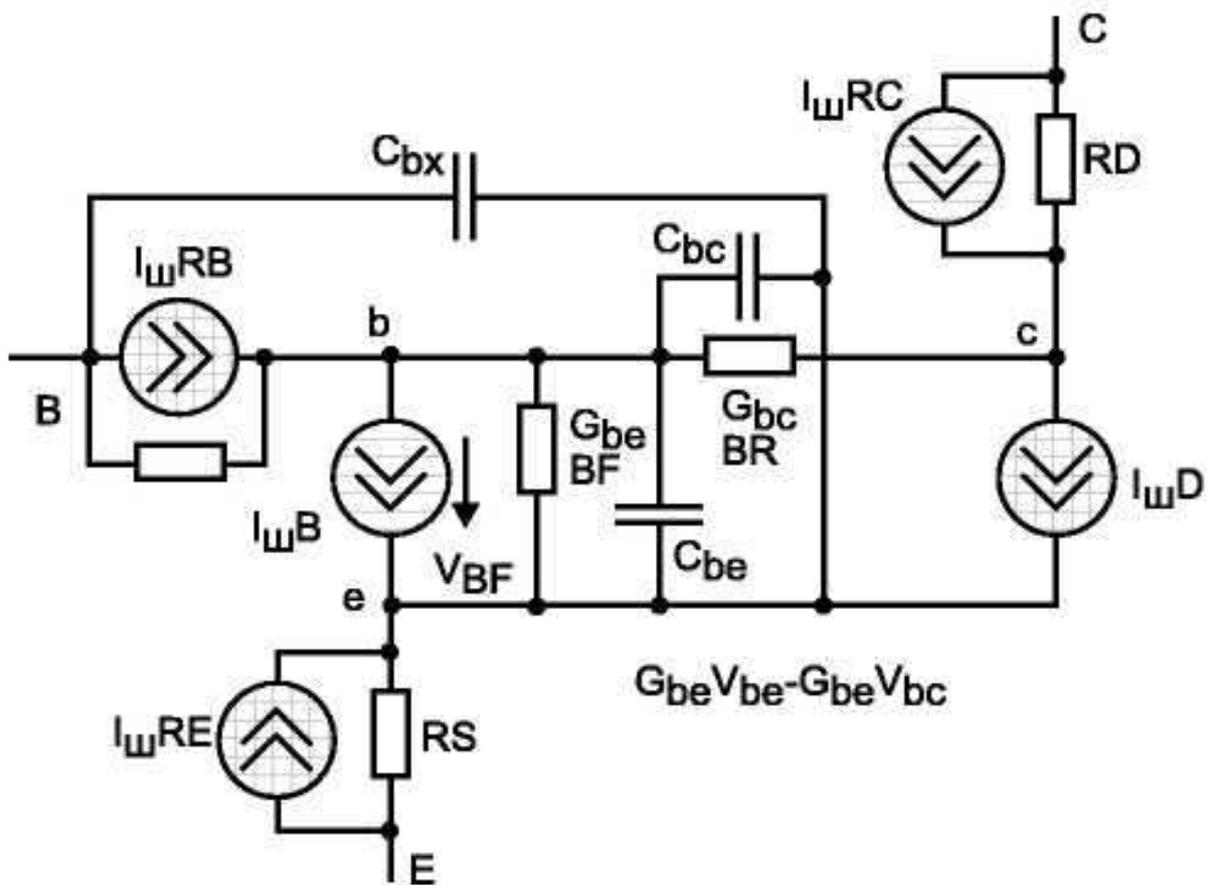


**Рис. 11.29.** Нелинейная схема замещения Гуммеля–Пуна биполярного  $n-p-n$ -транзистора

$V_{ce}$  – напряжение "внутренний коллектор" – "внутренний эмиттер";  $V_{js}$  – напряжение "внутренний коллектор" – подложка для NPN-транзистора, напряжение "внутренняя подложка" – коллектор для PNP-транзистора или напряжение "внутренняя база" – подложка для LPNP-транзистора.

Линейная схема замещения биполярного транзистора (см. рис. 11.30) дополнительно содержит источники флуктуационных токов. Тепловые шумы  $I_{mRB}$ ,  $I_{mRC}$  и  $I_{mRE}$ , создаваемые резисторами  $R_B$ ,  $R_C$  и  $R_E$ , имеют спектральные плотности

$$S_{RB} = 4kT/R_b, S_{RC} = 4kT/(RC/Area), S_{RE} = 4kT/(RE/Area).$$



**Рис. 11.30.** Линейная схема замещения биполярного  $n-p-n$ -транзистора с включением источников внутреннего шума

Источники тока  $I_{шB}$ ,  $I_{шC}$ , характеризующие дробовой и фликкер-шумы в цепях базы и коллектора, имеют, соответственно, спектральные плотности.

В выражении для спектральной мощности теплового шума  $Area$  – скалярный коэффициент. Он позволяет учесть параллельное соединение одностипных транзисторов, для чего умножается на следующие параметры:

$IS$ ,  $ISE$ ,  $ISC$ ,  $ISS$ ,  $IKF$ ,  $IKR$ ,  $IRB$ ,  $ITF$ ,  $CJC$ ,  $CJS$ ,  $QCO$  и делит следующие параметры  $RE$ ,  $RC$ .

Значение коэффициента  $Area$  указывается в задании на

моделирование при включении транзистора в схему. По умолчанию Area = 1.

### Исследование параметров модели, влияющих на входную вольт-амперную характеристику биполярного транзистора

Входная вольт-амперная характеристика биполярного транзистора описывается уравнением

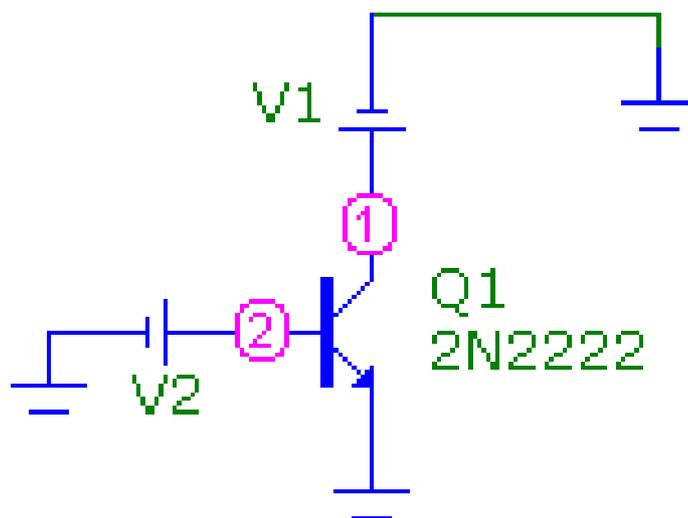
$$V_{be} = VT \cdot NF \cdot \ln\left(\frac{I_c}{I_S}\right) + I_c \cdot RE$$

где  $I_S$  – ток насыщения при температуре 27 °С;

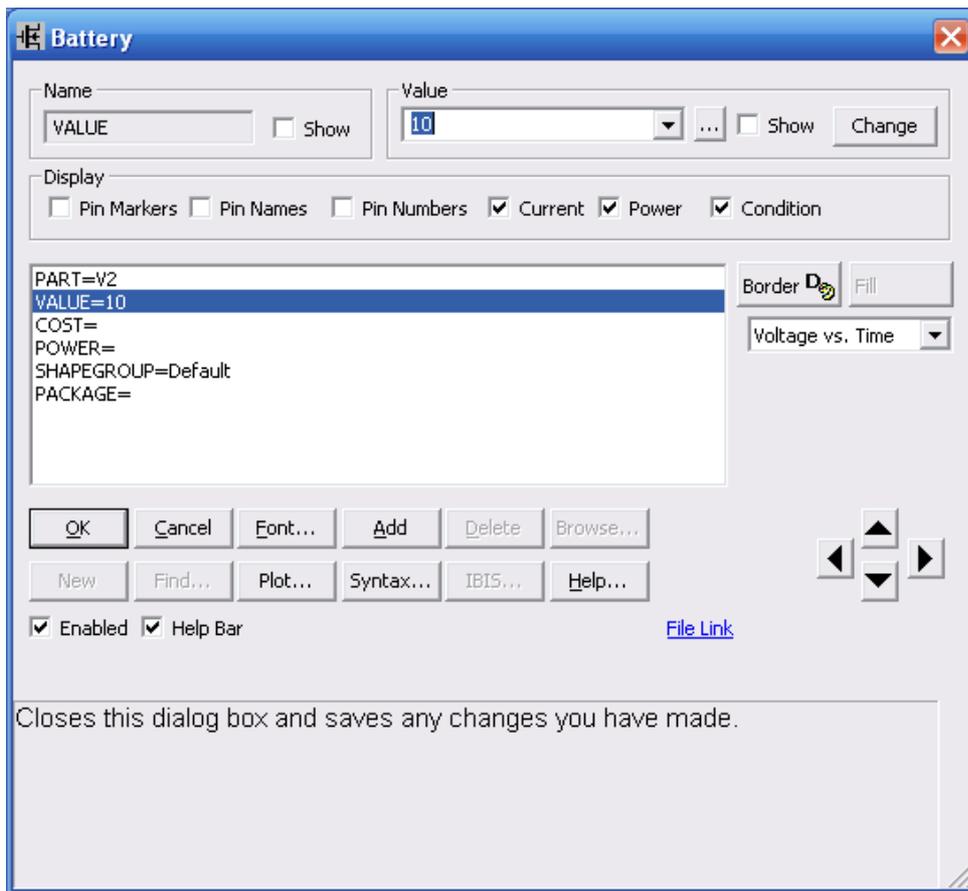
$NF$  – коэффициент неидеальности в нормальном режиме;

$RE$  – объемное сопротивление эмиттера.

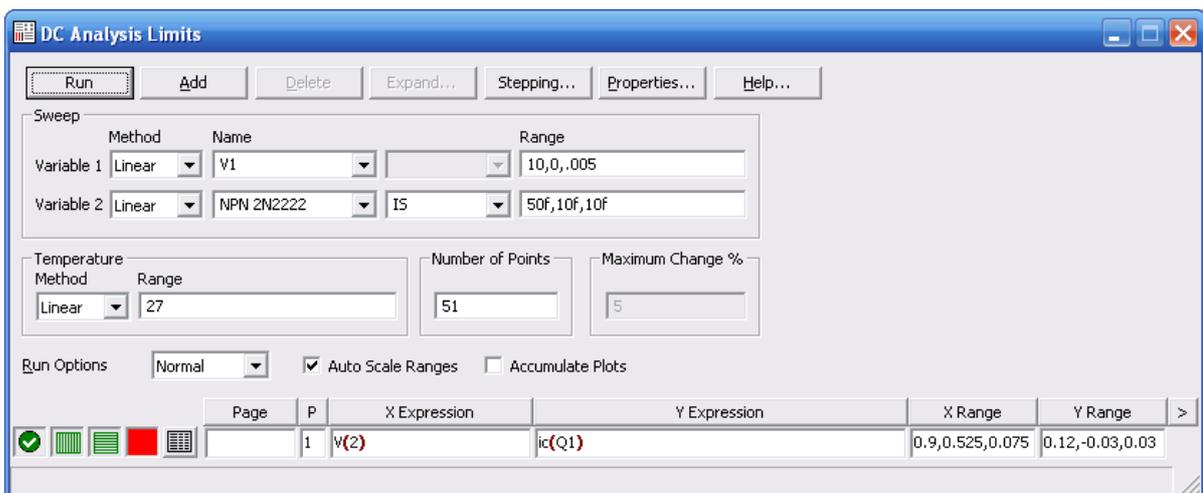
Соберем схему для исследования входной вольт-амперной характеристики в Micro-Cap.



**Рис. 11.31.** Схема для исследования входной вольт-амперной характеристики в Micro-Cap  
Параметры источника напряжения (рис. 11.32).

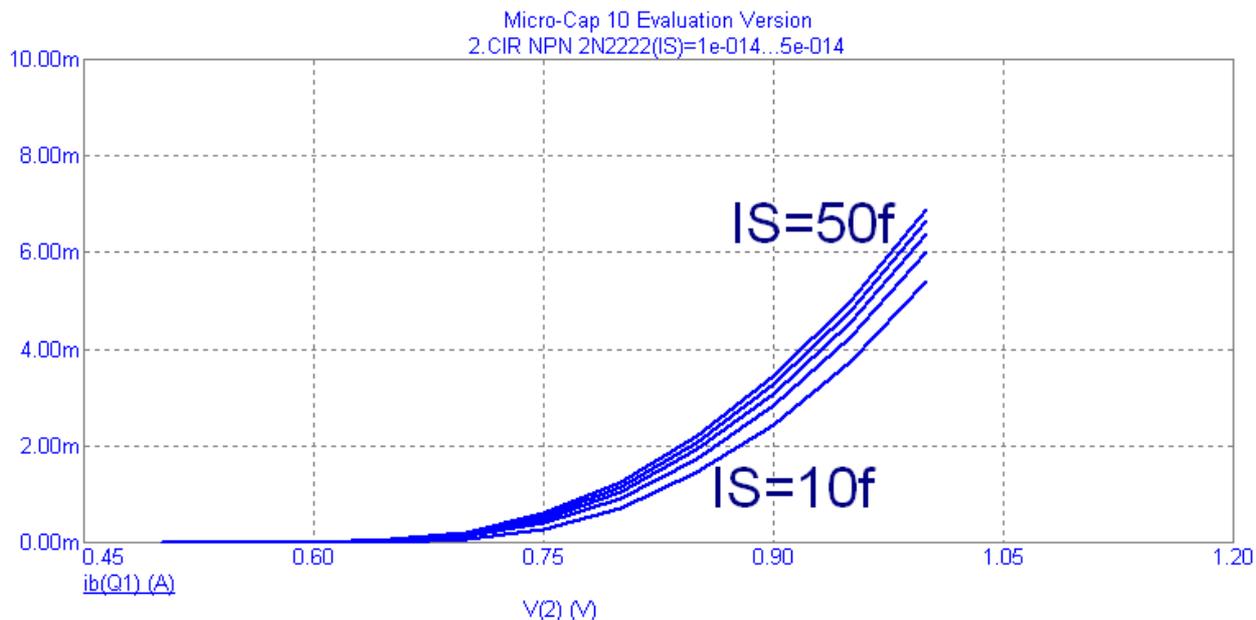


**Рис. 11.32.** Окно задания параметров источника напряжения  
 Зададим параметры анализа по постоянному току  
 (рис. 11.33).



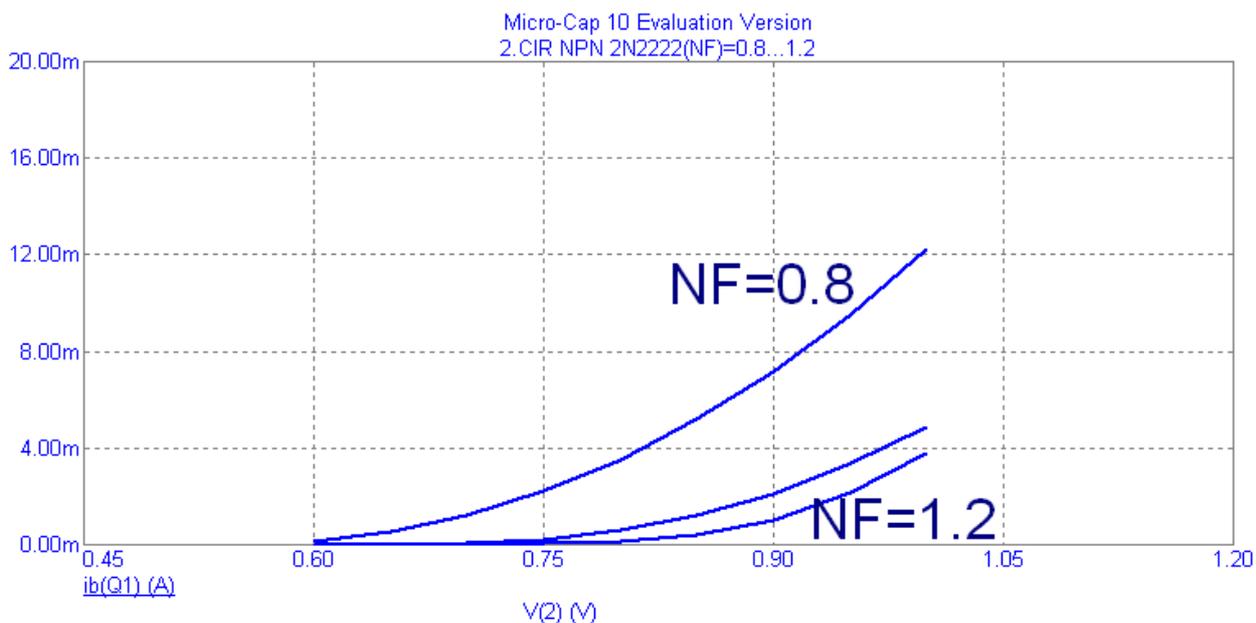
**Рис. 11.33.** Окно задания параметров анализа по  
 постоянному току

Изменение тока насыщения  $I_S$  при температуре  $27\text{ }^\circ\text{C}$  (рис. 11.34).



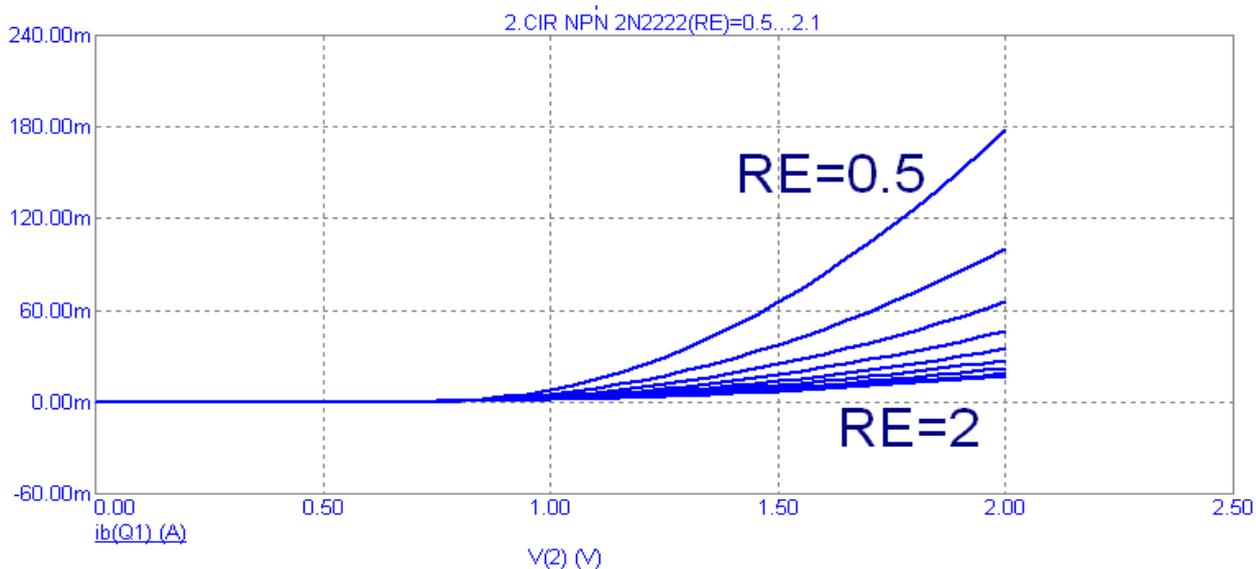
**Рис. 11.34.** Входная вольт-амперная характеристика с изменением тока насыщения ( $I_S$ )

Изменения коэффициента неидеальности  $NF$  в нормальном режиме, диапазон изменения коэффициента неидеальности  $NF$  сильно увеличен для наглядности (рис. 11.35).



**Рис. 11.35.** Изменения коэффициента неидеальности ( $NF$ ) в нормальном режиме

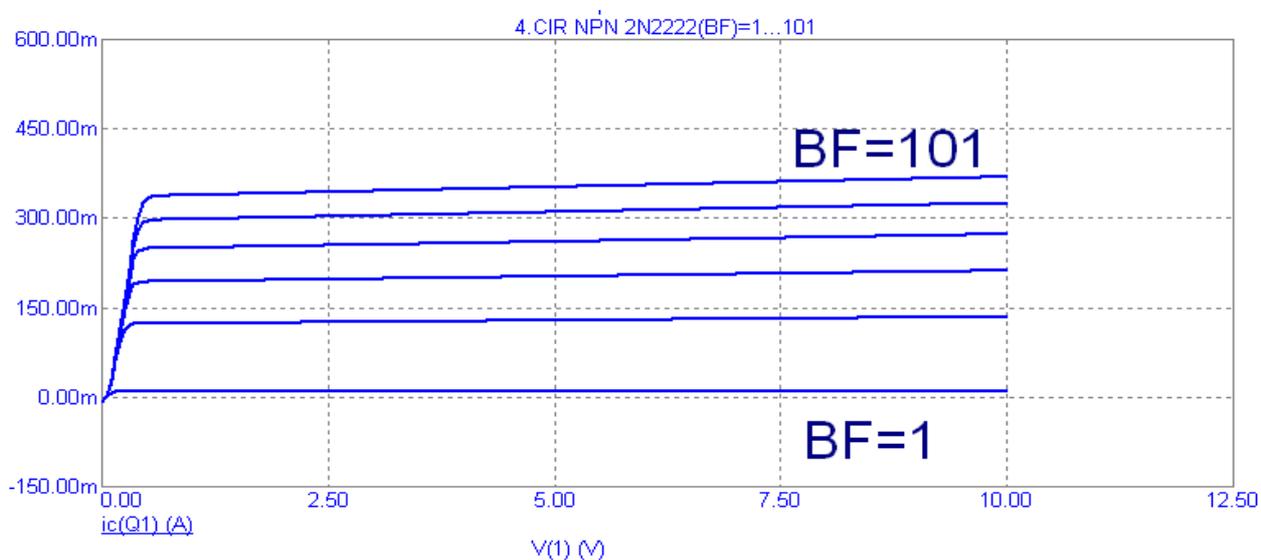
Изменение объемного сопротивления эмиттера RE  
(рис. 11.36).



**Рис. 11.36.** Изменение объемного сопротивления эмиттера (RE)

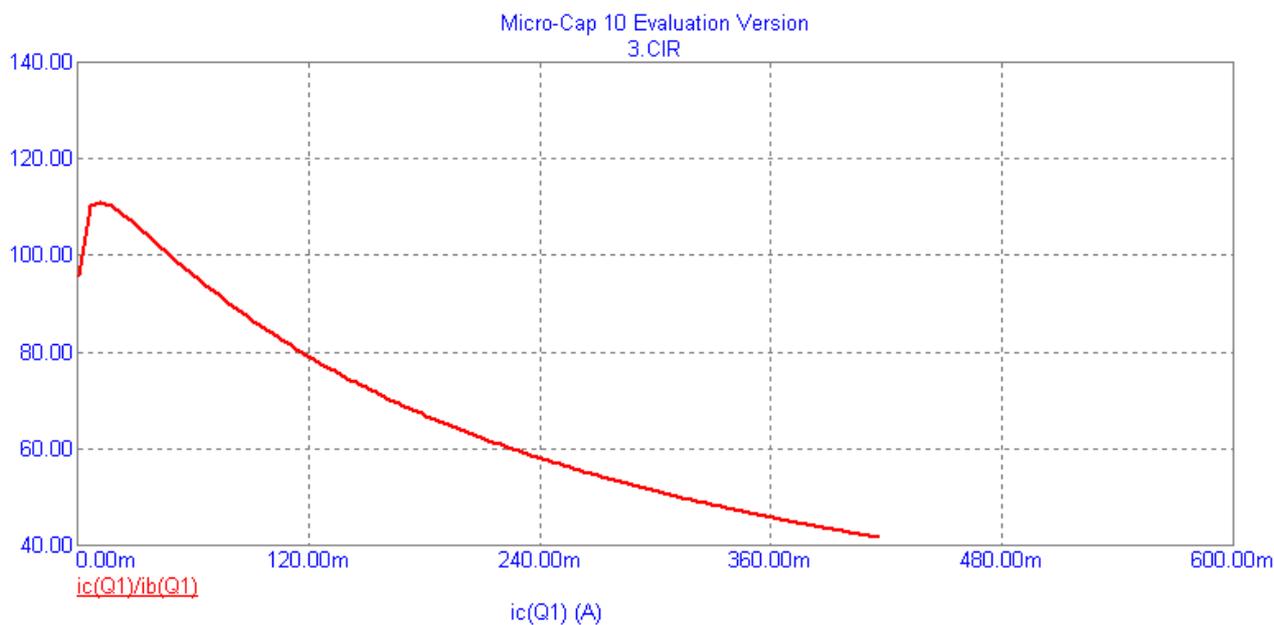
### Исследование параметров модели влияющих на выходную вольт-амперную характеристику биполярного транзистора

Влияние коэффициента передачи тока базы BF  
(рис. 11.37).



**Рис. 11.37.** Изменение коэффициента передачи тока базы (BF)

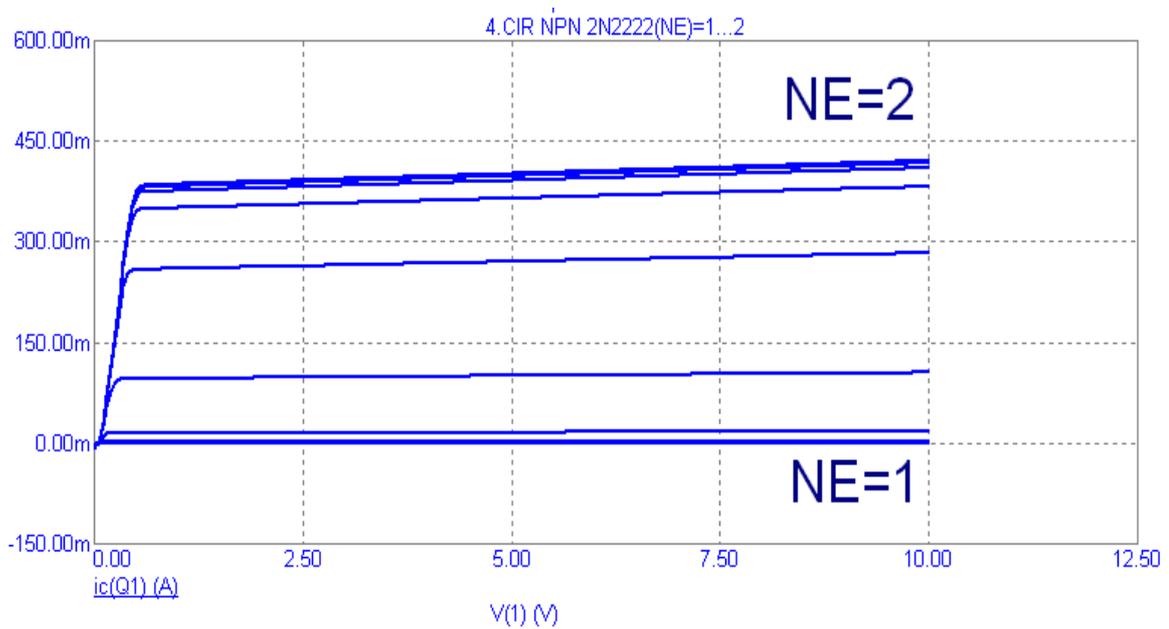
Исследование изменения коэффициента передачи тока базы ВF от тока коллектора IC (рис. 11.38).



**Рис. 11.38.** Изменение коэффициента передачи тока базы ВF от тока коллектора (IC)

Изменение коэффициента передачи тока базы ВF от тока коллектора IC задается в табличной форме на основании экспериментальных характеристик. Для разных моделей транзисторов максимум ВF может наблюдаться как в области малых токов IC, так и в области больших или средних токов IC.

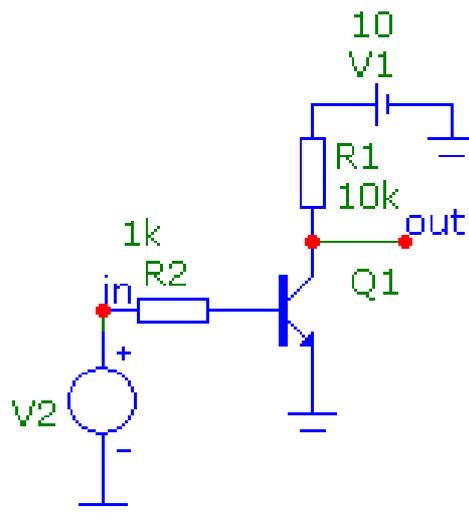
Исследование изменения коэффициента неидеальности перехода база–эмиттер NE (рис. 11.39).



**Рис. 11.39.** Изменение коэффициента неидеальности перехода база–эмиттер NE

### Исследование динамического режима транзистора

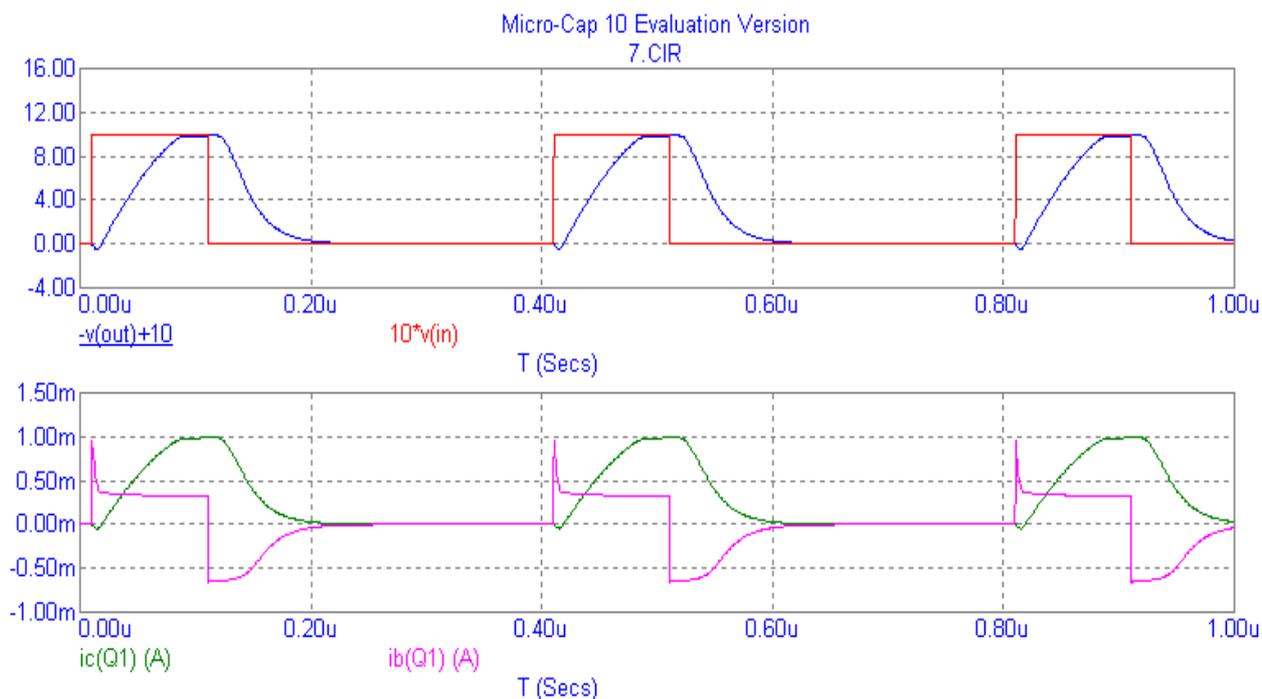
Для определения влияния динамических параметров модели биполярного транзистора на переходные процессы соберем следующую схему (рис. 11.40).



VALUE=DC 0 AC 1 0 Pulse 0 1 10n 0 0 100n 400n

**Рис. 11.40.** Схема для определения влияния динамических параметров модели биполярного транзистора

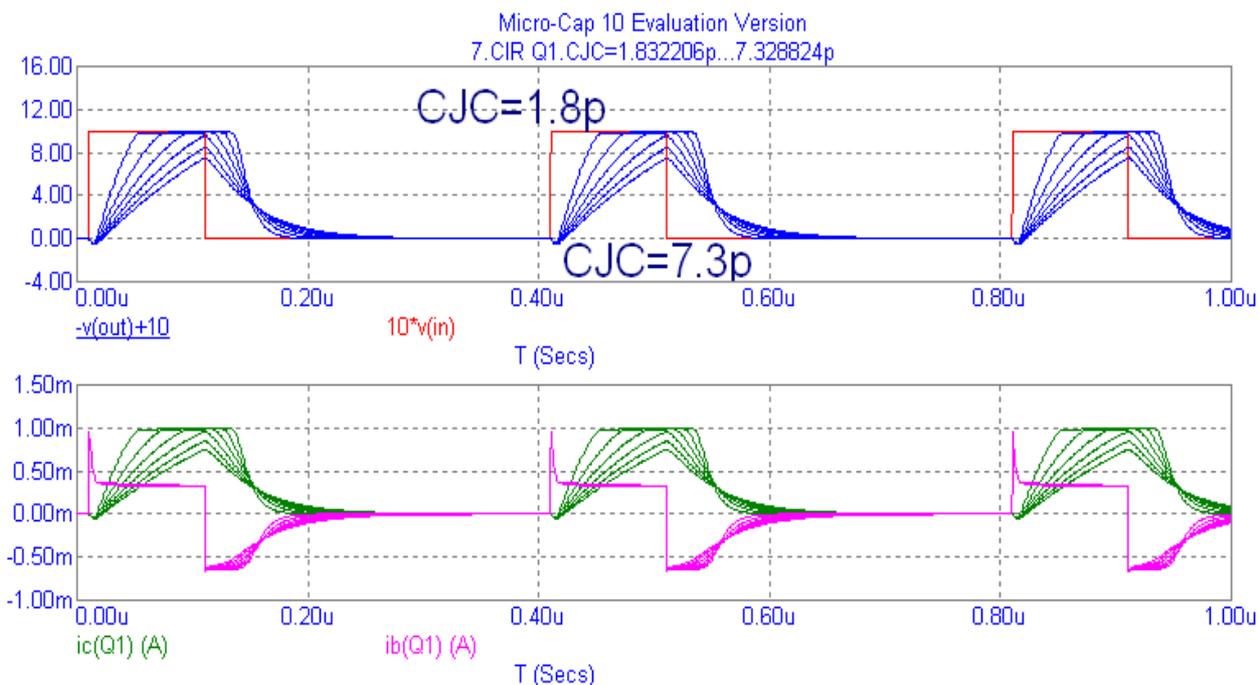
Проведем анализ схемы во временной области (рис. 11.41).



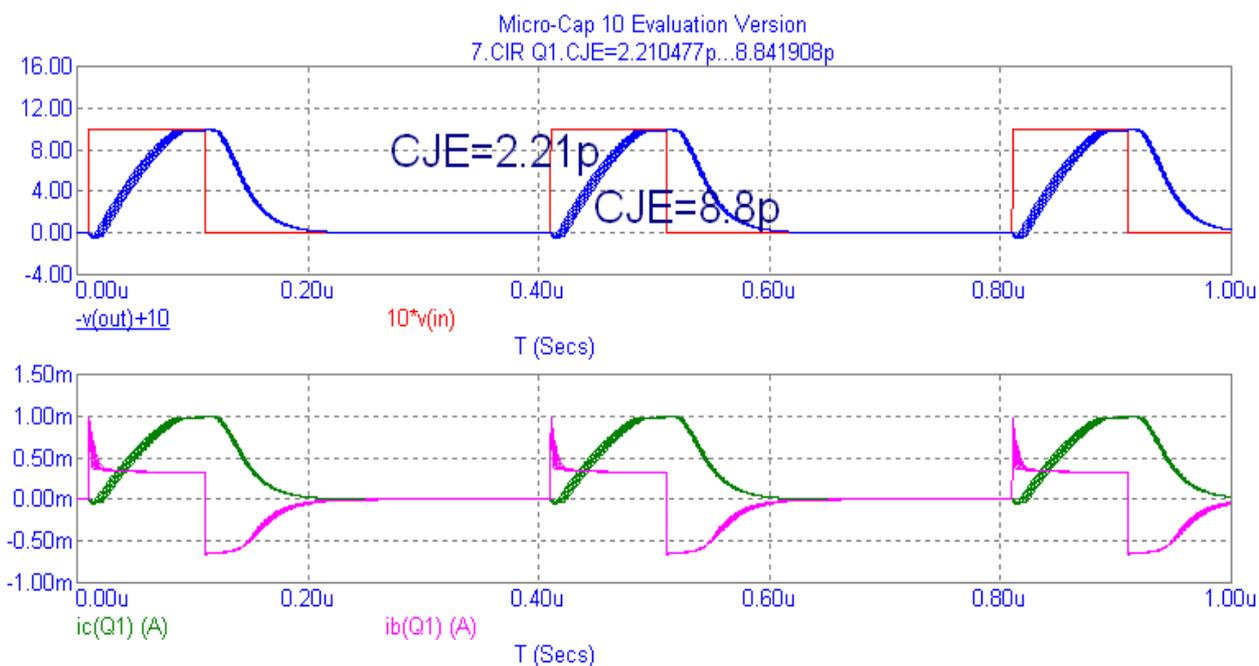
**Рис. 11.41.** Переходные процессы в схеме на биполярном транзисторе

Для наглядности график входного напряжения  $V(in)$  увеличен в 10 раз, а график выходного напряжения  $V(out)$  инвертирован и добавлена постоянная составляющая в 10 вольт. Это сделано потому, что исследуемый нами каскад с общим эмиттером усиливает по напряжению примерно в 10 раз и инвертирует сигнал.

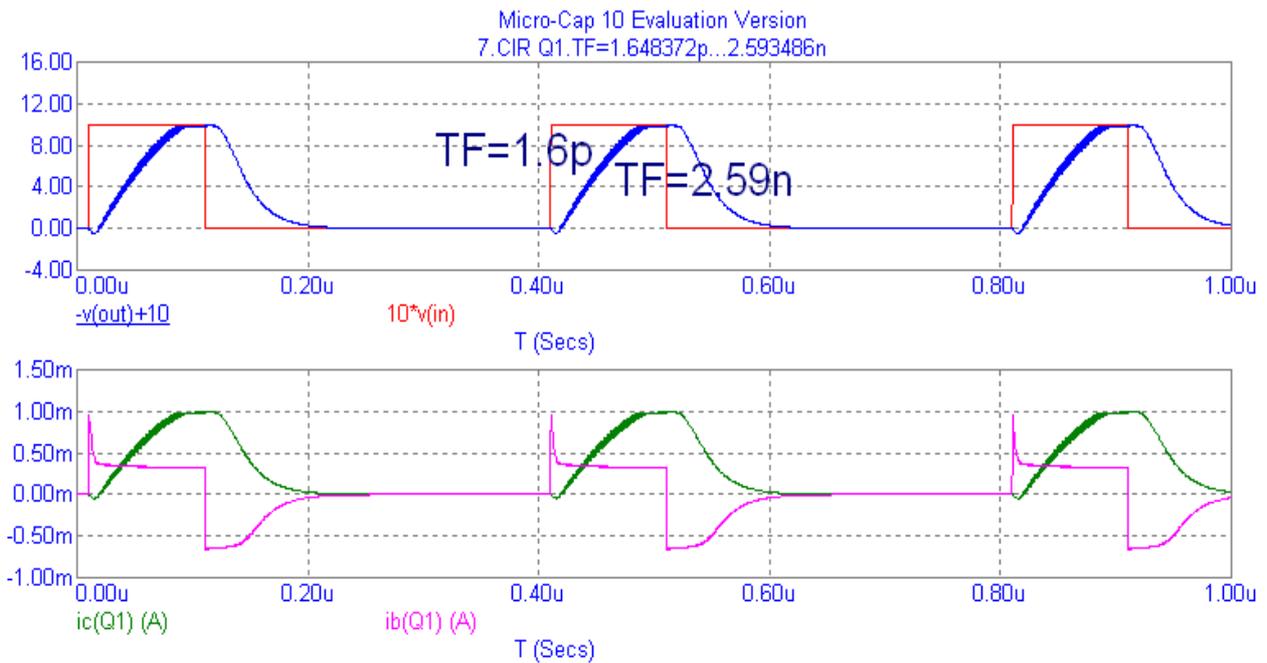
Теперь будем варьировать параметры модели биполярного транзистора, влияющие на переходные процессы (рис. 11.42).



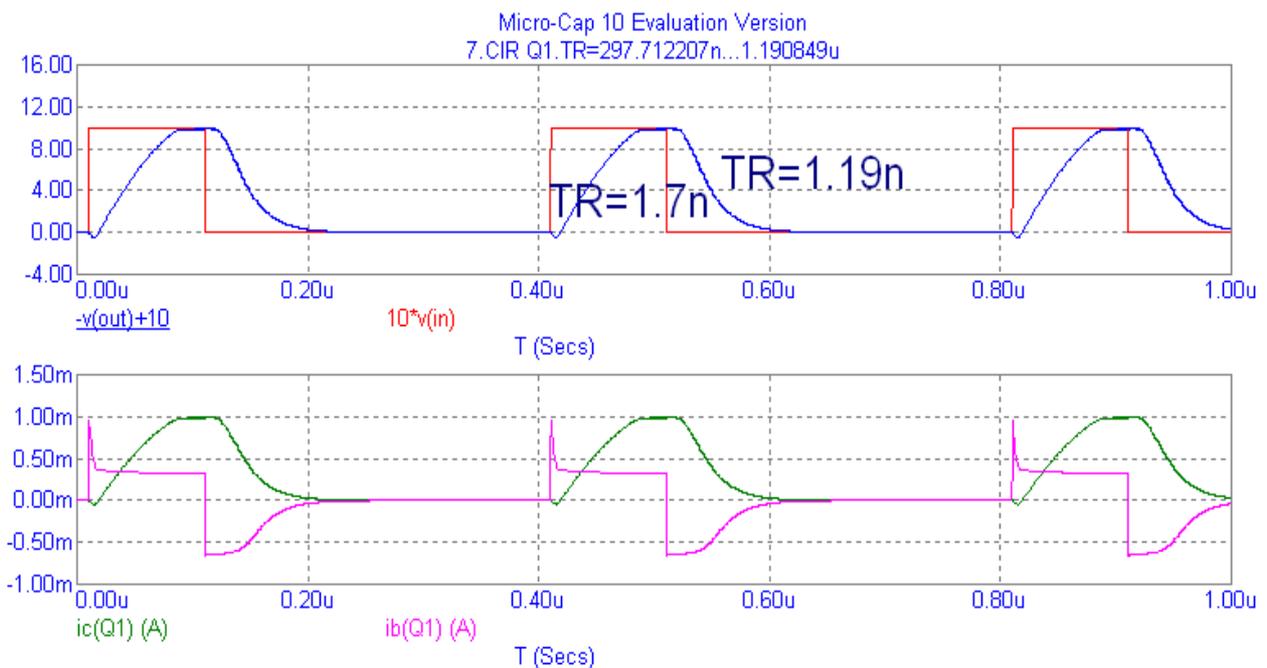
**Рис. 11.42.** Переходные процессы в схеме на биполярном транзисторе, изменение емкости коллекторного перехода при нулевом смещении (CJC)



**Рис. 11.43.** Переходные процессы в схеме на биполярном транзисторе, изменение емкости эмиттерного перехода при нулевом смещении (CJE)



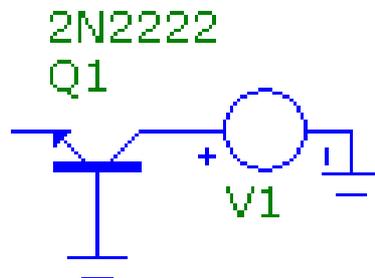
**Рис. 11.44.** Переходные процессы в схеме на биполярном транзисторе, изменение времени переноса заряда в нормальном режиме (TF)



**Рис. 11.45.** Переходные процессы в схеме на биполярном транзисторе, изменение времени переноса заряда в инверсном режиме (TR)

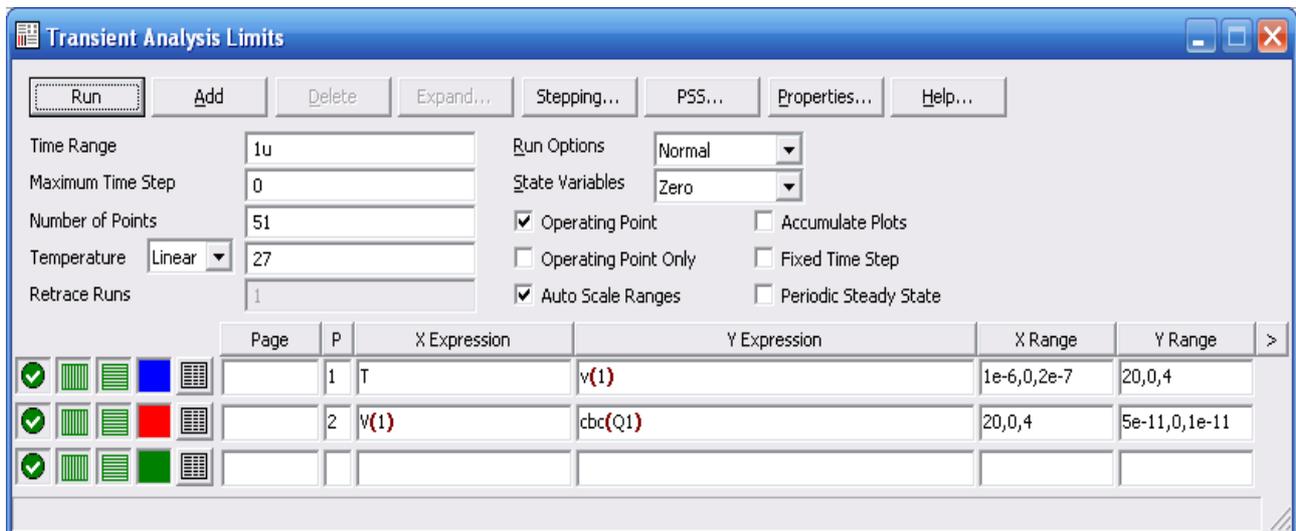
## Измерение емкости обратносмещенного коллекторно-базового перехода Ск

Измерительная схема приведена на рис. 11.46.

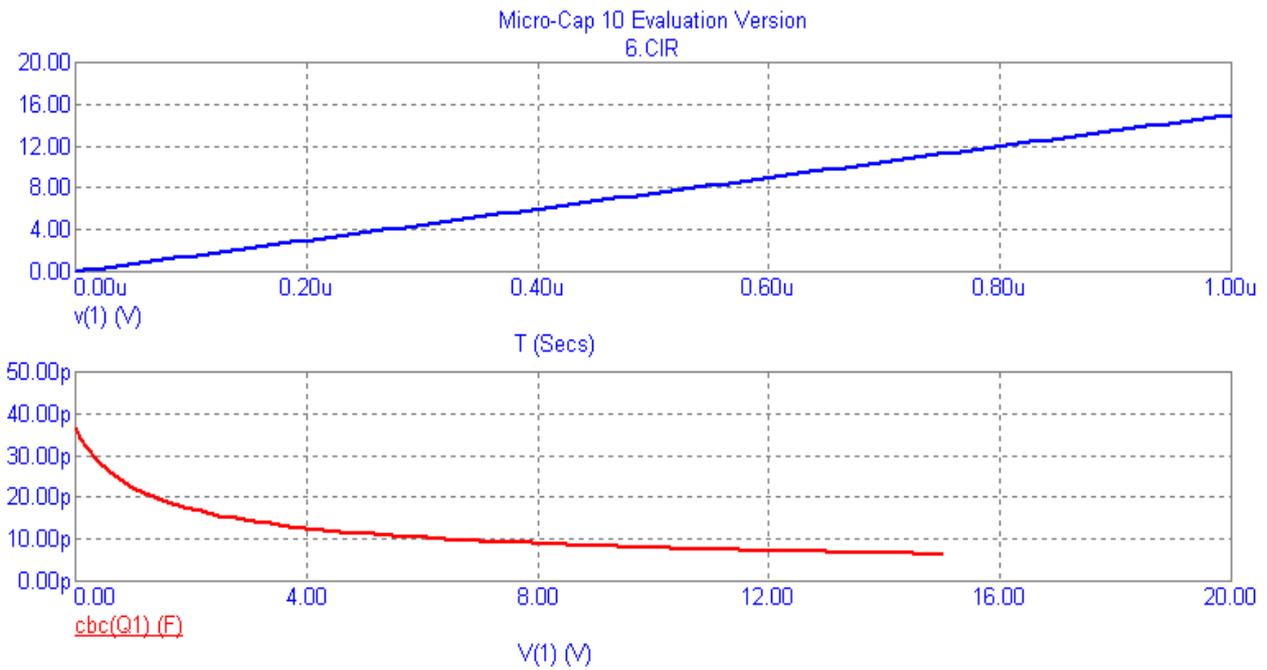


VALUE=DC 0 AC 1 0 Pulse 0 15 0 1u 10n 400n 1u

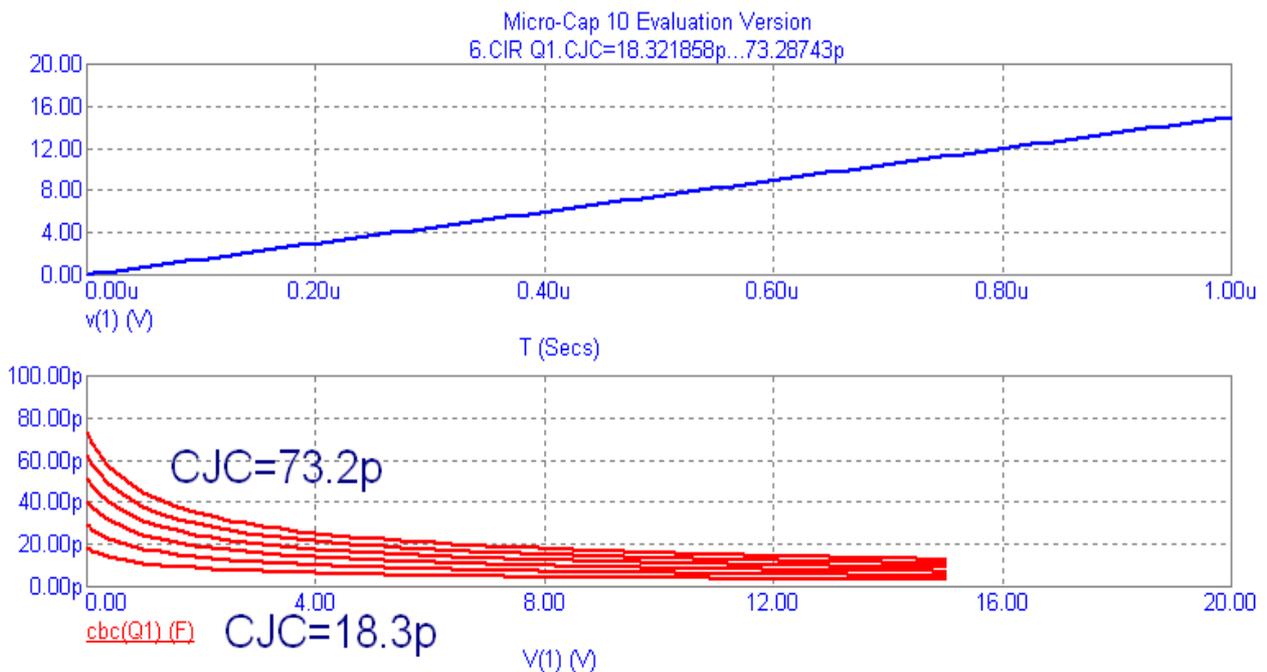
**Рис. 11.46.** Схема для измерения емкости обратносмещенного  
коллекторно-базового перехода Ск



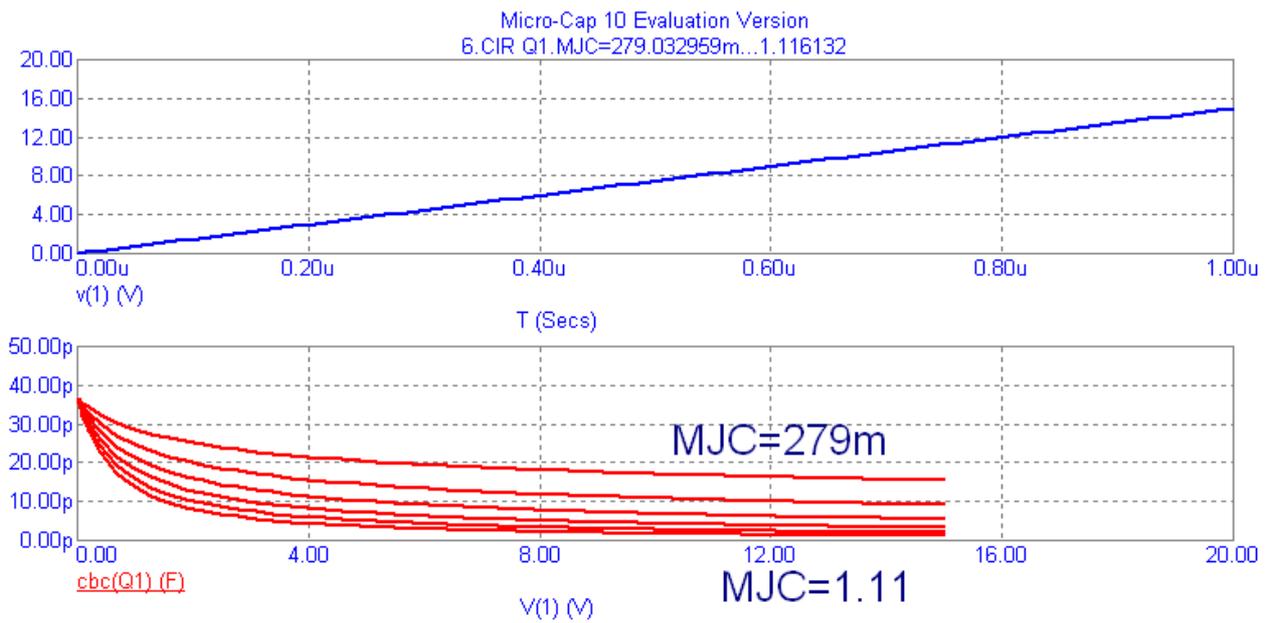
**Рис. 11.47.** Окно задания параметров для измерения емкости  
обратносмещенного коллекторно-базового перехода Ск



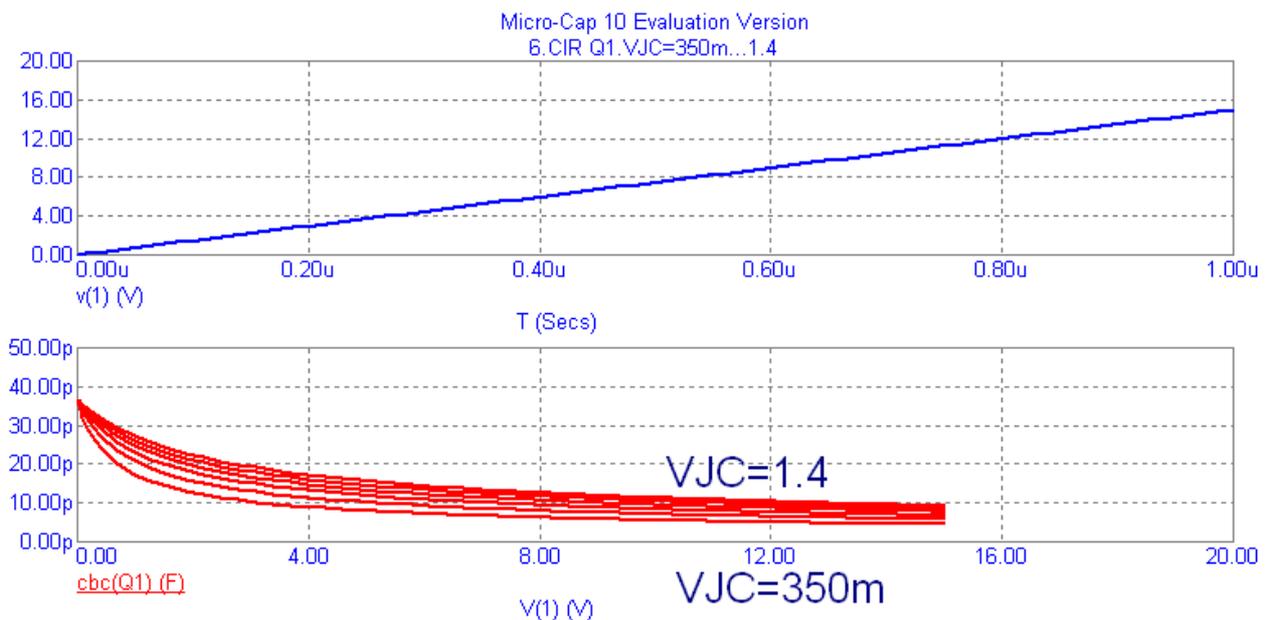
**Рис. 11.48.** Графики линейно-нарастающего обратного напряжения (вверху) и зависимость емкости обратносмещенного коллекторно-базового перехода  $C_k$  от этого напряжения



**Рис. 11.49.** График изменения емкости обратносмещенного коллекторно-базового перехода  $C_k$  от емкости коллекторно-базового перехода при нулевом смещении (CJC)



**Рис. 11.50.** График изменения емкости обратносмещенного коллекторно-базового перехода  $C_k$  от коэффициента учитывающего плавность коллекторного перехода (MJC)



**Рис. 11.51.** График изменения емкости обратносмещенного коллекторно-базового перехода  $C_k$  от контактной разности потенциалов коллекторного перехода (VJC)

Аналогично может быть исследована емкость обратно–смещенного эмиттерно-базового перехода.

### 11.3.2. Модель полевого транзистора с управляющим р–п-переходом

#### Основные сведения

PART:<имя >

VALUE: [area] [OFF] [IC=vds[,vgs]]

MODEL: <имя модели >

Параметр *Area* задает коэффициент кратности для учета подключения нескольких параллельных транзисторов (параметры модели диода умножаются или делятся на эту величину). Параметр IC задает начальные напряжения на транзисторе при расчете переходных процессов, если на панели Transient Analysis Limits выключена опция Operating Point. Включение ключевого слова OFF исключает транзистор из схемы при проведении первой итерации расчета режима по постоянному току.

Форма описания модели:

.Model <имя модели>NJF[<параметры модели>]; полевой

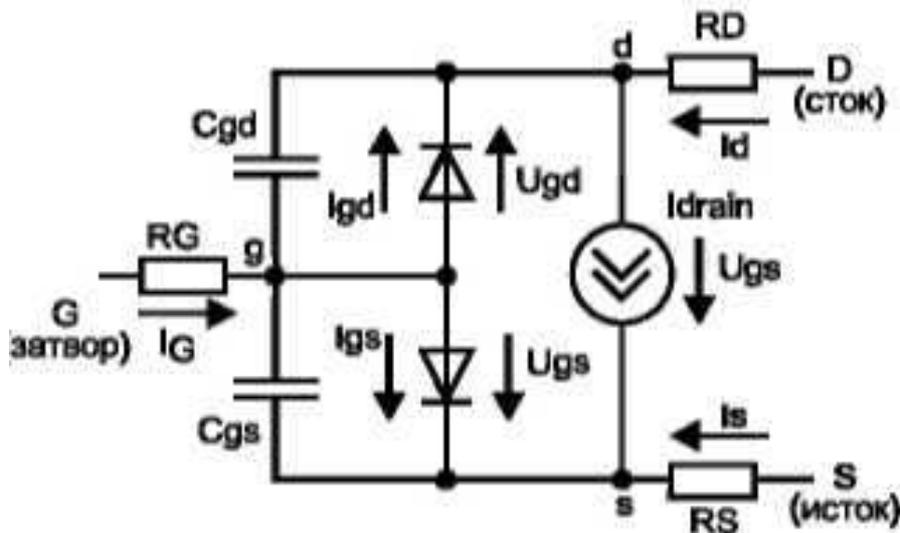
n-канальный

.Model <имя модели > PJF[<параметры модели>]; полевой

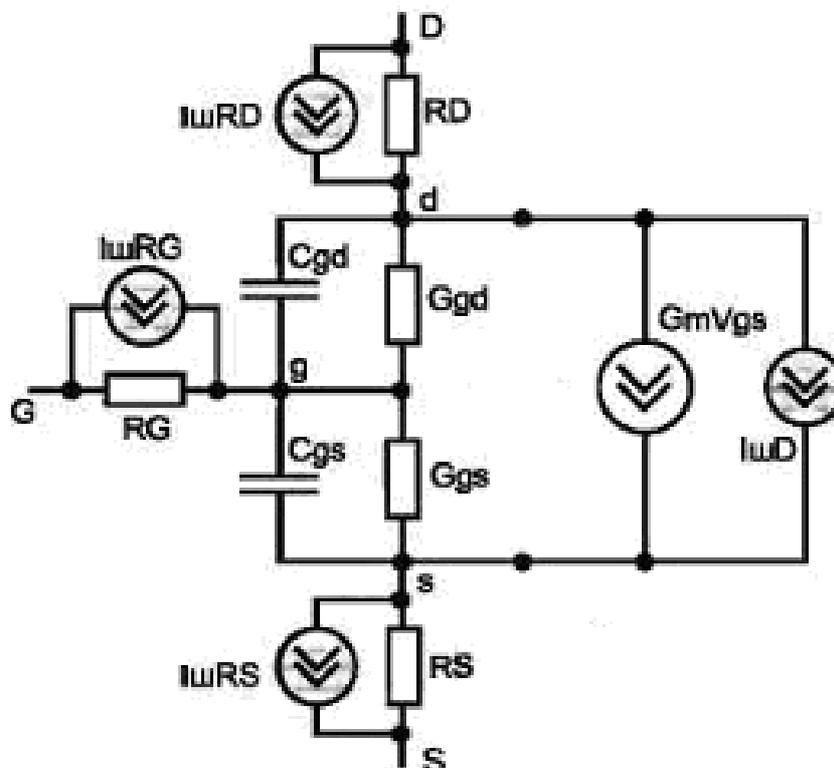
p-канальный

Полевые транзисторы с управляющим р–п-переходом (Junction FET) описываются моделью Шихмана–Ходжеса в соответствии с эквивалентной схемой (рис. 11.52).

Заметим, что полевой транзистор обедненного типа характеризуется отрицательными значениями порогового напряжения  $V_{TO} < 0$  (для каналов р- и n-типа), а транзистор обогащенного типа – положительными  $V_{TO} > 0$ .



**Рис. 11.52.** Нелинейная схема замещения полевого транзистора с управляющим р–n-переходом



**Рис. 11.53.** Линеаризованная схема замещения полевого транзистора с управляющим р–n-переходом

## Измерение параметров полевых транзисторов с управляющим переходом

В стандарте Spice имеется несколько видов моделей МОП-транзисторов. Наряду с моделью Шихмана–Ходжеса (Shichman–Hodges) 1, 2 и 3 уровней имеются модели, обычно используемые для описания современных субмикронных транзисторов: BSIM3, BSIM4 и EKV. Все они относятся к электрическим моделям. В отличие от физико-технологических моделей, где текущие значения электрических параметров транзисторов вычисляются в результате решения систем физических уравнений, в электрических моделях они вычисляются по формулам на основании данных о численных значениях параметров электрической модели. Это позволяет ускорить вычисления.

Большая часть параметров формальных электрических моделей не имеет явной физической интерпретации. Такие модели, как и модель Шихмана–Ходжеса 3-го уровня, являются эмпирическими, а их параметры определяются с помощью математической обработки данных тестирования реальных компонентов.

Некоторые из конструктивно-топологических параметров моделей МОП-транзисторов (длина и ширина канала, величины паразитных емкостей) могут быть заданы непосредственно в списке параметров модели. Такой способ применяется в основном для описания моделей дискретных МОП-транзисторов, создаваемых их производителями (обычно это модели Шихмана–Ходжеса уровня 3). В

таком случае длина канала часто выбирается, условно равной 2 мкм, а ширина канала подбирается такой, чтобы обеспечить реальное значение удельной крутизны. При проектировании аналоговых ИМС размеры всех МОП-транзисторов задает разработчик схемы. Поэтому при описании схем для транзисторов могут быть указаны соответствующие конструктивно-топологические параметры:  $M$  – масштабный множитель (число параллельно соединенных МОП-структур); это необязательный параметр, по умолчанию равный 1,  $L$  – конструктивная длина канала (в модели пересчитывается в физическую – эффективную длину),  $W$  – ширина канала,  $PS$  и  $PD$  – периметр диффузионных областей соответственно истока и стока,  $AS$  и  $AD$  – площадь диффузионных областей истока и стока. По этим параметрам вычисляются паразитные емкости р–n-переходов периферийной и донной частей областей истока и стока. Если значения  $L$  и  $W$  заданы и в схеме, и в тексте модели, то значения, заданные в тексте модели, игнорируются. При проведении DC-анализа параметры  $PS$ ,  $PD$ ,  $AS$ ,  $AD$  можно не задавать, поскольку они используются лишь для вычисления паразитных емкостей. При выполнении аудиторной части работы исследуются n-канальные МОП-транзисторы, описываемые моделями BSIM3, BSIM4 и EKV, входящими в состав стандартной библиотеки Micro-CAP. Для них задаются  $L$  и  $W$ . Рекомендуется для общности указывать также необязательные в данном виде анализа параметры  $PS$ ,  $PD$ ,  $AS$  и  $AD$ . Все они записываются в одну строку через пробел в окошке ввода поля VALUE диалогового окна задания параметров модели транзистора,

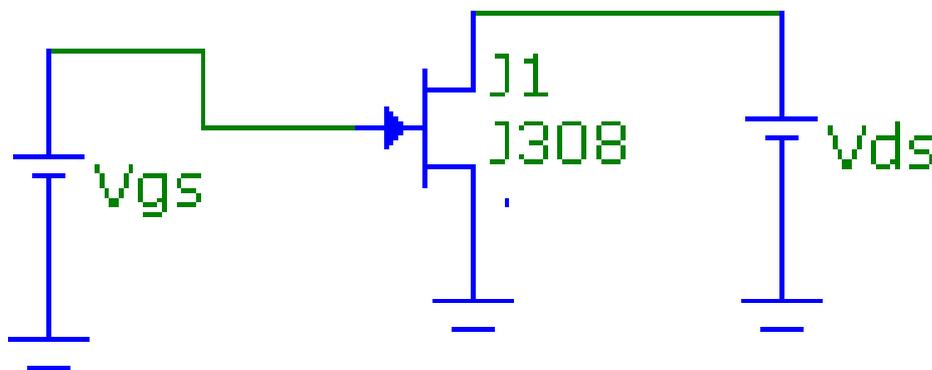
например:  $L=0.18\mu$   $W=5\mu$   $PD=11.6\mu$   $PS=11.6\mu$   $AD=4p$   $AS=4p$ . Для выполнения самостоятельной части работы студентам могут быть предложены универсальные модели n- и p-канальных транзисторов (Шихмана–Ходжеса уровня 3 или BSIM3, 4) или модели серийных дискретных n- и p-канальных МОП-транзисторов, в которых размеры уже заданы.

Схема для снятия выходных и передаточных ВАХ n-канального МОП-транзистора показана на рис. 11.54.

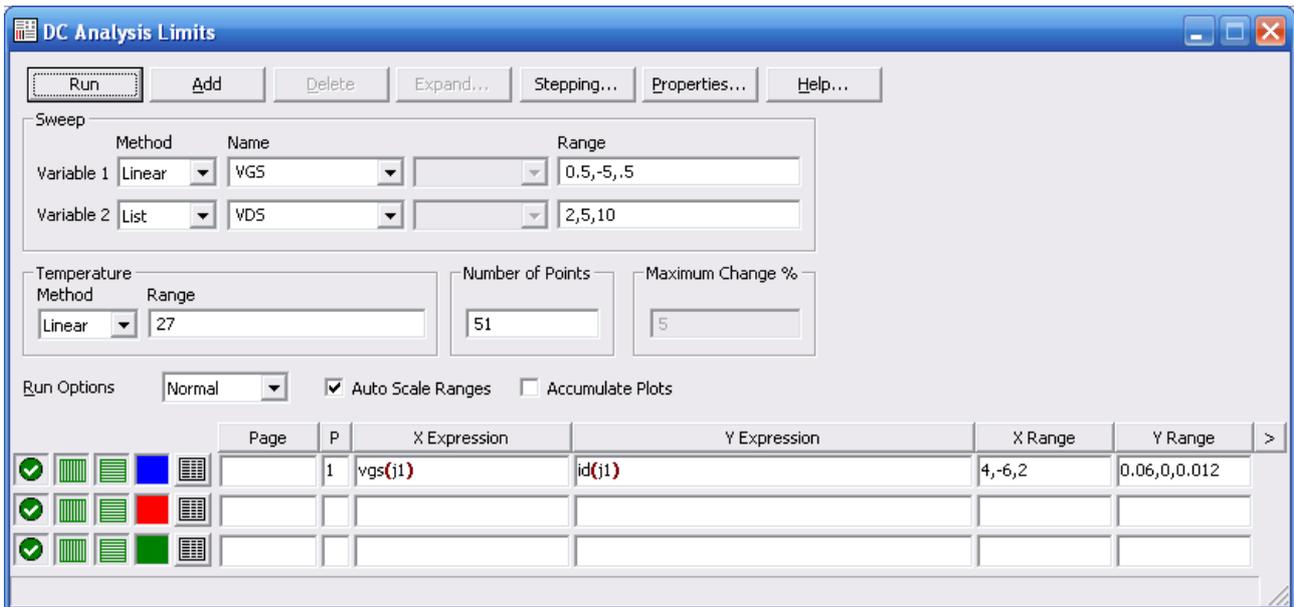
Выберем модель BSIM3.

Вид диалогового окна задания параметров анализа для снятия выходных ВАХ показан на рис. 11.55.

График выходных ВАХ транзистора с моделью BSIM3 (размеры:  $L = 0,25$  мкм,  $W = 2,5$  мкм) приведен на рис. 11.56.

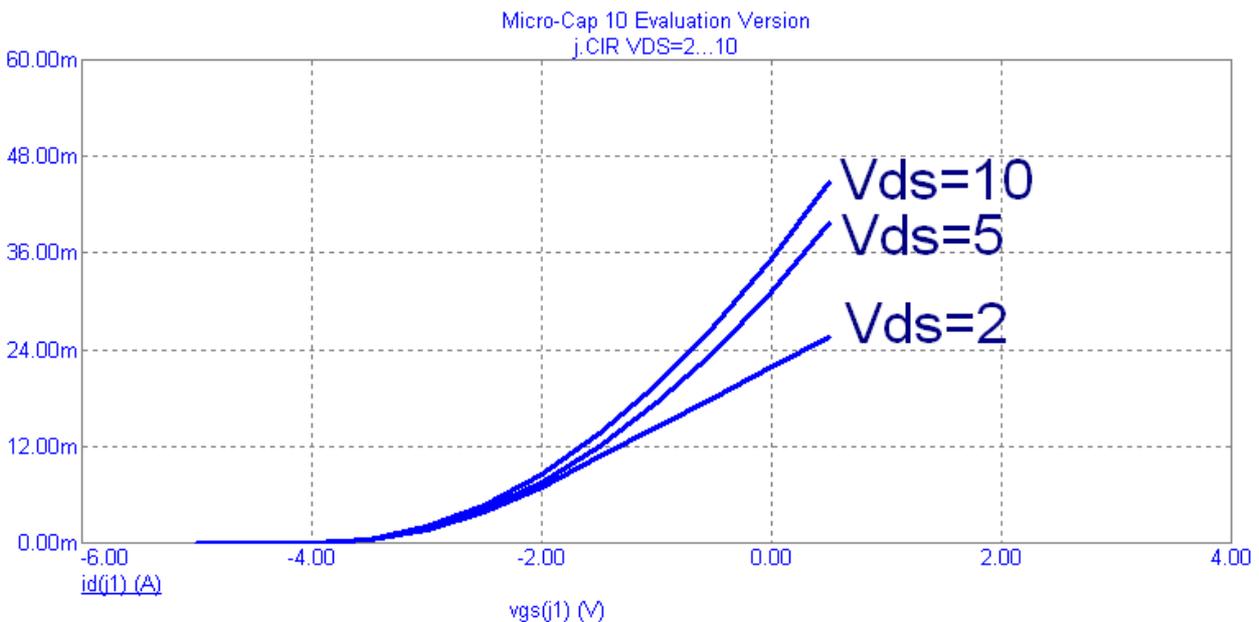


**Рис. 11.54.** Схема для снятия выходных и передаточных ВАХ n-канального транзистора с управляющим p–n-переходом

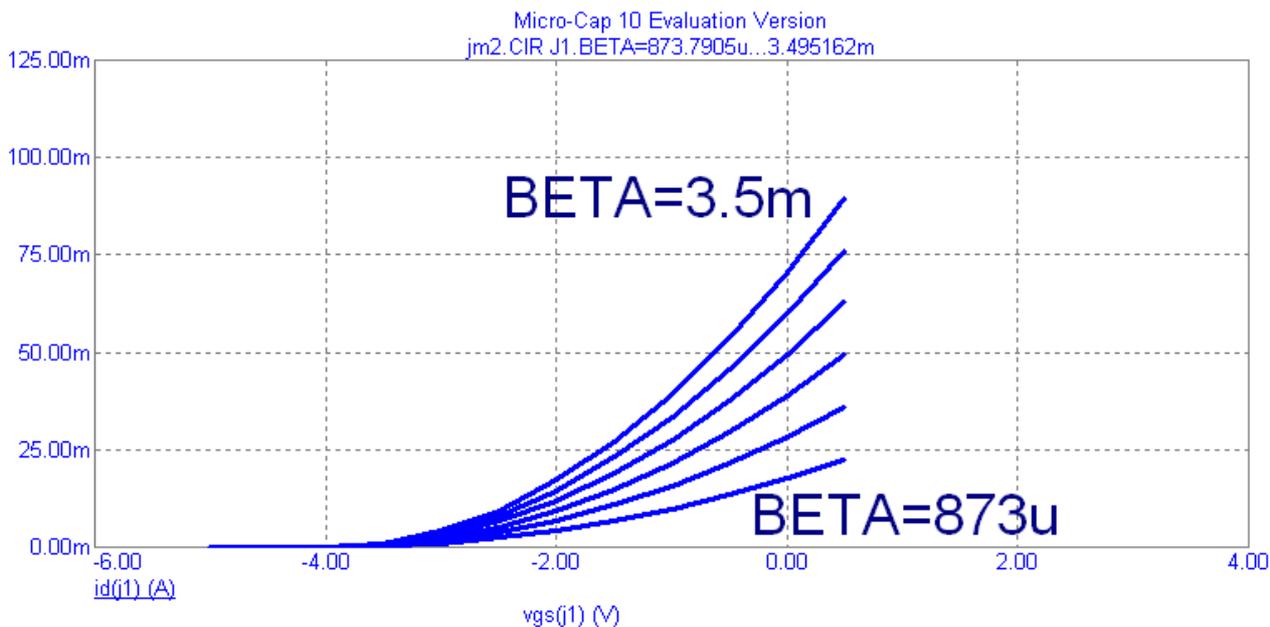


**Рис. 11.55.** Окно задания параметров для снятия выходных и передаточных ВАХ n-канального транзистора с управляющим р–n-переходом

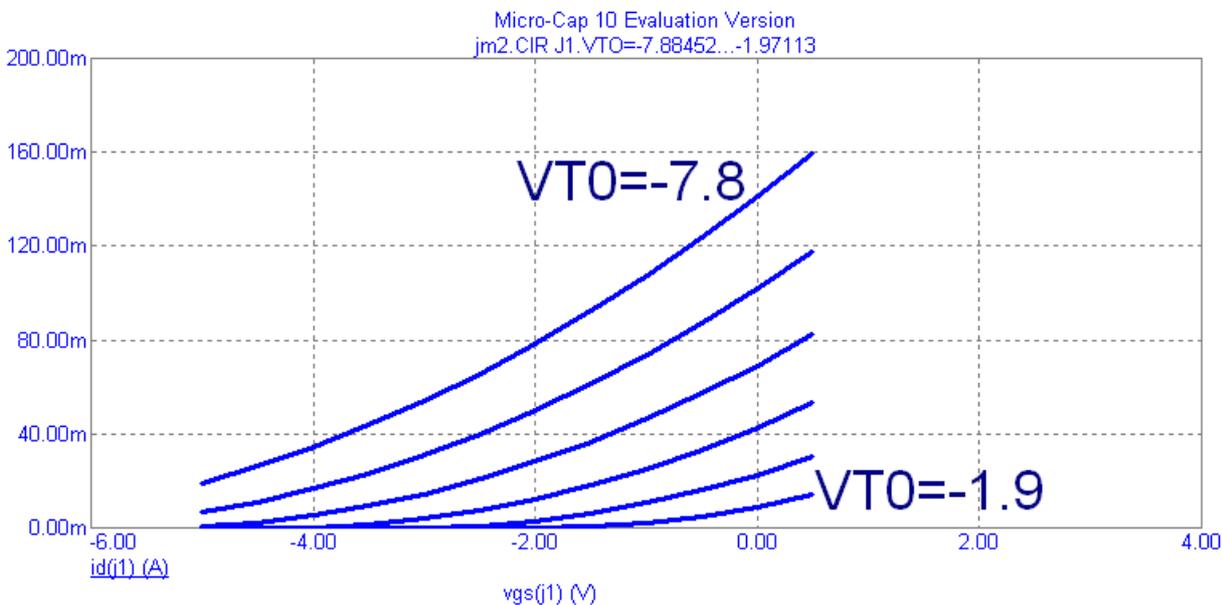
### Передаточная характеристика n-канального транзистора с управляющим р–n-переходом



**Рис. 11.56.** Передаточная характеристика n-канального транзистора с управляющим р–n-переходом, изменение напряжения затвор–исток ( $V_{ds}$ )



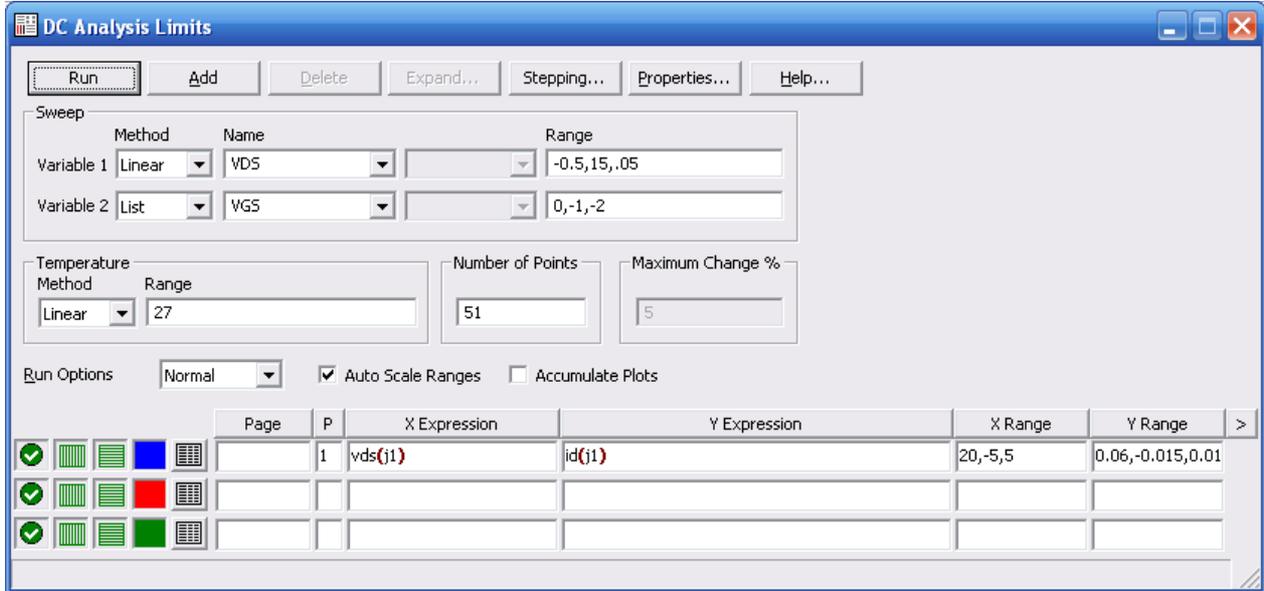
**Рис. 11.57.** Передаточная характеристика n-канального транзистора с управляющим р–n-переходом, изменение коэффициент пропорциональности для тока стока ( $\beta$ )



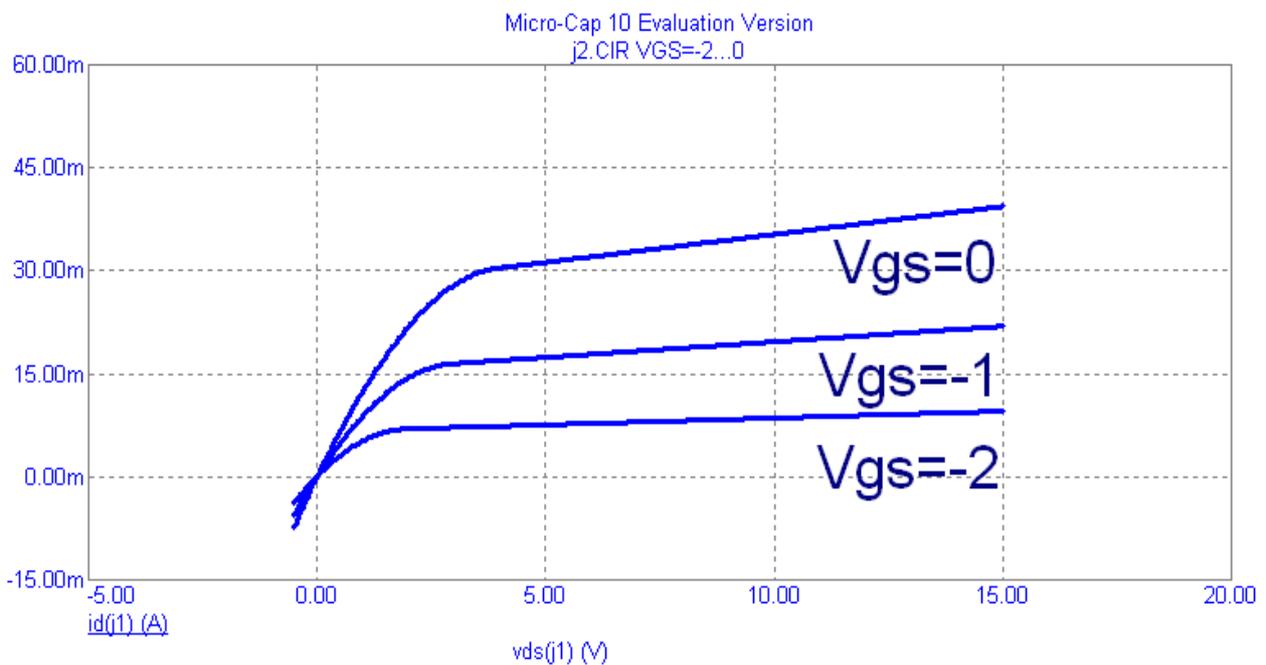
**Рис. 11.58.** Передаточная характеристика n-канального транзистора с управляющим р–n-переходом, изменение барьерного потенциала перехода Шотки ( $V_{T0}$ )

## Исследование выходных вольт-амперных характеристик

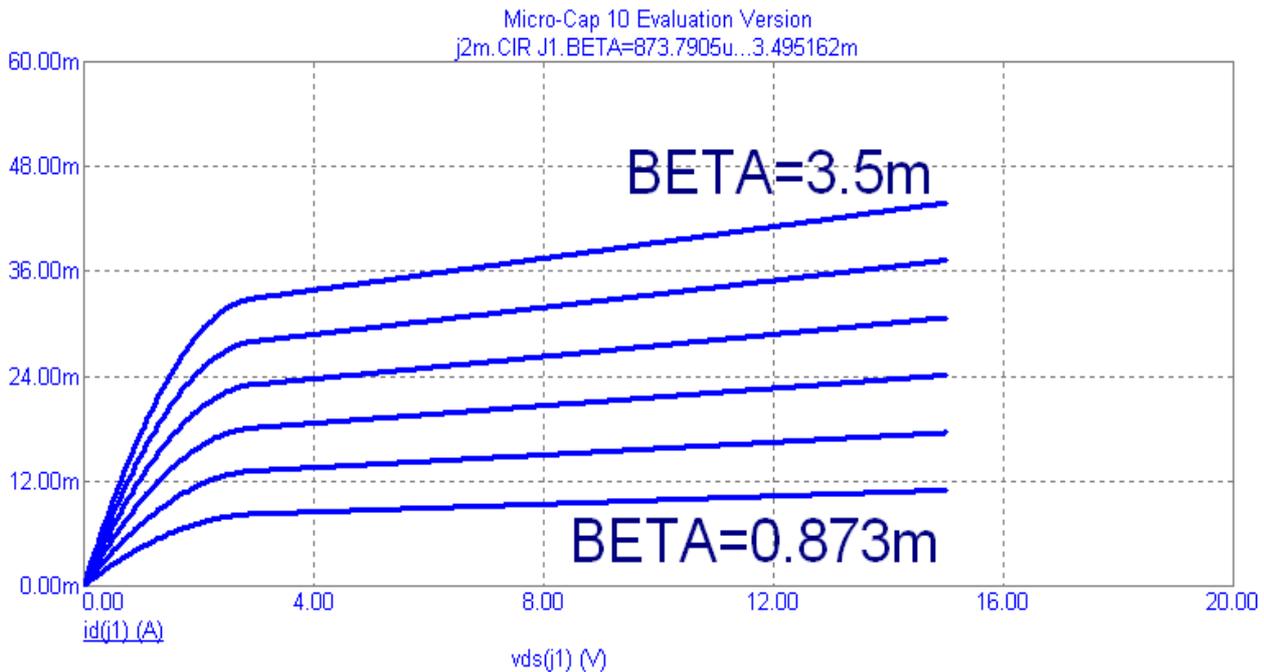
Для исследования выходных ВАХ проведем анализ по постоянному току (рис. 11.59).



**Рис. 11.59.** Окно задания параметров для исследования выходных ВАХ



**Рис. 11.60.** Выходные ВАХ при изменении напряжения затвор–исток ( $V_{gs}$ )



**Рис. 11.61.** Выходные ВАХ при изменении коэффициента пропорциональности для тока стока (Beta)

### 11.3.3. Модели полевых транзисторов с изолированным затвором

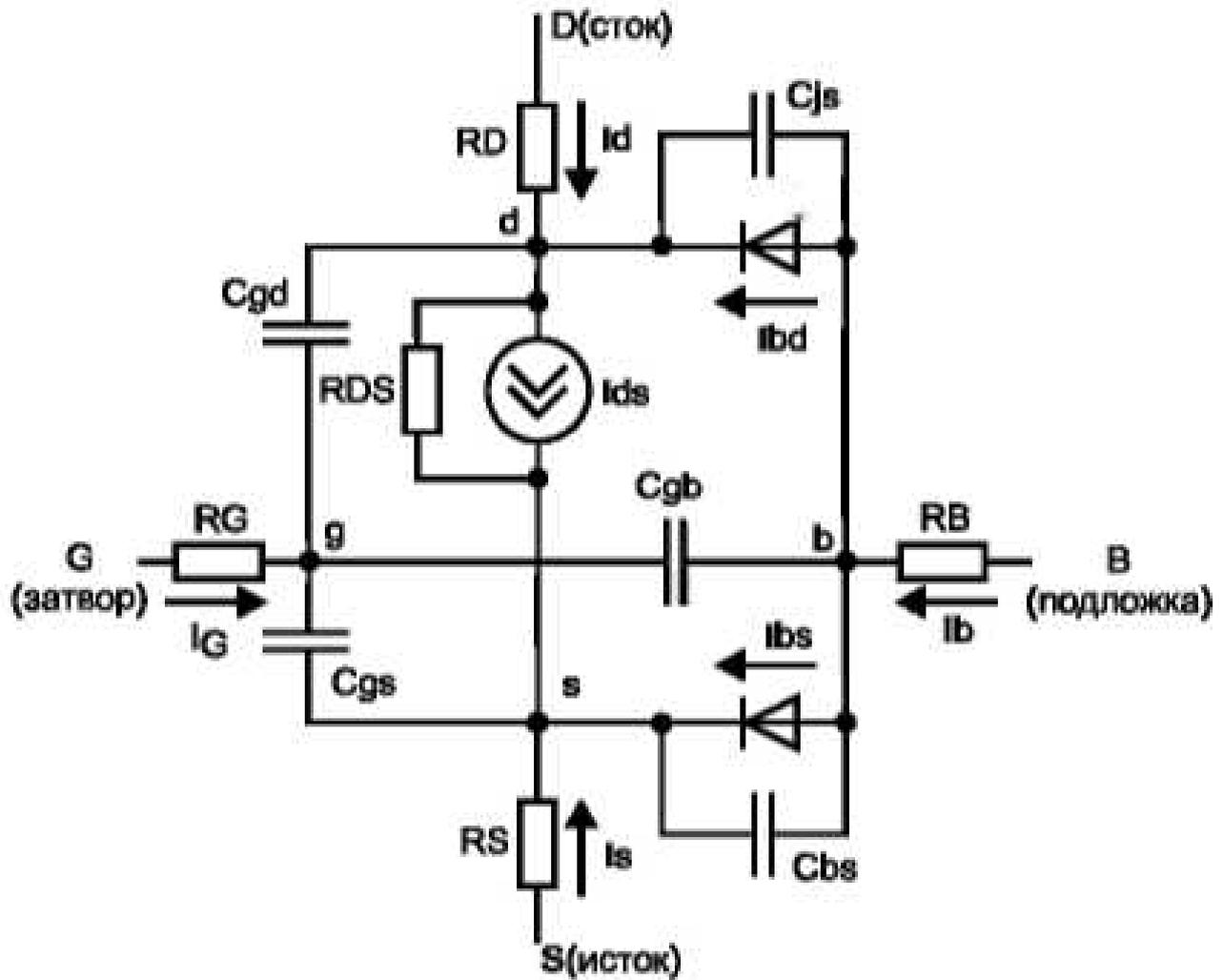
#### Основные сведения

Форма описания модели:

.Model <имя модели> NMOS [<параметры модели>]:  
полевой МОП n-канальный

.Model < имя модели > PMOS [<параметры модели>]  
р-канальный

На рис. 11.62 представлена нелинейная схема замещения МОП-транзистора с каналом n-типа. При включении МОП-транзистора в схему можно указать значения необязательных параметров.



**Рис. 11.62.** Нелинейная схема замещения полевых транзисторов с изолированным затвором

Существуют несколько уровней модели МОП-транзисторов.

1. Шихмана–Ходжеса.
2. Гроува–Фромана MOS2 (SPICE 3F5).
3. Эмпирическая модель MOS3 (SPICE 3F5).
4. Оригинальная BSIM-модель BSIM1 (Berkeley-модель короткоканального IGFET).
5. Модель BSIM 2-го поколения BSIM2.
6. Модель BSIM 3-го поколения BSIM3 (V3.2.4 A2/2001).

7. Модель BSIM 4-го поколения BSIM4 (BSIM4.4.0 C/4/2004).

8. Зарядовая модель короткоканального прибора EKV 2.6, предложенная Швейцарским институтом технологий (Swiss Institute of Technology).

На практике чаще всего используется модель первого уровня Level=1. Она применяется при грубых расчетах, когда высокой точности не требуется. По умолчанию, если параметр Level не указан при описании модели, используется модель МОП-транзистора первого типа.

Отметим основные достоинства и недостатки модели первого уровня:

- наименьшее время вычисления из всех моделей благодаря простоте уравнений;
- не учитывается зависимость подвижности носителей от электрического поля;
- не рассматривается подпороговый режим;
- не учитывается зависимость порогового напряжения от параметров L и W;
- все емкости рассчитываются упрощенно;
- не учитывается неоднородность легирования.

Модель Level=2 основана на более точных теоретических построениях, однако ряд ее параметров трудно оценить по экспериментальным данным. При этом модель достаточно сложна, требует больших затрат на моделирование, и при расчете режима по постоянному току могут возникнуть проблемы сходимости метода Ньютона – Рафсона.

Полуэмпирическая модель Level=3 требует меньших вычислительных затрат, и ее рекомендуется использовать для

практических расчетов мощных вертикальных МОП-транзисторов с коротким каналом. Ее недостаток заключается в сложности оценки параметров математической модели по экспериментальным данным, но все равно это сделать проще, чем для модели Level=2.

Модель Level=4 (BSIM1) основана на физике работы транзисторов с малыми размерами и рассчитана на получение параметров моделей, изготовленных образцов с помощью специальной программы, управляющей работой тестера полупроводниковых приборов.

Модели Level=5 (BSIM3) более точно описывают субмикронные МОП-транзисторы и непрерывно модифицируются.

Сведения для первых трех моделей МОП-транзистора являются общими. Часть параметров модели МОП-транзистора задается на входном языке программы PSPICE – это параметры L, W, AD, AS, PD, PS, NRD, NRS, NRG, NRB и M (см. форму включения транзистора в схему). При этом значения по умолчанию параметров L, W, AD и AS устанавливаются с помощью директивы .Options. Очень удобен параметр M, достаточно для каждой технологии занести в библиотеку моделей параметры модели МОП-транзистора с длиной канала 1 мкм и затем учитывать изменение длины.

## Уравнения для шумов MOSFET

Уравнения для шумов, приведенные ниже, применяются в моделях уровней (Level) 1, 2, 3, 4, 5 и в модели EKV. Также они используются для моделей BSIM3 (Level 8) и BSIM4 (Level 14) в том случае, если модельный параметр NLEV указан. Если NLEV не определен, то для расчета шумов моделей, указанных уровней, используются исходные модели BSIM3 и BSIM4.

Паразитный тепловой шум резисторов:

$$I_{rg}^2 = 4 * k * T / R_G$$

$$I_{rd}^2 = 4 * k * T / R_D$$

$$I_{rs}^2 = 4 * k * T / R_S$$

$$I_{rb}^2 = 4 * k * T / R_B.$$

Канальный дробовой и фликер-шумы:

$$I_{channel}^2 = I_{shot}^2 + I_{flicker}^2.$$

Внутренний фликер-шум:

– если  $NLEV = 0$

$$I_{flicker}^2 = K_F * I_{drain}^{AF} / (COX * L_{eff}^2 * f)$$

– если  $NLEV = 1$

$$I_{flicker}^2 = K_F * I_{drain}^{AF} / (COX * W_{eff} * L_{eff} * f)$$

– если  $NLEV = 2$  or  $3$

$$I_{flicker}^2 = K_F * g_m^2 / (COX * W_{eff} * L_{eff} * f^{AF}).$$

Внутренний дробовой шум:

$$\text{если } NLEV < 3 \quad I_{shot}^2 = (8/3) * k * T * g_m$$

$$\text{если } NLEV = 3$$

$$I_{shot}^2 = GDSNOI * (8/3) * k * T * g_m * \beta * (V_{gs} - V_{th}) * (1 + a + a^2) / (1 + a)$$

$$a = 1 - V_{ds} / V_{dsat} \text{ если } V_{ds} \leq V_{dsat} \text{ (линейная область),}$$

и  $a=0$  во всех остальных случаях.

## Исследование модели \$BSIM3\_N

Для исследования модели МОП-транзистора соберем следующую схему.

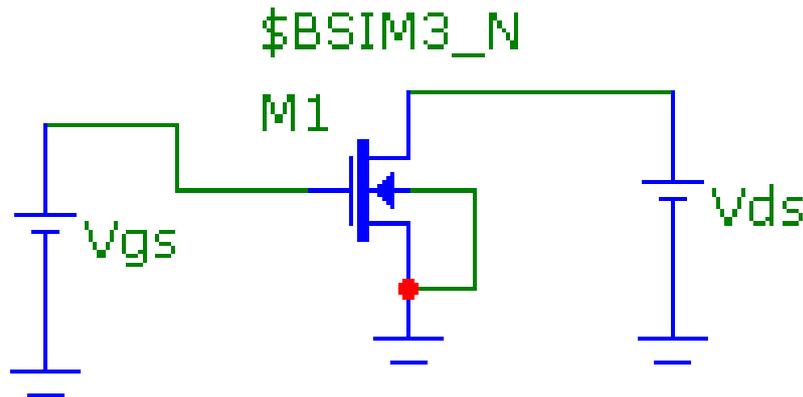


Рис. 11.63. Схема для исследования модели МОП-транзистора

Исследуем для начала передаточную характеристику (рис. 11.64-11.65).

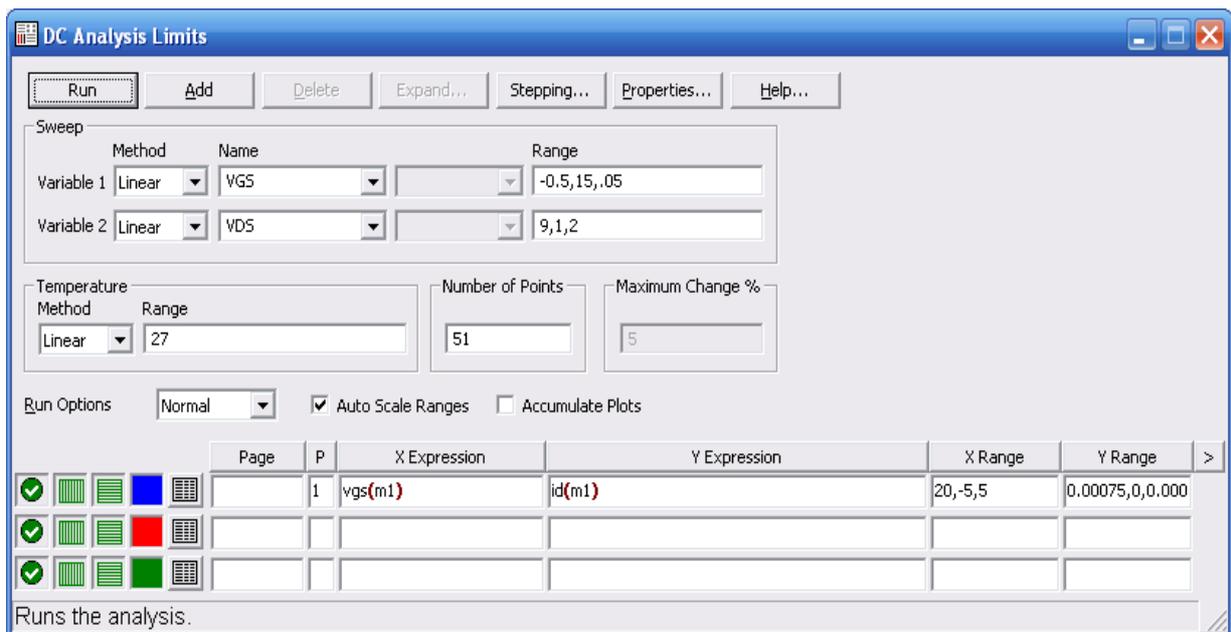
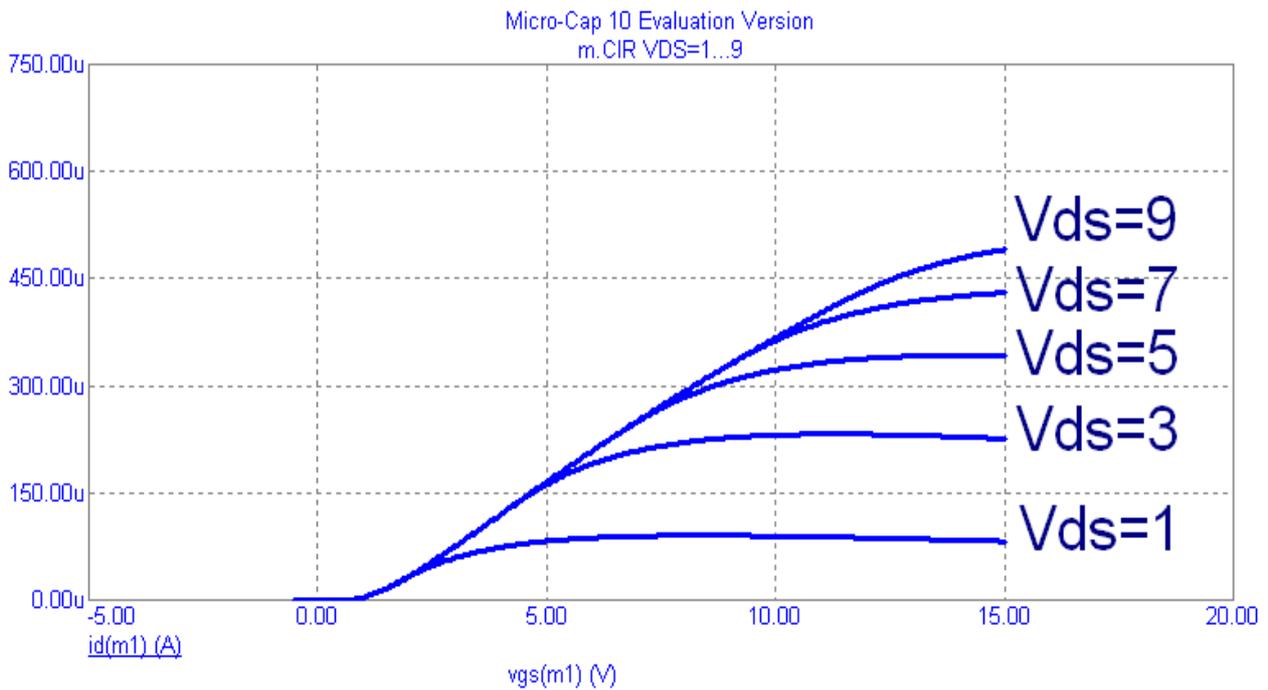
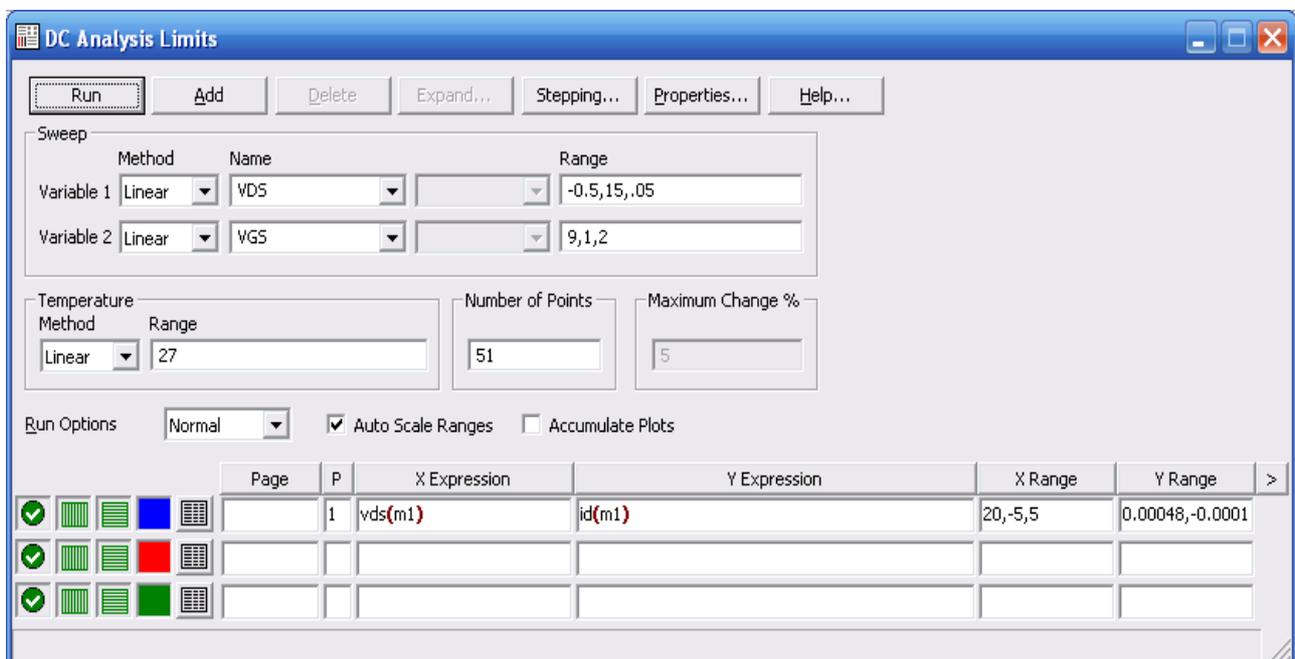


Рис. 11.64. Окно задания параметров для исследования передаточной характеристики

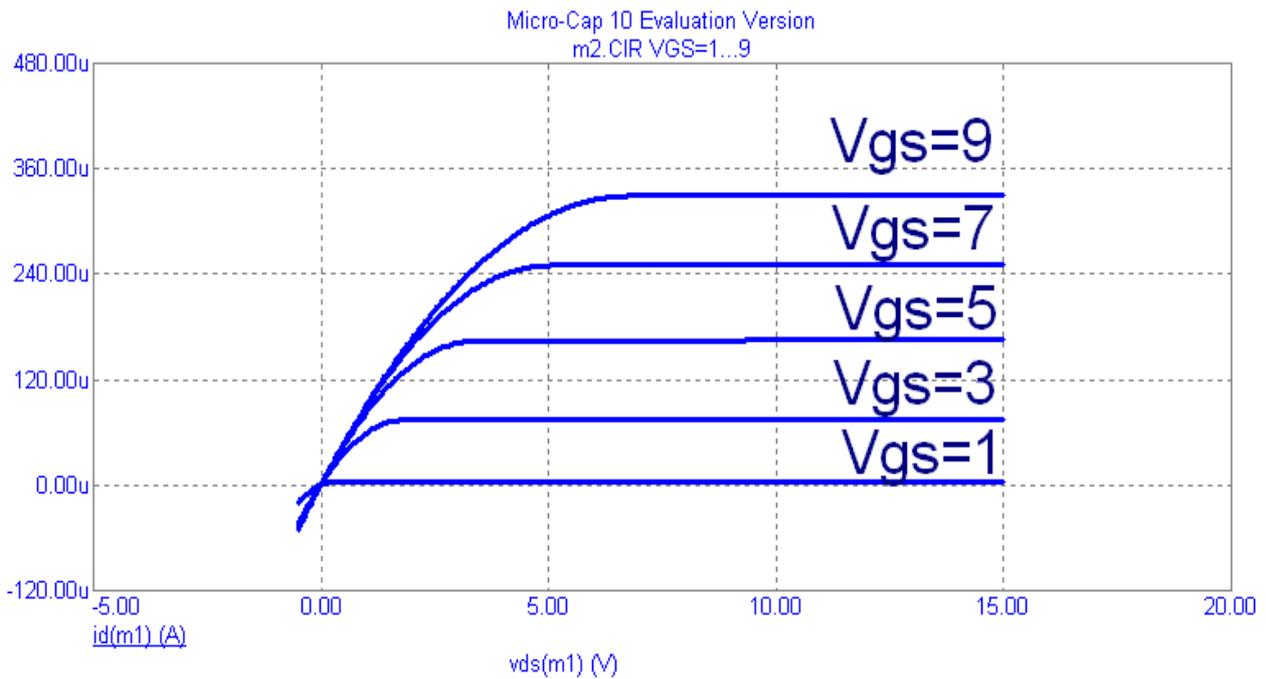


**Рис. 11.65.** Передаточная характеристика при изменении напряжения сток–исток ( $V_{ds}$ )

Исследуем выходные ВАХ (рис. 11.66).



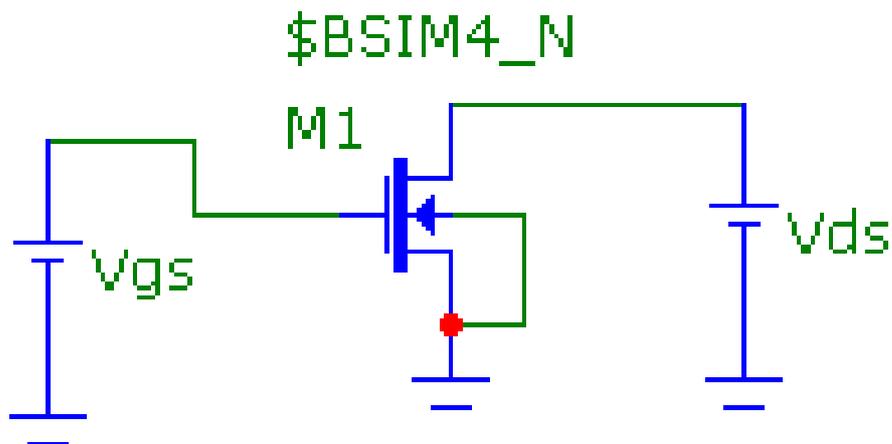
**Рис. 11.66.** Окно задания параметров для исследования выходных ВАХ



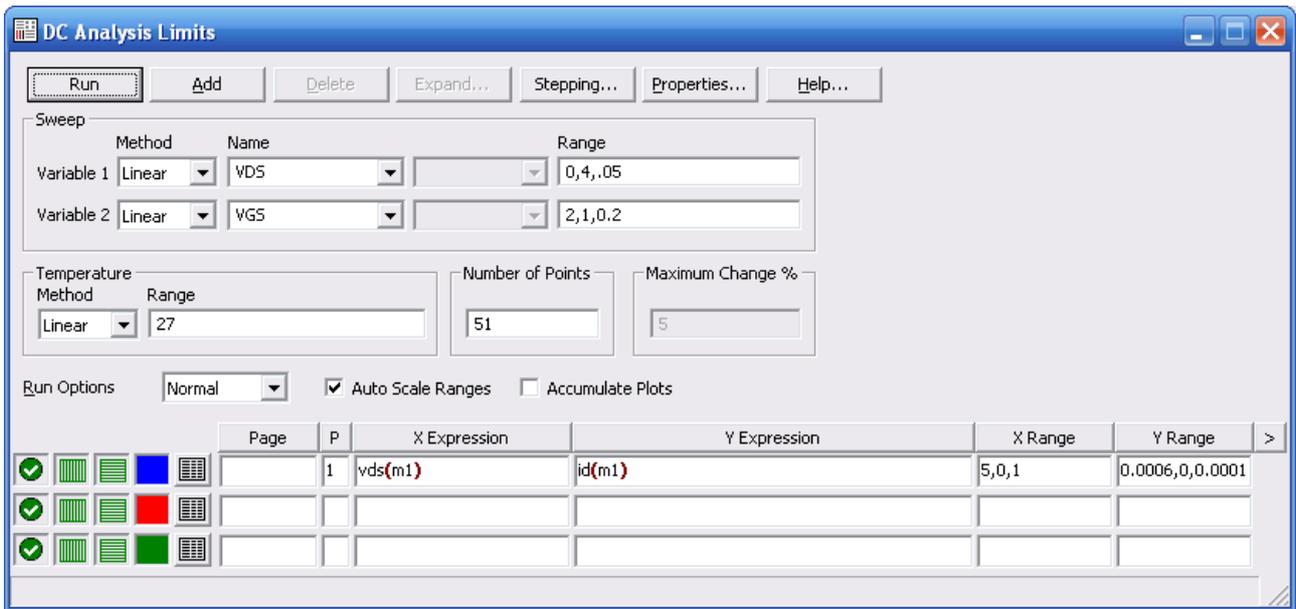
**Рис. 11.67.** Выходные ВАХ при изменении напряжения затвор–исток ( $V_{gs}$ )

### Исследование модели \$BSIM4\_N

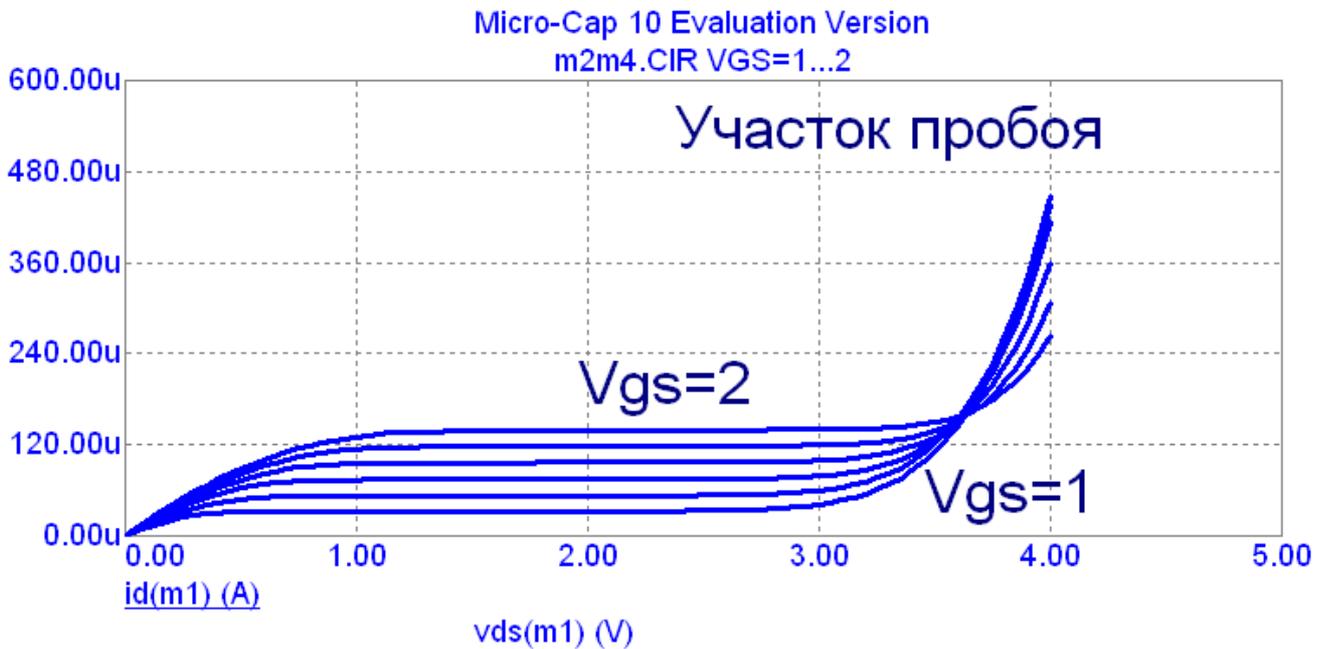
Исследуем теперь более совершенную модель \$BSIM4\_N, которая отличается наличием участка пробоя (рис. 11.68-11.69).



**Рис. 11.68.** Схема для исследования модели МОП-транзистора \$BSIM4\_N



**Рис. 11.69.** Окно задания параметров для исследования выходных ВАХ модели МОП-транзистора \$BSIM4\_N



**Рис. 11.70.** Выходные ВАХ при изменении напряжения затвор–исток ( $V_{gs}$ )

## Исследование стандартной модели МОП-транзистора

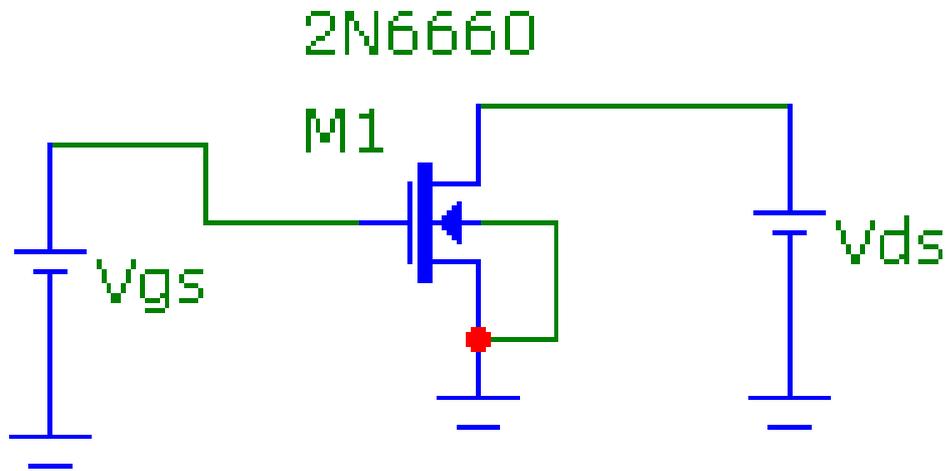


Рис. 11.71. Схема для исследования стандартной модели  
МОП-транзистора

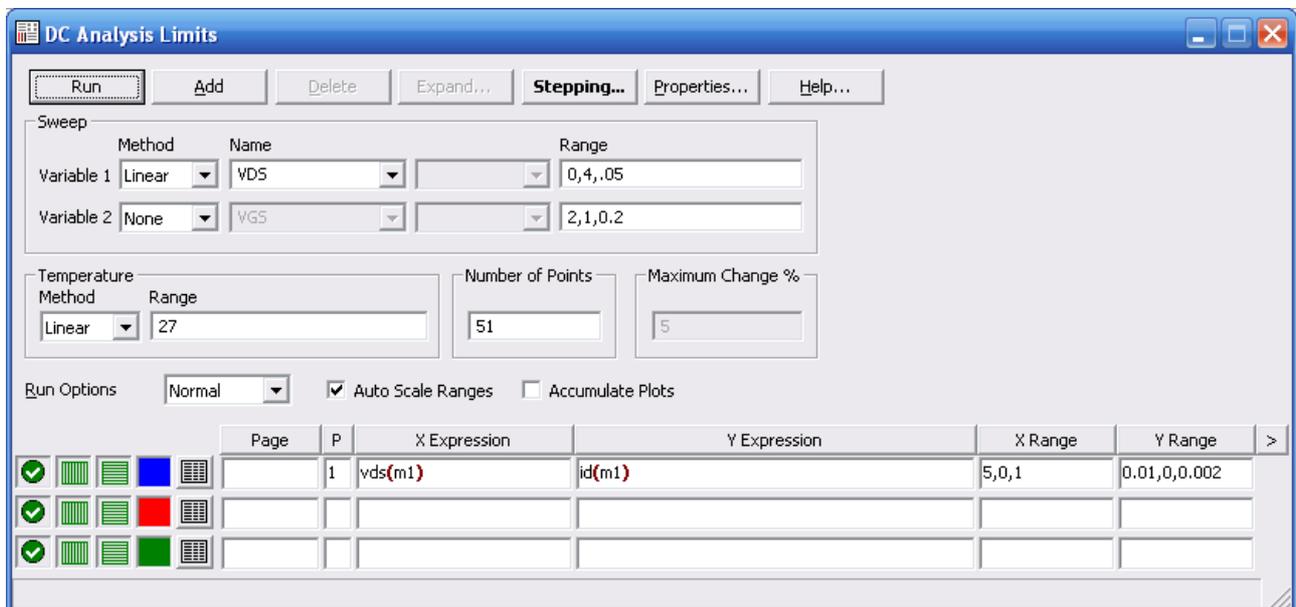
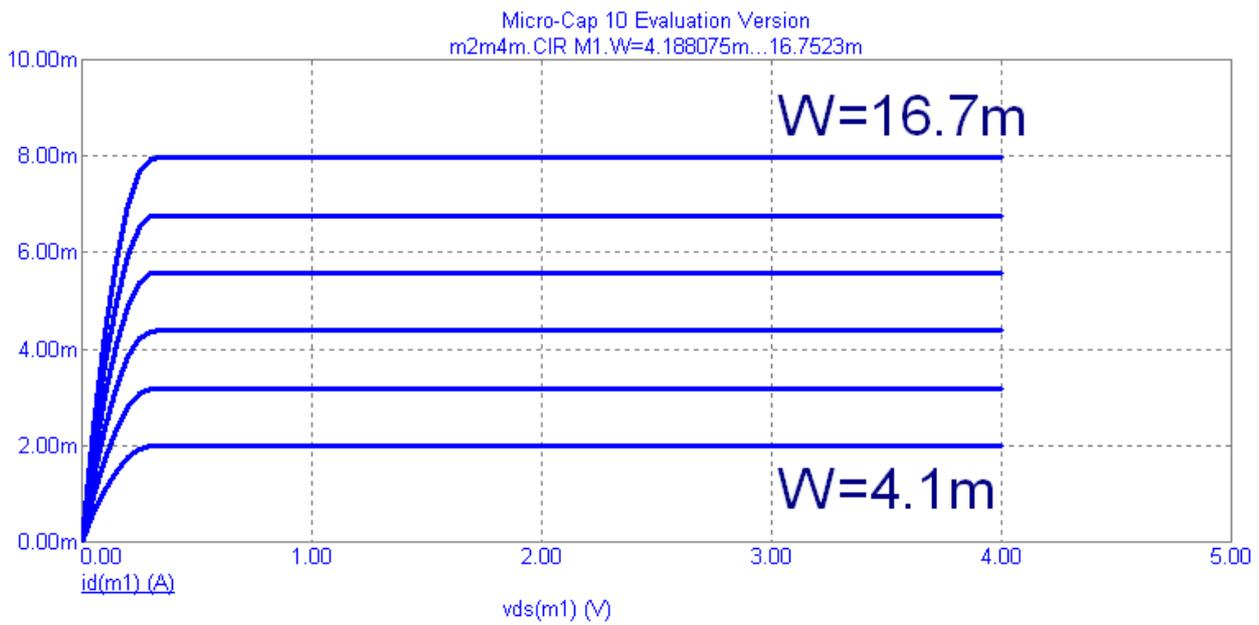
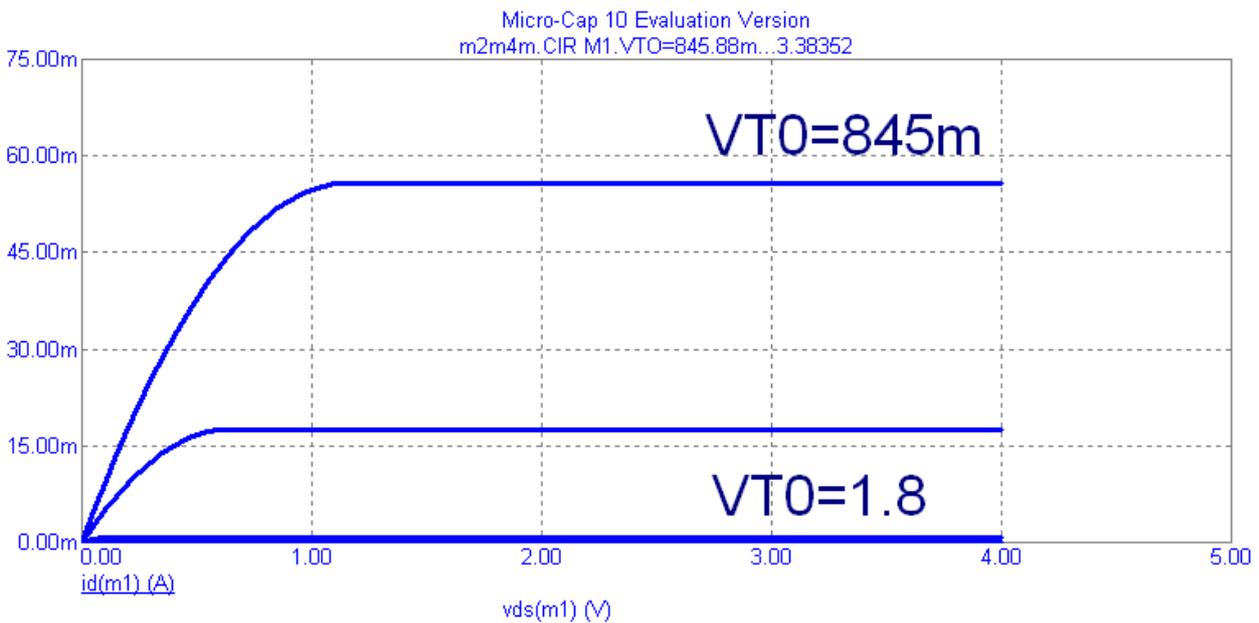


Рис. 11.72. Окно задания параметров для исследования  
выходных ВАХ стандартной модели МОП-транзистора



**Рис. 11.73.** Выходные ВАХ при изменении ширины канала (W)



**Рис. 11.74.** Выходные ВАХ при изменении порогового напряжения при нулевом напряжении подложки ( $V_{T0}$ )

## Общие атрибуты

Общие атрибуты указываются у всех моделей элементов.

Атрибут PACKAGE <имя пакета> позволяет задавать имя корпуса элемента, что позволяет передавать это имя в PCB файл, необходимый для программ, разводящих платы. Например, DIP14.

Атрибут COST: <себестоимость> определяет себестоимость компонента, которая затем используется в перечне материалов при определении общей себестоимости схемы. Значение себестоимости может быть определено как во время задания компонента, так и в поле Cost редактора компонентов Component editor.

Атрибут POWER: <мощность> определяет мощность, потребляемую этим компонентом, это используется в перечне материалов при определении общей потребляемой мощности схемы. Значение мощности может быть определено как во время задания компонента, так и в поле Power редактора компонентов Component editor.

## **ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

В данном учебном пособии изложен теоретический материал, соответствующий курсу «Схемотехника аналоговых электронных устройств». Соответствует программе курса «Схемотехника аналоговых электронных устройств» для студентов всех форм обучения по направлению «Радиотехника».

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Усилительные устройства [Текст] / И. Г. Мамонкин. – Москва: Связь, 1977. – 357 с.
2. Электроника [Текст]: учебное пособие для приборостроит. спец. вузов / В. Г. Гусев, Ю. М. Гусев. – 2-е изд., перераб. и доп. – Москва: Высш. шк., 1991. – 622 с.
3. Электроника [Текст]: полный курс лекций /В. А. Прянишников. – 3-е изд., испр. и доп. – Санкт-Петербург: Учитель и ученик: КОРОНА–принт, 2003. – 416 с.
4. Применение операционных усилителей и линейных интегральных схем [Текст] / Л. Фолкенберри. – Москва: Мир, 1995. – 250 с.
5. Полупроводниковая схемотехника [Текст]: справочное руководство / У. Титце, К. Шенк; пер. с нем. – Москва: Мир, 1982. – 512 с.
6. Проектирование активных фильтров [Текст]/ Г. Мошиц, П. Хорн; пер. с англ. – Москва: Мир, 1984. – 320 с.
7. Избирательные РС-усилители [Текст] / В. В. Масленников, А. П. Сироткин. – Москва: Энергия, 1980. – 217 с.

*Учебное издание*

**КРАВЕЦ Андрей Владимирович**

**Учебное пособие**

по курсу

**СХЕМОТЕХНИКА АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ  
УСТРОЙСТВ**

*Учебное пособие*

Ответственный за выпуск *А. В. Кравец*

Редактор *Н. И. Селезнева*

Корректор *Н. И. Селезнева*

Подписано в печать

Формат 60x84 1/16. Усл. п.л. – 14,5. Уч.-изд. л. – 14,3.

Тираж 40 экз.

Заказ №

Издательство Южного федерального университета

Отпечатано в отделе полиграфической, корпоративной и  
сувенирной продукции

Издательско-полиграфического комплекса

**КИБИ МЕДИА ЦЕНТРА ЮФУ.**

344090, г. Ростов-на-Дону, пр. Стачки, 200/1.

Тел. (863)2478051.