

Л.И. Шарыгина

**ЭЛЕМЕНТЫ
АНАЛОГОВОЙ СХЕМОТЕХНИКИ**

Томск - 2015

УДК 621.396 (075)

Л.И. Шарыгина. Элементы аналоговой схемотехники. Учебное пособие. – Томск: Изд-во Томского гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники, 2015. - 75 с.

Сделана попытка популярно объяснить некоторые процессы, протекающие в аналоговых электронных устройствах и вызывающие трудности при понимании их студентами. Материал, в основном, излагается на физическом уровне строгости, без привлечения сложного математического аппарата. Для иллюстрации и пояснений используется компьютерное моделирование с помощью пакета программ Workbench.

Для использования студентами, изучающими курс аналоговых электронных устройств, в качестве вспомогательного материала, облегчающего понимание материала в процессе его изучения.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. 634050, Томск, пр. Ленина, 40.

© Л.И.Шарыгина, 2014

Оглавление

Предисловие	4
1. Фазовые соотношения между входным и выходным напряжениями	5
2. Работа реостатного каскада на нижних частотах	9
3. Работа реостатного каскада на верхних частотах	20
4. Обратная связь	27
5. Фазоинверсные каскады на биполярных транзисторах	36
6. Эмиттерная высокочастотная коррекция	52
7. Регулировки усиления в аналоговых устройствах	58
8. Эквивалентная схема транзистора (β -барьер)	68
9. Переходные процессы в аналоговых цепях	73

Предисловие

Настоящее пособие предназначено для студентов, изучающих схемотехнику аналоговых устройств. Делается попытка объяснить протекающие в устройствах процессы на физическом уровне строгости, для того чтобы облегчить их понимание в процессе изучения.

Физические явления наглядно иллюстрируются компьютерным моделированием схем и протекающих в них процессов с использованием пакета программ Workbench. Предполагается, что студенты в достаточной степени знакомы с этим пакетом и умеют им пользоваться.

В немногих формулах, содержащихся в пособии, предполагается, что комплексные сопротивления, переменные токи и напряжения зависят от частоты. Имея это в виду, вместо $Z(j\omega)$, $I(j\omega)$, $U(j\omega)$ или \dot{Z} , \dot{I} , \dot{U} записываются символы Z , I , U . Это делает формулы более "прозрачными", не меняя существа их содержания.

В пособии рассматриваются только некоторые вопросы, вызывающие трудности понимания у студентов. Оно не заменяет учебников и учебных пособий, систематически излагающих курс аналоговой схемотехники, а содержит лишь вспомогательный материал, облегчающий понимание физических процессов в аналоговых устройствах.

1. Фазовые соотношения между входным и выходным напряжениями

Вопрос. Почему напряжение на выходе реостатного каскада противофазно входному, а напряжение на выходе повторителя – в фазе?

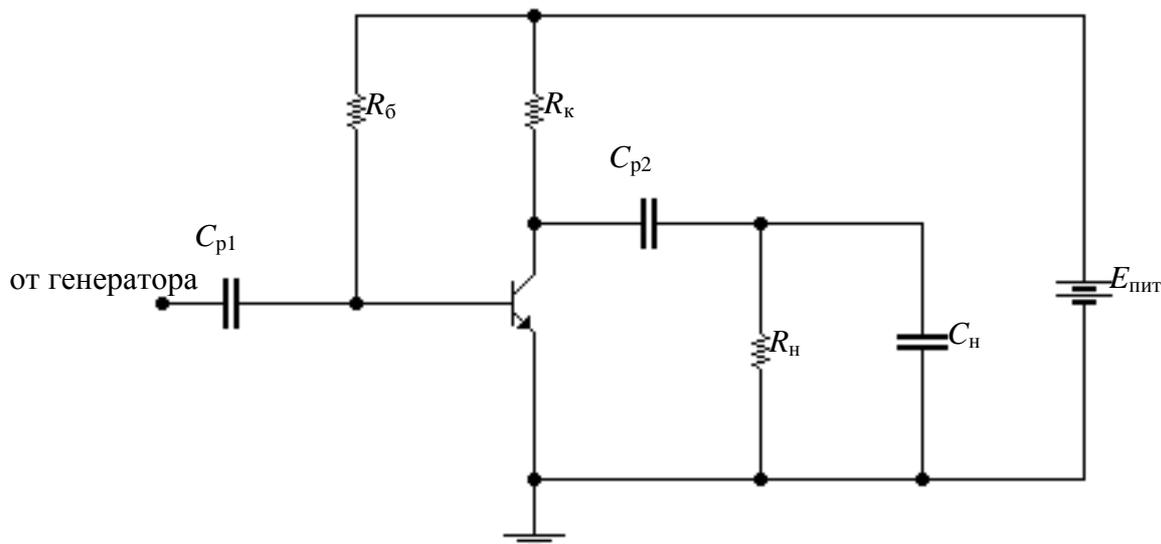


Рисунок 1.1 – Принципиальная схема реостатного каскада

При подаче на вход переменного напряжения (возьмем для примера положительную полуволну синусоидального напряжения) изменяется ток транзистора. Ток коллектора, до подачи сигнала равный току покоя $I_{к_0}$ (см. рис. 1.2), становится равным некоторому мгновенному значению – сумме постоянной и переменной составляющих: $I = I_{к_0} + i$.

Напряжение на коллекторе ($U_к$) определяется напряжением питания $E_{пит}$ и падением напряжения на сопротивлении $R_к$: $U_к = E_{пит} - I \cdot R_к$.

Когда сигнала нет, $U_{к_0} = E_{пит} - I_{к_0} \cdot R_к$. При подаче сигнала ток возрастает падение напряжения на $R_к$ увеличивается, а напряжение на коллекторе падает (рис. 1.2) – входное и выходное напряжения оказываются противофазными.

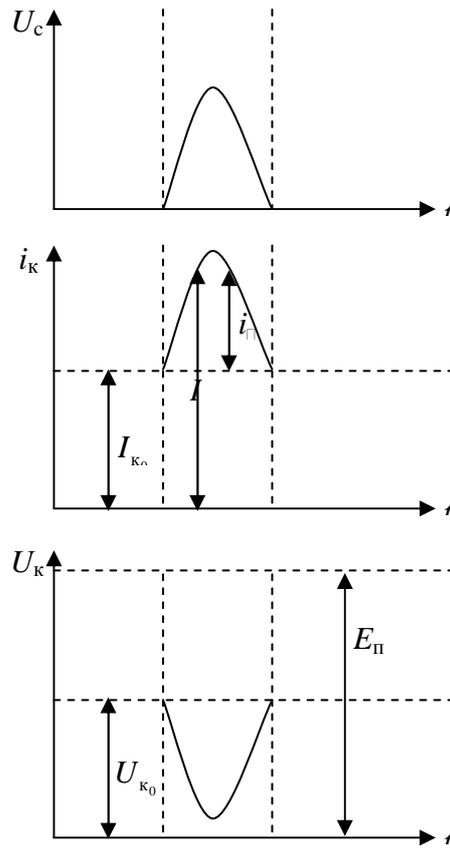


Рисунок 1.2

Эти же процессы можно описать с помощью динамических характеристик, показывающих зависимость между токами и напряжениями. Статические характеристики транзистора показаны на рис. 1.3 (для примера взят транзистор КТ-324).

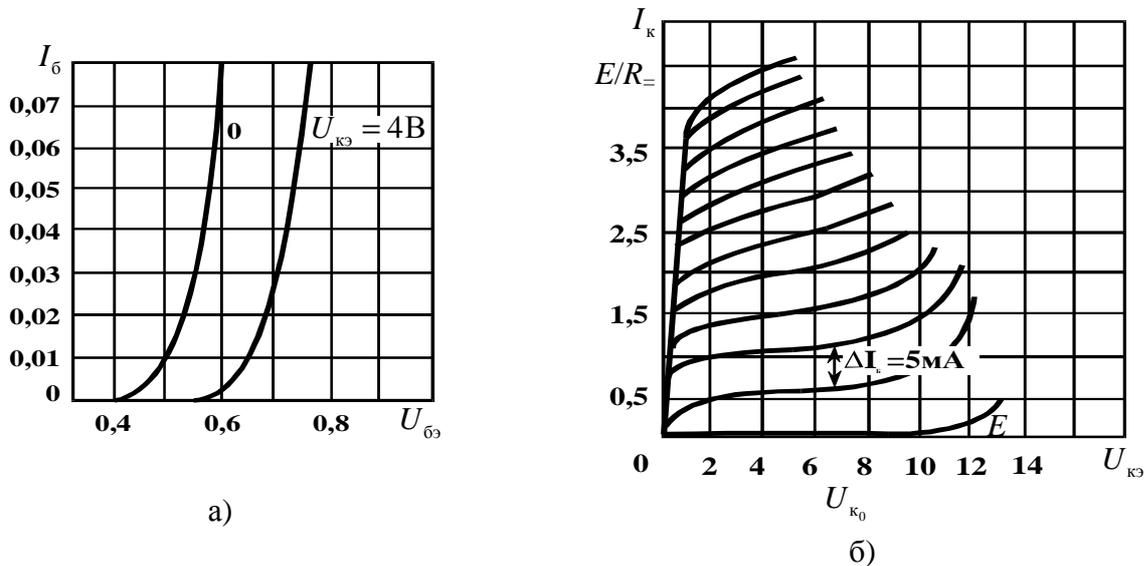


Рисунок 1.3 – Статические характеристики транзистора КТ-324:
а) входные, б) выходные

Уравнение, связывающее напряжение на коллекторе и ток коллектора,

$$U = E_{\text{пит}} - I \cdot R_{\text{к}}$$

является уравнением прямой. Ток покоя $I_{\text{к}_0}$ задает положение рабочей точки и напряжение на коллекторе при отсутствии сигнала (рис. 2.2):

$$U_{\text{к}_0} = E_{\text{пит}} - I_{\text{к}_0} \cdot R_{\text{к}}.$$

Сопротивление нагрузки постоянному току однозначно определяет угол наклона динамической характеристики.

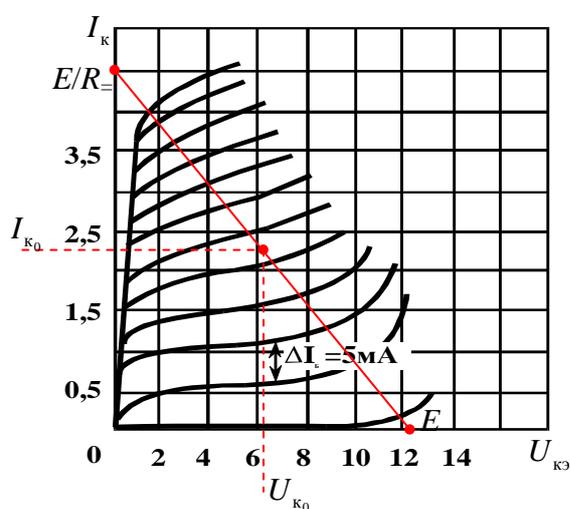


Рисунок 1.4 – Нагрузочная прямая постоянного тока

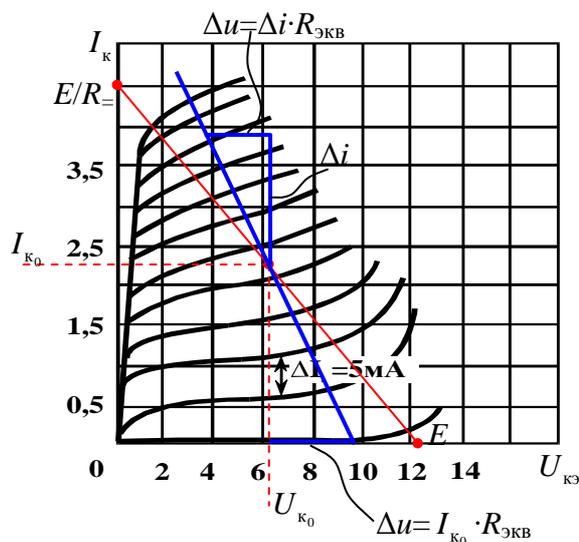


Рисунок 1.5 – Нагрузочные прямые постоянного (тонкая) и переменного (толстая) токов транзистора КТ-324

При подаче сигнала ток коллектора получает приращение Δi , создающее приращение падения напряжения на эквивалентном сопротивлении нагрузки переменному току $R_{\text{экв}}$ (см. рис. 1.5):

$$\Delta u = \Delta i \cdot R_{\text{экв}}.$$

Постоянная и переменная составляющие тока коллектора протекают по разным цепям, как показано на рис. 1.6. Постоянный ток $I_{\text{к}_0}$ проходит от источника питания через сопротивление $R_{\text{к}}$; переменный ток $i_{\text{к}}$ проходит от коллектора на "землю" параллельно через $R_{\text{к}}$ и $R_{\text{н}}$, при этом $R_{\text{экв}} = \frac{R_{\text{к}} \cdot R_{\text{н}}}{R_{\text{к}} + R_{\text{н}}}$.

Если в качестве Δi взять $I_{к0}$ и от точки $U_{к0}$ отложить отрезок $\Delta u = \Delta i \cdot R_{экв}$, а затем соединить конец этого отрезка с рабочей точкой, получится нагрузочная прямая переменного тока (рис. 1.5), угол наклона которой определяется эквивалентным сопротивлением нагрузки.

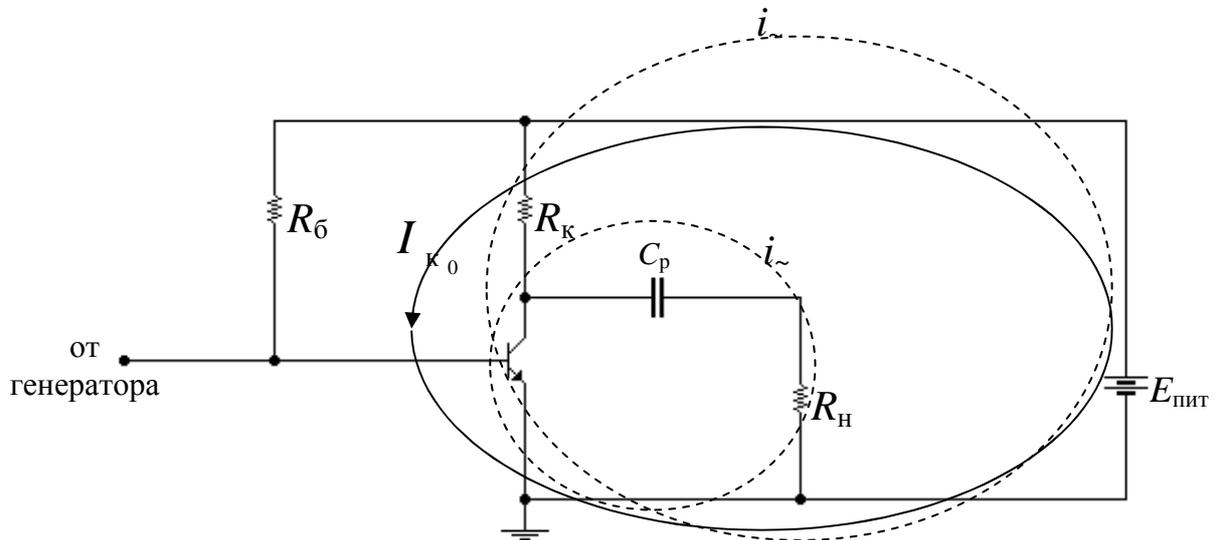


Рисунок 2.4 – Пути протекания постоянной и переменной составляющих тока нагрузки

Если подать на вход каскада тот же сигнал, что показан на рис 1.2, то можно увидеть справедливость утверждения о противофазности входных и выходных напряжений – см. рис 1.7.

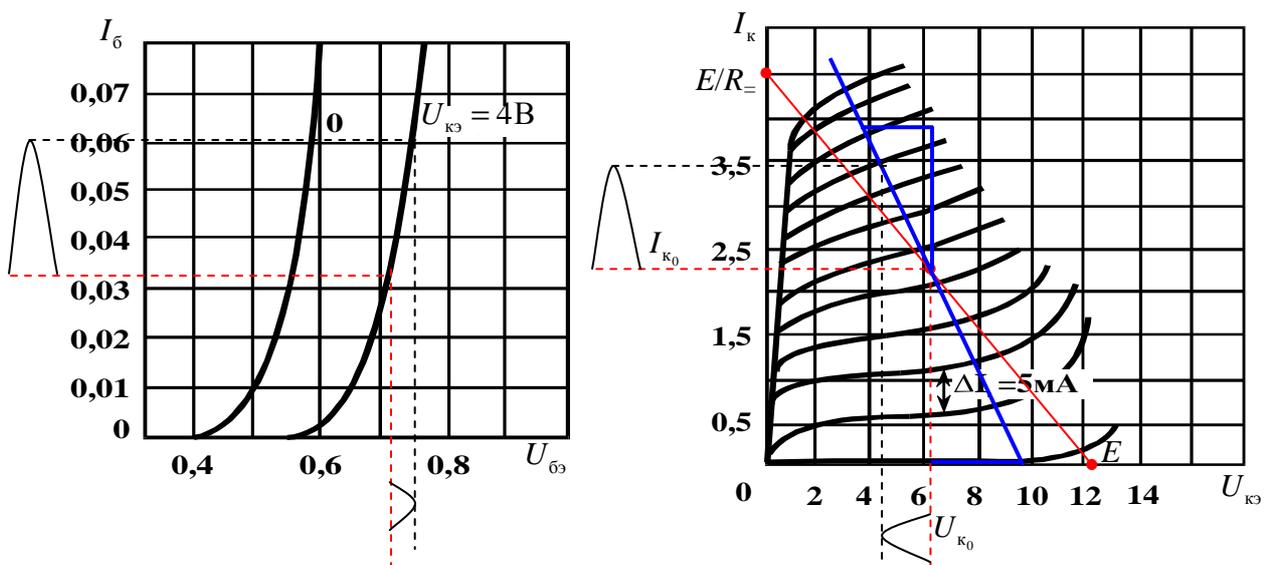


Рисунок 1.7

2. Работа реостатного каскада на нижних частотах

Вопрос 1. Зачем нужны разделительные емкости? Что произойдет, если их убрать?

Пусть имеется реостатный каскад на биполярном транзисторе, а ток покоя коллектора равен 4,14 мА (рис.2.1).

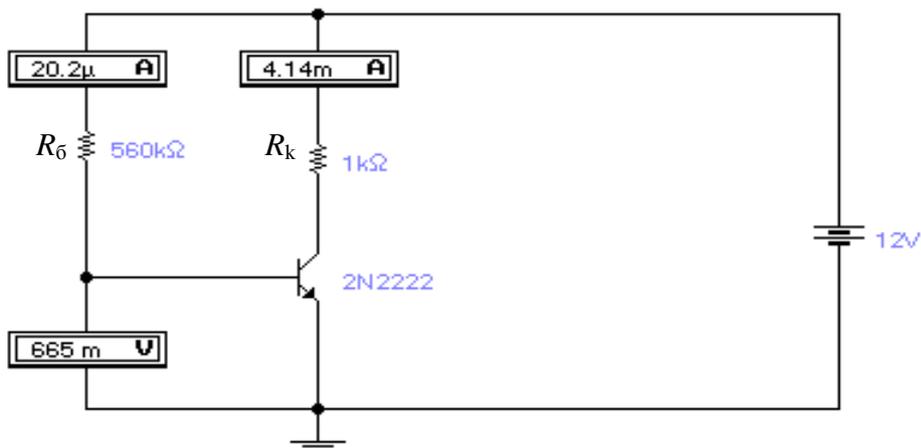


Рисунок 2.1 – Реостатный каскад

Если к входу каскада подключить источник переменного напряжения (по умолчанию его внутреннее сопротивление для постоянного и переменного тока равно нулю), ток покоя коллектора будет равен нулю, поскольку напряжение на переходе эмиттер-база отсутствует (рис. 2.2). Ток, протекающий по сопротивлению $R_б$, равен при этом $E/R_б=12/(560 \cdot 10^3) = 21,4$ мкА.

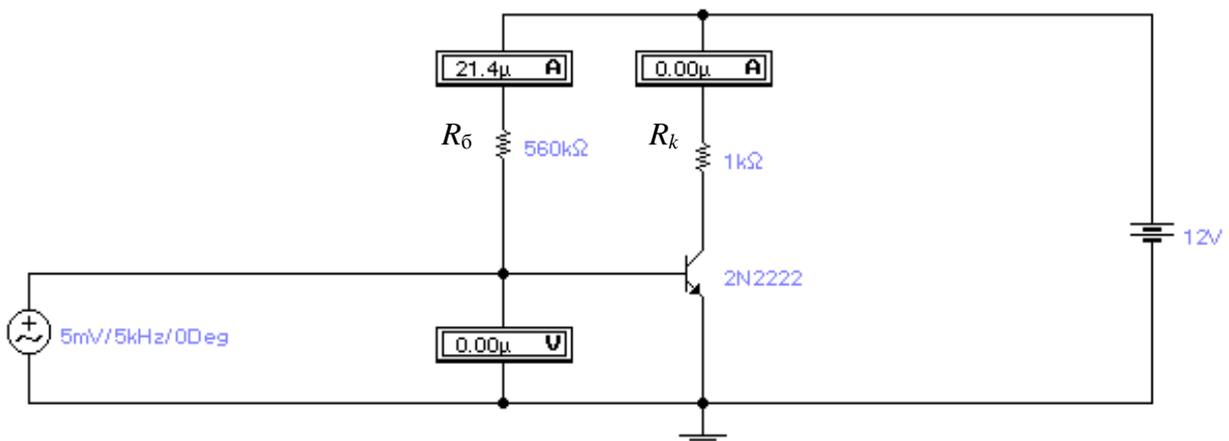


Рисунок 2.2 – Реостатный каскад при подключении источника переменного напряжения

Аналогичное явление будет иметь место и при подключении реального генератора переменного напряжения (его внутреннее сопротивление не равно нулю, но обычно невелико и находится в пределах 50-100 Ом) – см. рис. 2.3.

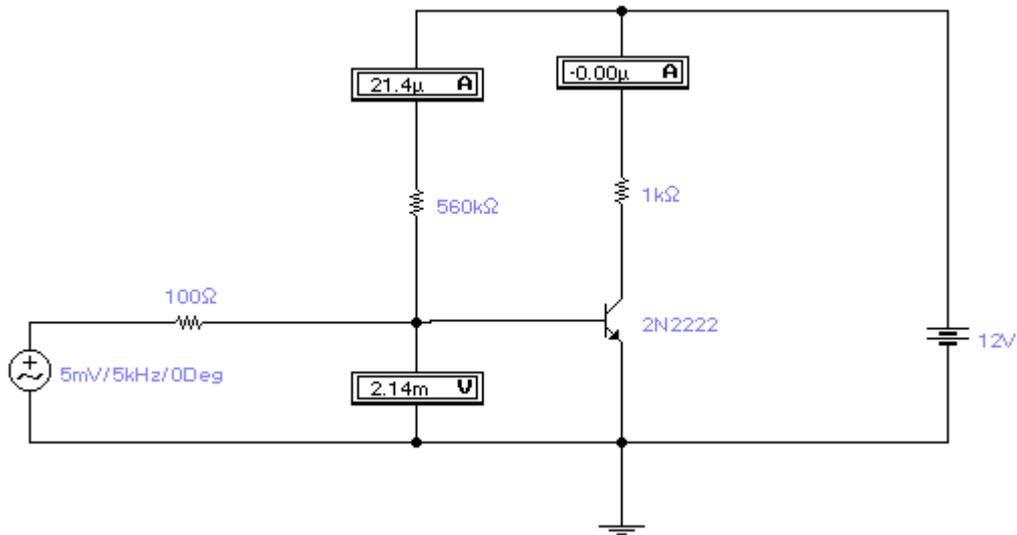


Рисунок 2.3 – Реостатный каскад при подключении источника переменного напряжения с внутренним сопротивлением 100 Ом

Входная характеристика транзистора (рис. 2.4) показывает, что чем меньше напряжение между эмиттером и базой, тем меньше ток базы. Если напряжение равно нулю (или близко к нему), ток тоже равен нулю.

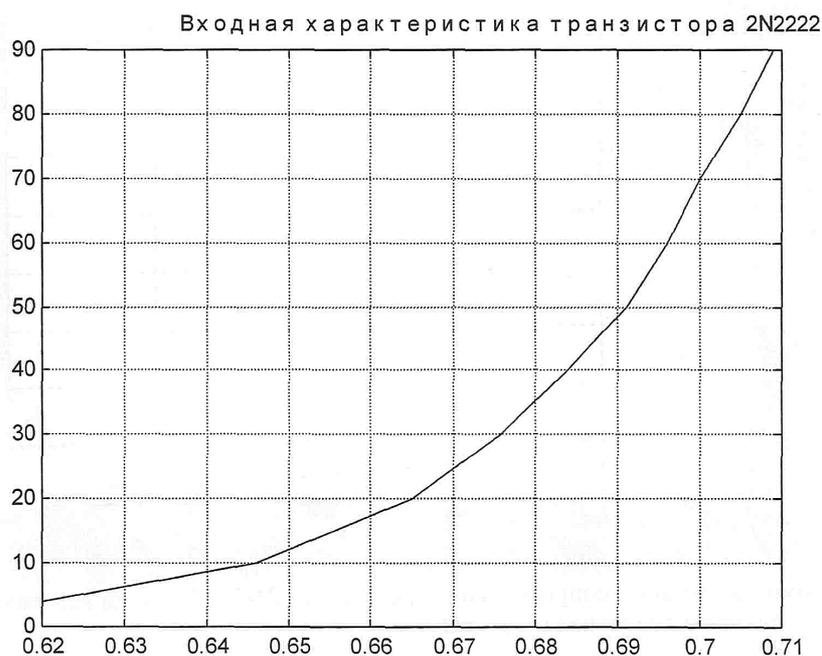


Рисунок 2.4 – Входная характеристика транзистора 2N2222

При подключении разделительного конденсатора между источником переменного напряжения и базой транзистора (рис. 2.5) режим последнего возвращается в то же состояние, как и на рис. 2.1, поскольку постоянное напряжение на переходе эмиттер-база теперь не связано с входным генератором и определяется только источником питания и сопротивлением в цепи базы: $U_{бэ} = E - I_б R_б$.

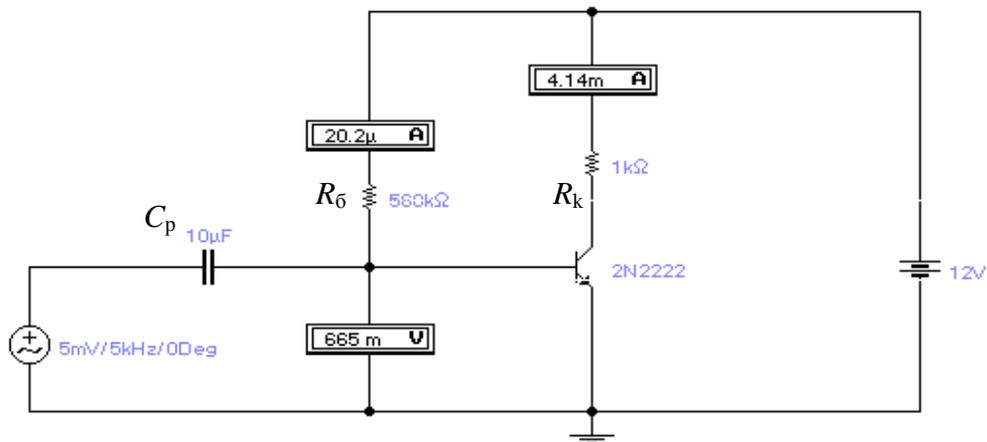


Рисунок 2.5 – Резисторный каскад при подключении разделительной емкости между источником переменного напряжения и базой транзистора

Усиленное транзистором переменное напряжение требуется передать нагрузке ($R_н$ на рис. 2.6). Моделирование показывает, что при подключении нагрузки ток через сопротивление $R_к$ увеличивается до 7,99 мА (был 4,14 мА).

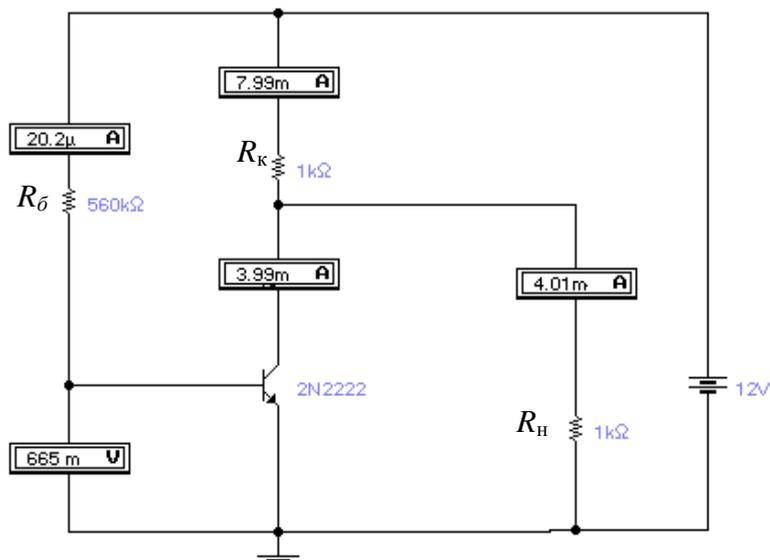


Рисунок 2.6 – Резисторный каскад при подключении нагрузки в коллекторную цепь

При подключении сопротивления нагрузки образуется цепь из последовательно включенных R_K и R_H , подключенная к источнику питания. Поскольку транзистор представляет собой генератор тока, и его внутреннее сопротивление равно бесконечности, то, казалось бы, что ток через R_H должен быть равен напряжению источника E , деленному на сумму сопротивлений R_K и R_H , то есть 6 мА. При этом ток через R_K должен быть равен сумме тока коллектора и тока, протекающего через R_H , то есть 10,14 мА. Однако, моделирование дает другую величину – 7,99 мА.

Как объяснить это несоответствие и полученное значение тока?

Дело в том, что токи, протекающие через сопротивления R_K и R_H неодинаковы: ток через R_K больше тока i_H , протекающего через R_H , на величину тока коллектора i_K . Поэтому и напряжения на этих сопротивлениях неодинаковы, хотя их сумма остается неизменной и равной 12 В. Напряжение на сопротивлении нагрузки оказывается меньше 6 В, поэтому ток через это сопротивление уменьшается по сравнению со случаем закрытого транзистора, и к току коллектора добавляется уже не 6 мА, а меньшая величина, которую можно легко подсчитать, составив простое уравнение:

$$(i_K + i_H)R_K + i_H R_H = E, \text{ отсюда } i_H = \frac{E - R_K i_K}{R_H + R_K} \approx 4 \text{ мА}.$$

Сказанное иллюстрируется схемами на рис. 2.7. Небольшое уменьшение

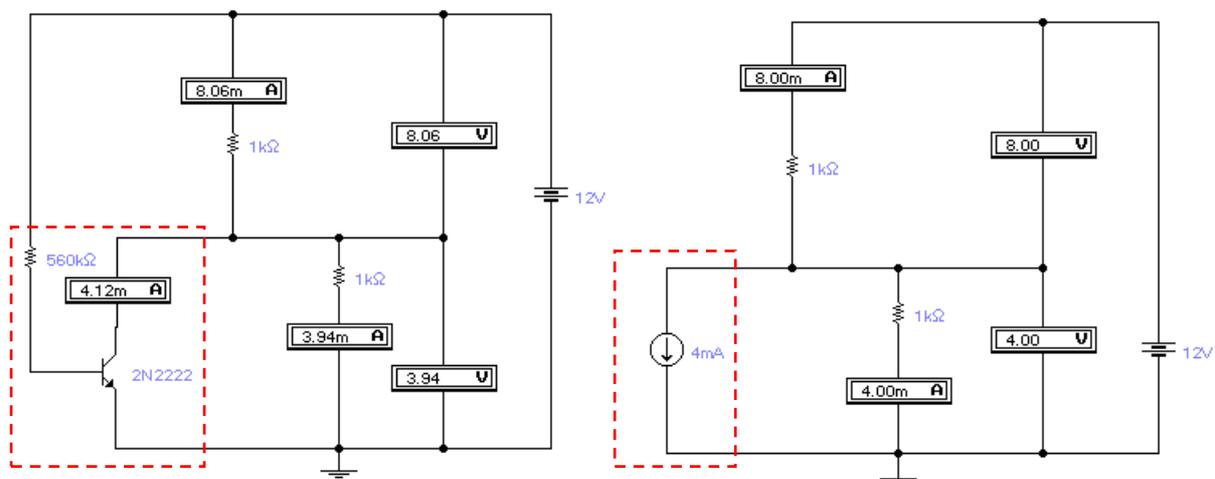


Рисунок 2.7 – Схема усилительного каскада с нагрузкой и ее эквивалентная схема с генератором тока

i_k связано с уменьшением напряжения на коллекторе за счет большего падения напряжения на R_k . Чтобы устранить влияние сопротивления нагрузки или входного сопротивления следующего каскада на режим работы транзистора, между коллектором и нагрузкой может быть включен разделительный конденсатор, который разрывает цепь постоянного тока $R_k - R_H$ (рис. 2.8).

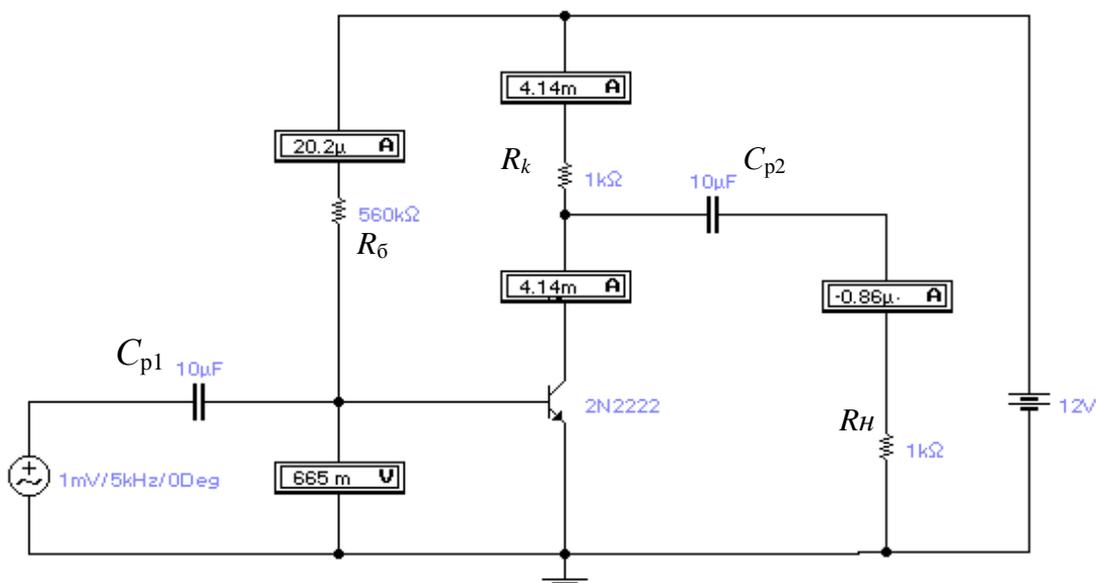


Рисунок 2.8 – Реостатный каскад при подключении нагрузки в коллекторную цепь через разделительную емкость

Варианты включения разделительных конденсаторов в двухкаскадном усилителе и соответствующие электрические характеристики режима транзисторов показаны на рисунках 2.9-2.12.

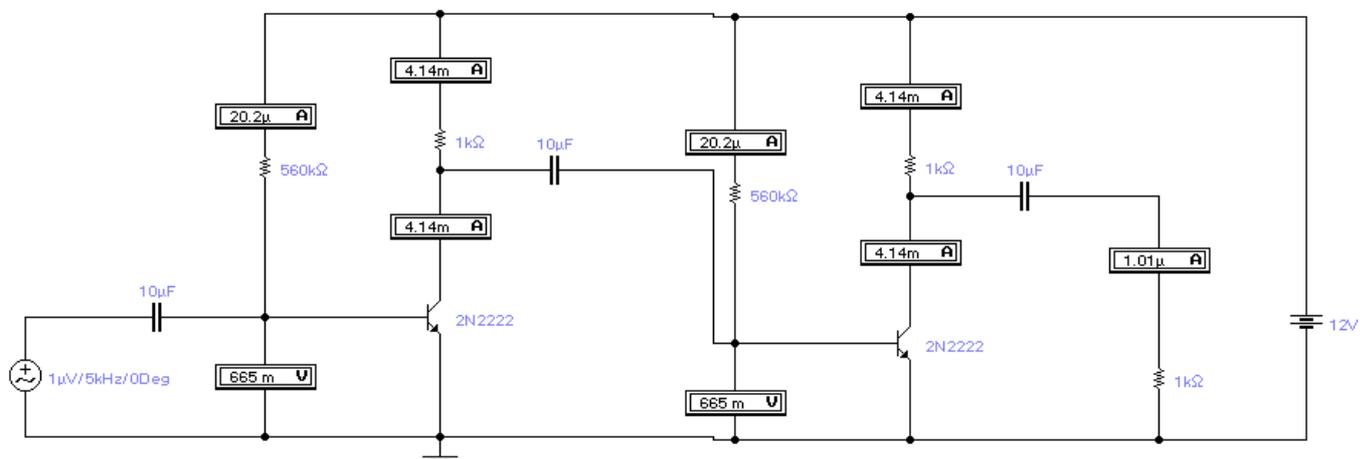


Рисунок 2.9 – Схема двухкаскадного усилителя с разделительными конденсаторами

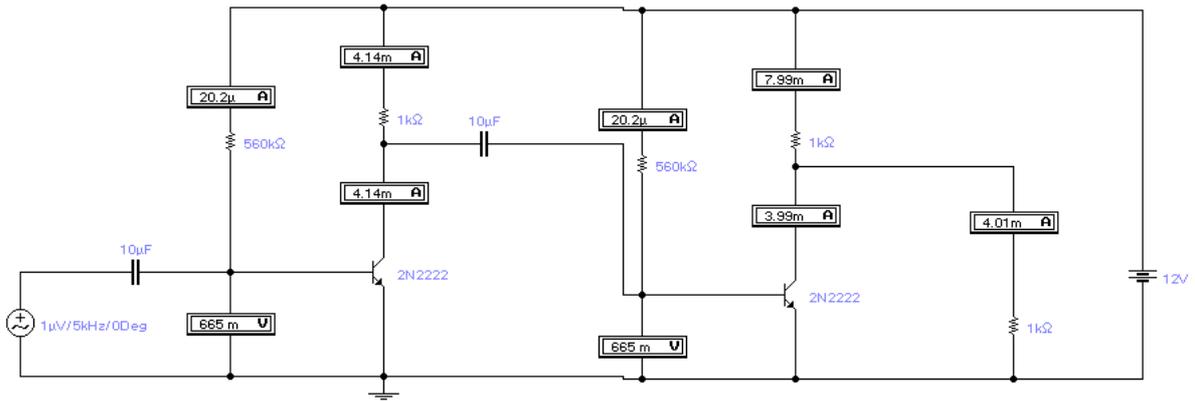


Рисунок 2.10 – Схема двухкаскадного усилителя при отсутствии разделительной емкости на выходе

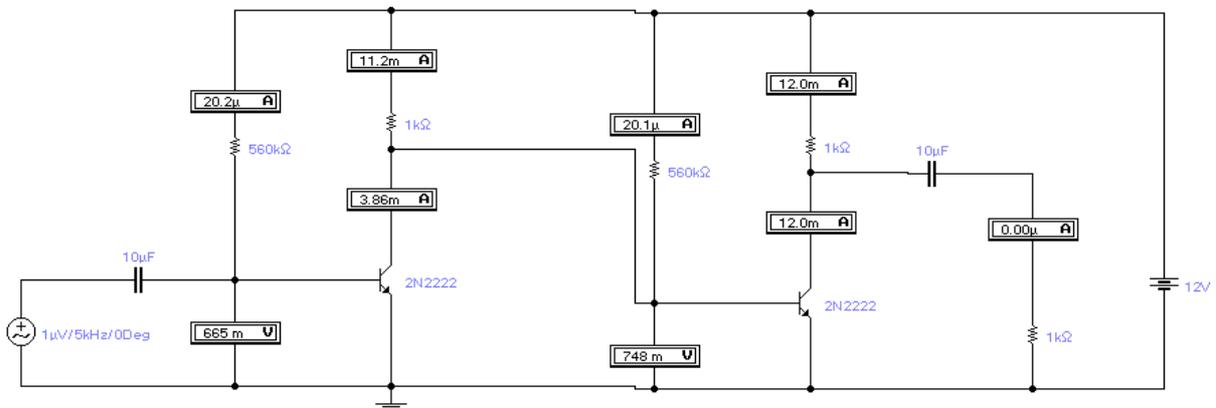


Рисунок 2.11 – Схема двухкаскадного усилителя при отсутствии разделительной емкости между каскадами

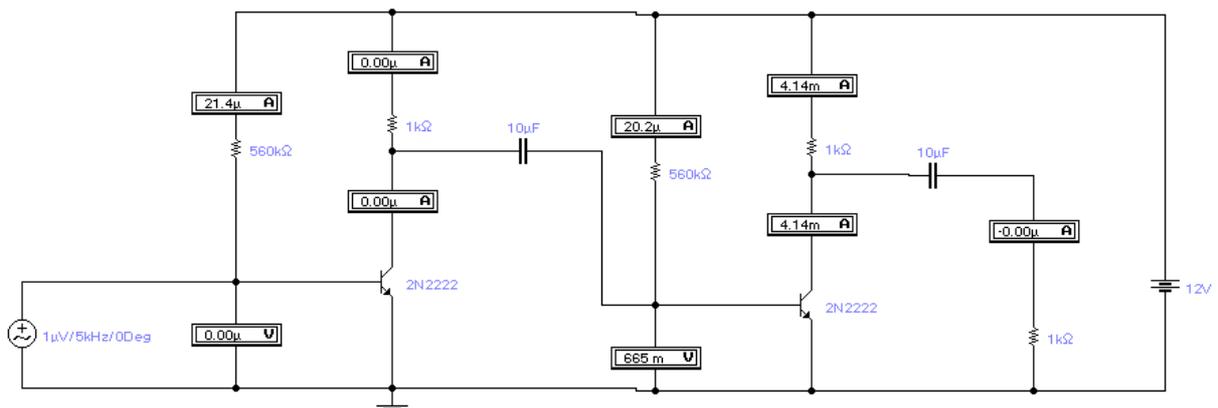


Рисунок 2.12 – Схема двухкаскадного усилителя при отсутствии разделительной емкости на входе

Таким образом, разделительные емкости позволяют сохранить расчетный (исходный) режим работы транзистора и устранить влияние на него сопротивления источника сигнала, сопротивления нагрузки и входного сопротивления следующего каскада.

Вопрос 2. Как появляются искажения за счет разделительных емкостей?

Сопротивление любого конденсатора переменному току является частотно-зависимым, что неизбежно приводит к появлению частотных искажений.

Начнем рассмотрение со схемы на рис. 2.13. Как зависит от частоты напряжение на сопротивлении R_2 в этой схеме?

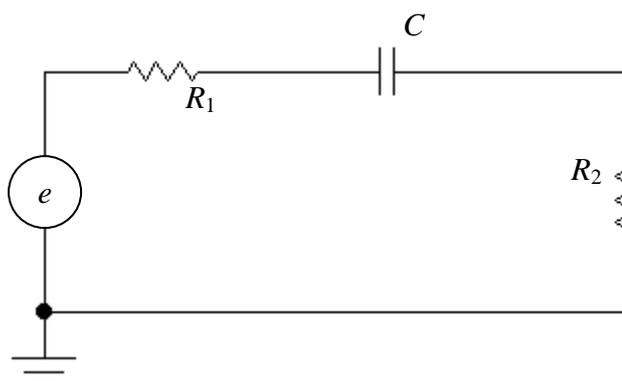


Рисунок 2.13

При отсутствии конденсатора ток в цепи определяется напряжением генератора и сопротивлениями резисторов (рис 2.14):

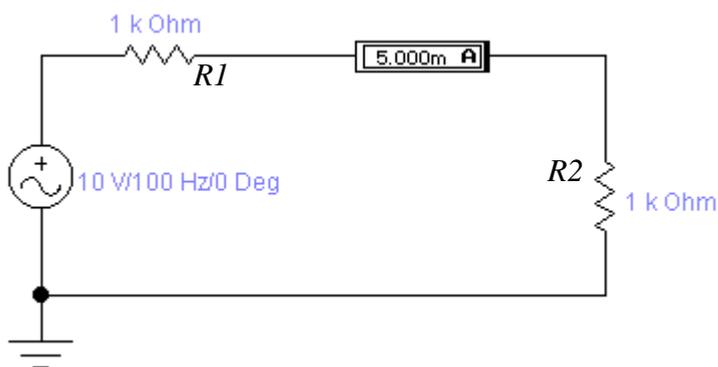


Рисунок 2.14

При подключении конденсатора, сопротивление которого зависит от частоты, ток меняется. Если емкость конденсатора велика (допустим, 10 мкФ при частоте 100 Гц, как на рис. 2.15) или велика частота сигнала (1 кГц при емкости 1 мкФ на рис. 2.16), эти изменения мало заметны.

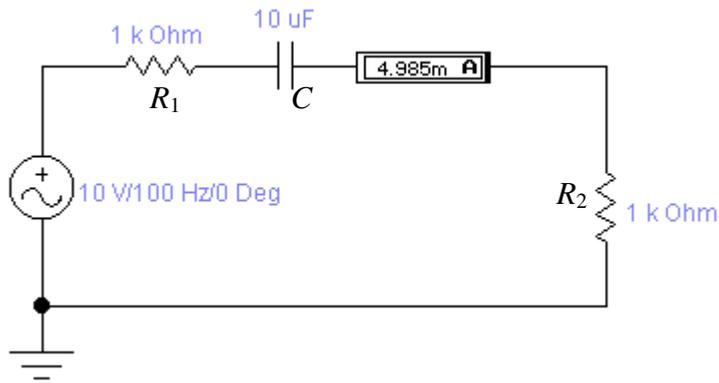


Рисунок 2.15

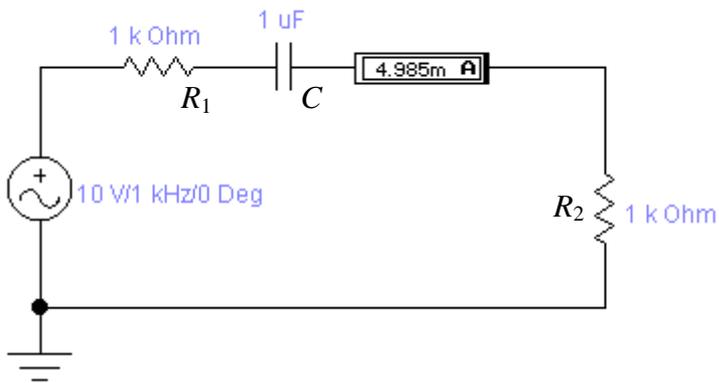


Рисунок 2.16

Однако при уменьшении емкости конденсатора ток в цепи и, следовательно, напряжение на сопротивлении R_2 уменьшаются заметно (рис. 2.17, 2.18). При одной и той же емкости ток и, следовательно, напряжение на сопротивлении R_2 , тем меньше, чем ниже частота. Причина в зависимости сопротивления емкости и, следовательно, всей цепи от частоты:

$$Z=R_1+R_2+1/j\omega C.$$

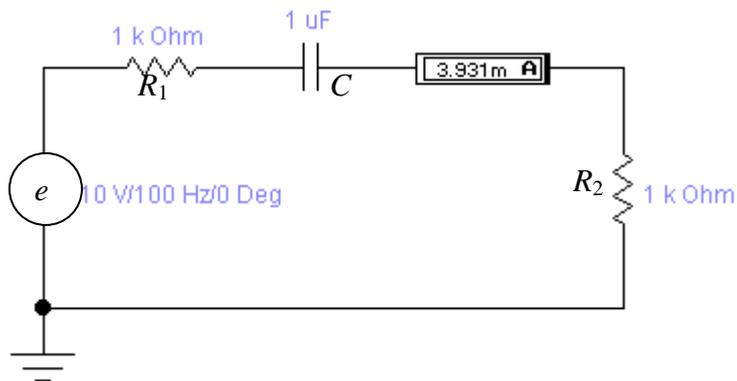


Рисунок 2.17

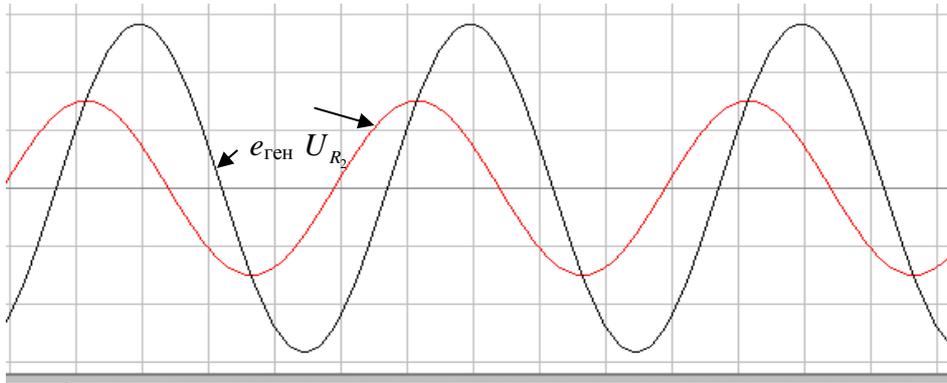


Рисунок 2.18 – Напряжение источника сигнала и напряжение на сопротивлении R_2 при наличии емкости C

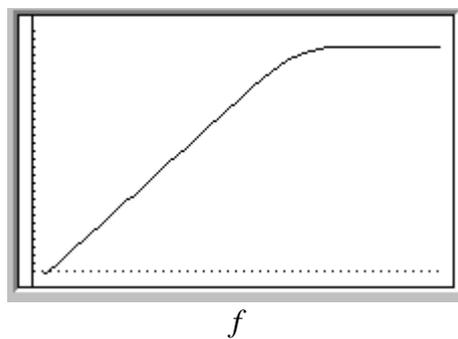


Рисунок 2.19 – Зависимость напряжения на сопротивлении R_2 от частоты

$$I = e/Z, \text{ где } Z = R_1 + R_2 + 1/j\omega C,$$

$$U_{R_2} = I \cdot R_2 = \frac{e \cdot R_2}{R_1 + R_2 + \frac{1}{j\omega C}}, \quad K = \frac{U_{R_2}}{e} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + \frac{1}{j\omega C}}.$$

На средних частотах, когда сопротивление емкости пренебрежимо мало по сравнению с сопротивлением резисторов, $K_0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$. По мере понижения частоты модуль коэффициента передачи понижается, модуль относительного коэффициента передачи и нижняя граничная частота на уровне 0,7 становятся равными

$$\frac{K}{K_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(2\pi f \cdot C \cdot (R_1 + R_2))^2}}}, \quad f_n = \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot (R_1 + R_2)}. \quad (2.1)$$

Полученные формулы подтверждают появление искажений на нижних частотах.

Схема на рис. 2.13 фактически является эквивалентной схемой входной и выходной цепей реостатного каскада на нижних частотах. Для входной цепи R_1 – это выходное сопротивление источника сигнала (сопротивление от левой обкладки конденсатора до земли), а R_2 – входное сопротивление каскада (сопротивление от правой обкладки конденсатора до земли). Для выходной цепи R_1 представляет выходное сопротивление каскада, образуемое параллельным соединением сопротивления в цепи коллектора и выходного сопротивления транзистора (сопротивление от левой обкладки конденсатора до земли). Поскольку выходное сопротивление транзистора обычно значительно превышает сопротивление резистора в коллекторной цепи, именно последнее и определяет выходное сопротивление каскада и, следовательно, влияет на формирование нижней граничной частоты выходной цепи.

Вопрос 3. Каково влияние фазового сдвига между входным и выходным напряжениями и почему он меняется при изменении емкости (в последовательном или параллельном включении с резистором)?

На схеме рис 2.20 показаны напряжения сигнала частотой 5 кГц на элементах цепи, состоящей из резистора и конденсатора. Сумма напряжений на элементах составляет $9,88+1,55=11,43$, что не соответствует поданному напряжению 10 В.

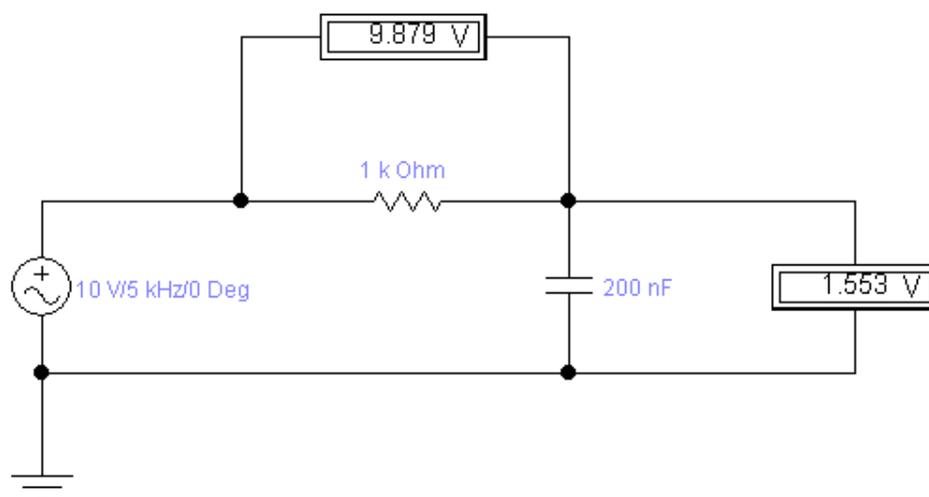


Рисунок 2.20 – Напряжения на элементах схемы

Причина заключается в том, что напряжения на резисторе и на конденсаторе сдвинуты на 90° (рис. 2.21), поэтому

$$U = \sqrt{U_R^2 + U_C^2} = \sqrt{9,88^2 + 1,55^2} = 10 \text{ В},$$

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{1,55}{9,88} = 8,9^\circ.$$

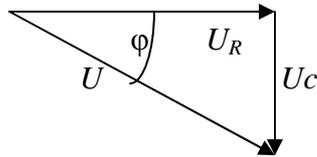


Рисунок 2.21

Если меняется сопротивление (а значит и падение напряжения на нем) или емкость (и падение напряжения на ней), меняется фазовый сдвиг, что следует из простейшего соотношения:

$$\varphi = \operatorname{arctg}(1/\omega CR)$$

При изменении частоты сопротивление резистора не меняется, а напряжение на емкости по мере уменьшения частоты растет, что приводит к увеличению фазового сдвига φ . При неизменных емкости и частоте, но изменении активного сопротивления резистора также происходит изменение фазового сдвига.

3. Работа реостатного каскада на верхних частотах

Вопрос 1. Почему в схеме на рисунке, приведенном ниже (рис.3.1,а), напряжение на сопротивлении R_2 уменьшается по мере увеличения частоты (рис.3.1,б)?

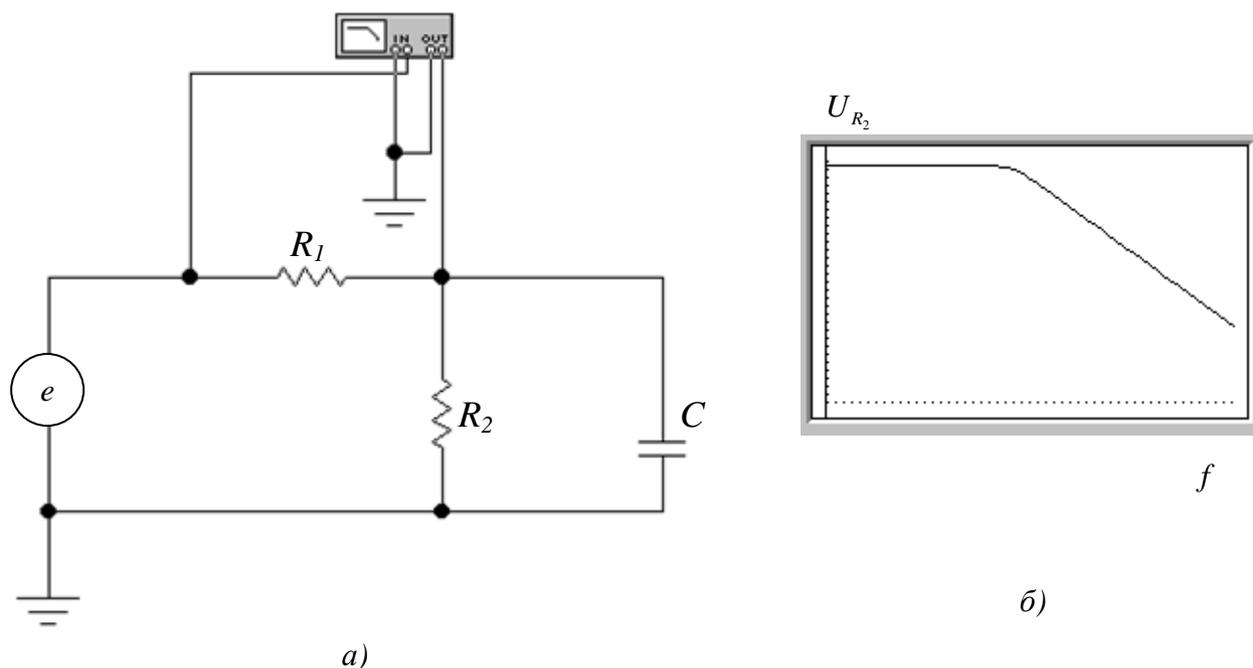


Рисунок 3.1

Одновременно с уменьшением напряжения на сопротивлении R_2 напряжение на сопротивлении R_1 растет (сумма этих напряжений не меняется, так как она задается генератором).

Рассмотрим вначале схему на рис. 3.2. При напряжении генератора 10 В через два последовательно включенных сопротивления величиной по 1 кОм протекает одинаковый ток, равный 5 мА: $I=e/(R_1+R_2)$.

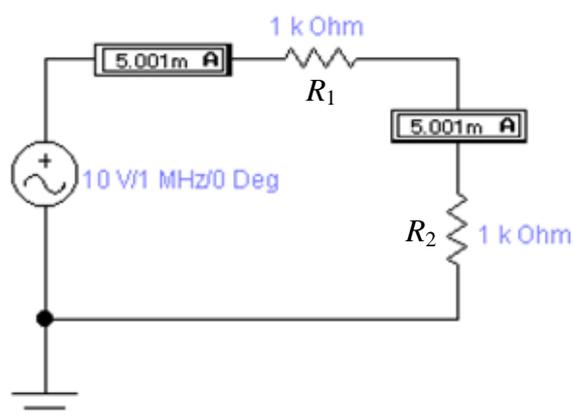


Рисунок 3.2

Если параллельно R_2 включить конденсатор емкостью 50 пФ, ток через сопротивление R_1 увеличится, а

через сопротивление R_2 станет меньше. Параллельно включенная емкость уменьшит комплексное сопротивление Z_2 и, как следствие, общее сопротивление последовательно включенных R_1 и Z_2 , поэтому ток в общей цепи и падение напряжения на R_1 увеличатся. Несмотря на увеличение тока в общем проводе, ток через сопротивление R_2 станет меньше, поскольку значительная часть общего тока ответвляется в емкостную ветвь.

Если увеличить частоту генератора, например, с 10 МГц до 20 МГц (см. рис. 3.3 и рис. 3.4), изменение токов становится более заметным, о чем свидетельствует зависимость напряжения на сопротивлении R_2 от частоты (рис. 3.5). Чем выше частота, тем меньше сопротивление емкости, и тем более заметно проявляется описанное выше явление.

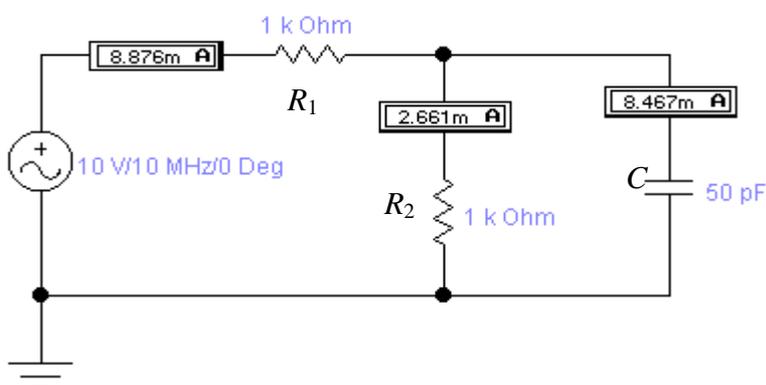


Рисунок 3.3

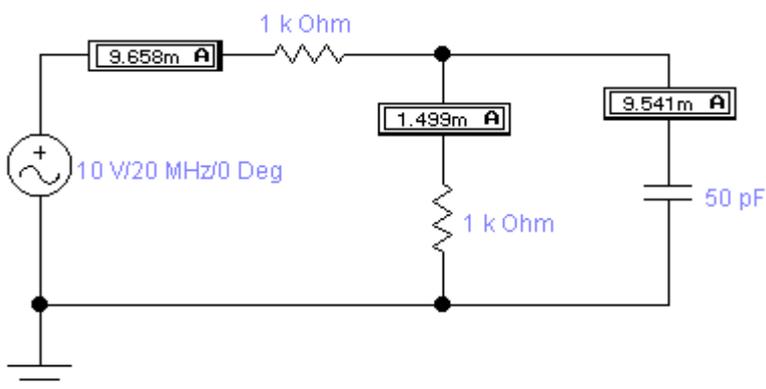


Рисунок 3.4

Количественная иллюстрация уменьшения выходного напряжения, и, следовательно, коэффициента передачи на верхних частотах приведена на рис. 3.5.

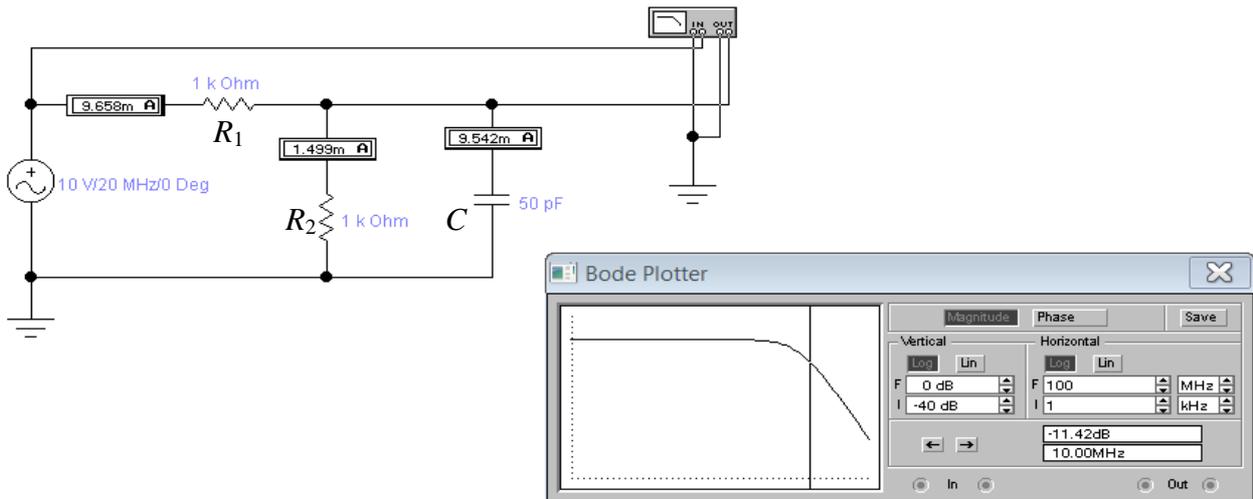


Рисунок 3.5

При подключении емкости C параллельно сопротивлению R_2 сопротивление этой параллельной цепи уменьшается. Уменьшается и общее сопротивление, подключенное к генератору, что и приводит к увеличению тока – было 5 мА на рис. 3.2, стало 8,876 мА на рис. 3.3 и 9,658 мА на рис. 3.4 и 3.5. Далее этот ток перераспределяется между ветвями C и R_2 . Напряжение на сопротивлении R_2 становится меньше, чем оно было при отсутствии конденсатора (это тем более заметно, чем выше частота). Этим и объясняется показанная на рис. 3.1 и 3.5 зависимость напряжения на R_2 от частоты.

Отметим, что ток в общем проводе (например, 8,876 мА на рис. 3.3) не равен сумме токов в параллельных ветвях ($2,661 + 8,467 = 11,128$ мА). Причиной этого является то, что токи в параллельных цепях суммируются не по абсолютной величине, а геометрически, с учетом их фазового сдвига (рис. 3.6). Так же, геометрически, суммируются и последовательно включенные сопротивления R_1 и Z_2 . Дело в том, что сопротивление емкости носит реактивный характер и его вектор сдвинут на 90° по отношению к вектору сопротивления резистора.

В свою очередь, векторы R_1 и Z_2 тоже следует суммировать геометрически, с учетом фазового сдвига, и только затем искать ток в общем проводе.

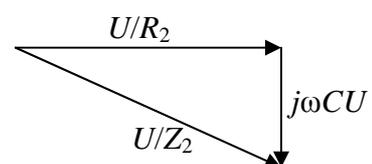


Рисунок 3.6

Вычисление сопротивлений и токов с учетом фазовых сдвигов необходимо лишь при количественных оценках и не влияет на понимание процесса уменьшения коэффициента передачи на высоких частотах.

Рассмотрим, как перераспределяется ток общего провода между параллельными ветвями C и R_2 . Пусть на некоторой частоте сопротивления ветвей равны. При этом, если увеличить емкость в два раза, ее сопротивление сохранится прежним на частоте, в два раза меньшей, т.е. полоса пропускания станет уже (рис. 3.7)

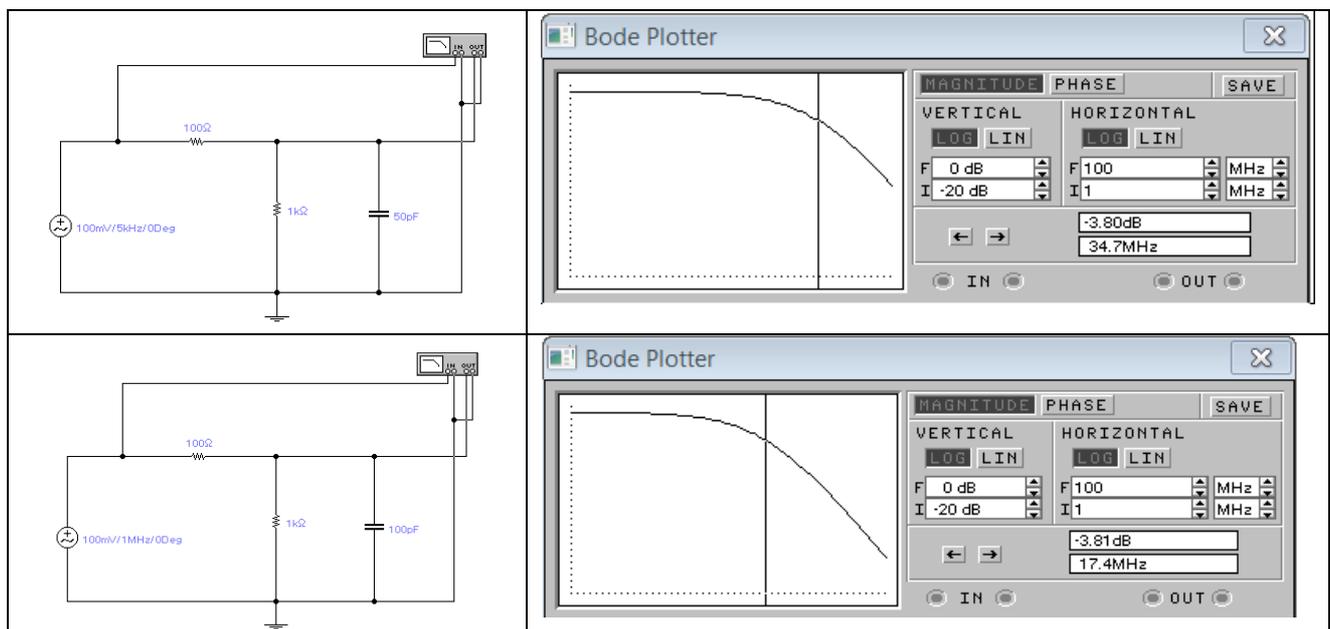


Рисунок 3.7

Вопрос 2. Что такое входная динамическая емкость транзистора и почему она называется динамической?

Динамическая входная емкость $C_{вх}$ биполярного и полевого транзисторов соответственно определяется соотношениями:

$$C_{вх} = \frac{\tau}{r_б} + C_{бк} (1 + K),$$

$$C_{вх} = C_{зи} + C_{зст} (1 + K).$$

Здесь индексами обозначены: б – база, к – коллектор, з – затвор, и – исток.

τ - постоянная времени транзистора, K - коэффициент передачи.

Следует ответить на вопросы:

- Почему входная емкость называется динамической?
- Чем она отличается от обычной входной емкости, измеренной между входными выводами транзистора, не включенного в схему?
- Почему емкость эмиттерного перехода (перехода затвор-исток) входят в сумму без сомножителя, а емкость коллекторного перехода (емкость затвор-сток) умножаются на $(1 + K)$?

Рассмотрим случай работы источника напряжения на емкость (рис. 3.8).

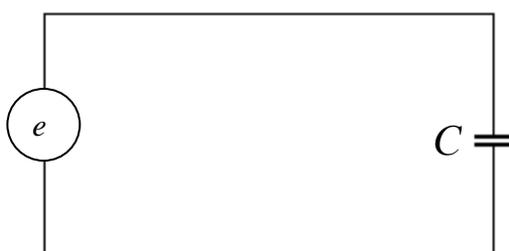


Рисунок 3.8

Ток через емкость равен $i = e \cdot j\omega C$. При подключении источника сигнала к входным зажимам транзистора ток протекает по двум параллельным ветвям - по эмиттерному и коллекторному переходам (i_1, i_2) - см. рис. 3.9.. При этом к эмиттерному переходу приложено напряжение сигнала e , и ток $i_1 = e \cdot j\omega \frac{\tau}{r_6}$.

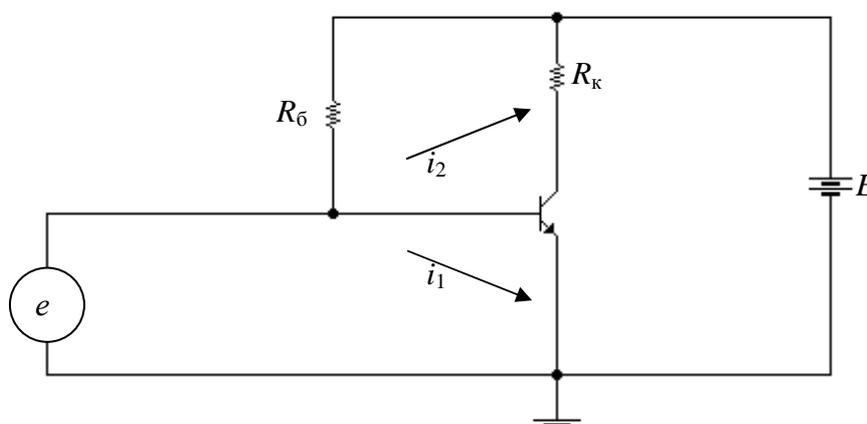


Рис.3.9

К коллекторному переходу приложена разность напряжений - приложенного к базе e и усиленного в K раз и находящегося с ним в противофазе напряжения на коллекторе $e \cdot K$. Разность этих напряжений равна $e - (-e \cdot K)$, и ток через емкость коллекторного перехода $i_2 = e \cdot j\omega C_{\text{ок}} \cdot e(1 + K)$.

Со стороны источника сигнала емкость коллекторного перехода равна $C_{\text{ок}} \cdot (1 + K)$, поскольку через нее протекает в $(1 + K)$ раз больший ток, чем положено было бы пройти через конденсатор емкостью $C_{\text{ок}}$.

В результате и получается *входная динамическая емкость*

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{эб}} + C_{\text{ок}}(1 + K). \quad (3.1)$$

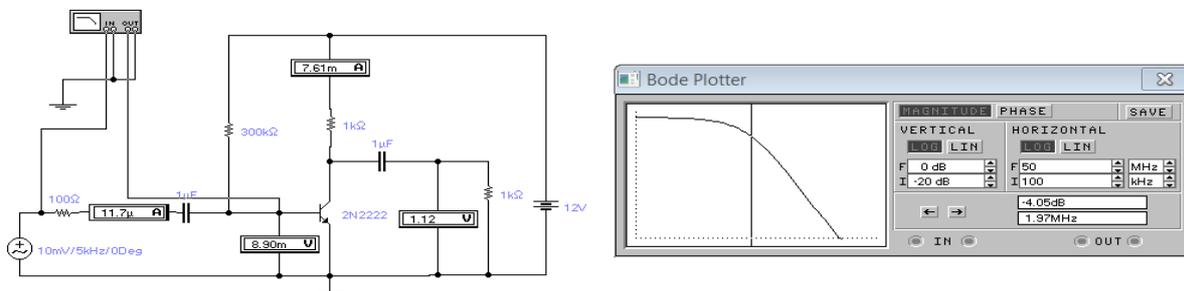


Рисунок 3.10. $R_{\text{н}}=1 \text{ кОм}$, $f_{\text{в вх}}=1,97 \text{ МГц}$

Динамической емкостью называется потому, что, если не происходит усиления сигнала (транзистор не имеет нагрузки и коллектор по переменному току "подключен" к общему проводу), напряжение, приложенное к $C_{\text{ок}}$, тоже равно e ,

$$i_2 = e \cdot j\omega C_{\text{ок}} \text{ и } C_{\text{вх}} = \frac{\tau}{r_{\text{о}}} + C_{\text{ок}} \cdot (1 + 0) = \frac{\tau}{r_{\text{о}}} + C_{\text{ок}}.$$

Емкость уменьшается, верхняя граничная частота входной цепи увеличивается.

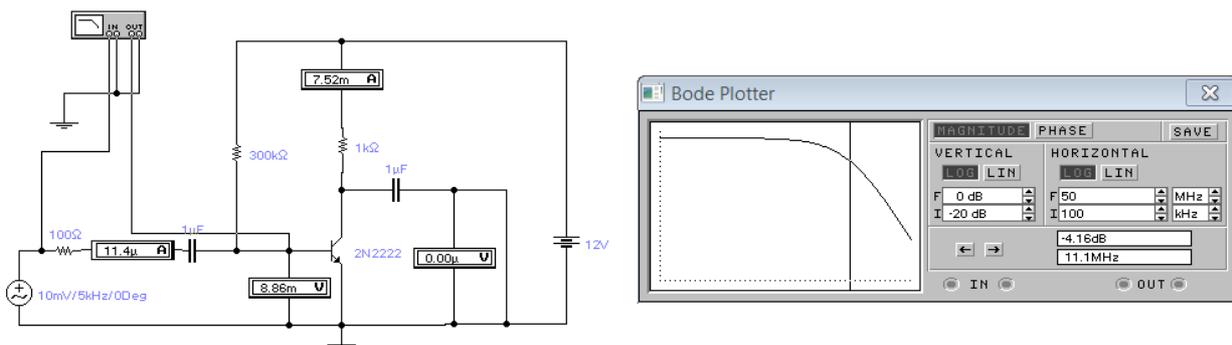


Рисунок 3.11. $R_{\text{н}}=0$, $f_{\text{в вх}}=11,1 \text{ МГц}$

Активная составляющая входного сопротивления транзистора также определяется двумя включенными параллельно по отношению к источнику сигнала переходами:

$$g_{\text{вх}} = g_{\text{эб}} + g_{\text{бк}} \cdot (1 + K).$$

Однако, в отличие от емкостей, значения активных проводимостей открытого и закрытого переходов отличаются существенно:

$$g_{\text{эб}} \gg g_{\text{бк}}.$$

В результате, даже при сравнительно большом усилении, входное сопротивление транзистора определяется практически только сопротивлением открытого (эмиттерного) перехода: $g_{\text{вх}} = g_{\text{эб}}$.

4. Обратная связь

Вопрос. Как определить вид обратной связи, найти цепь обратной связи и записать формулу для описания напряжения обратной связи?

Обратной связью называется явление, когда часть или все выходное напряжение передается с выхода на вход.

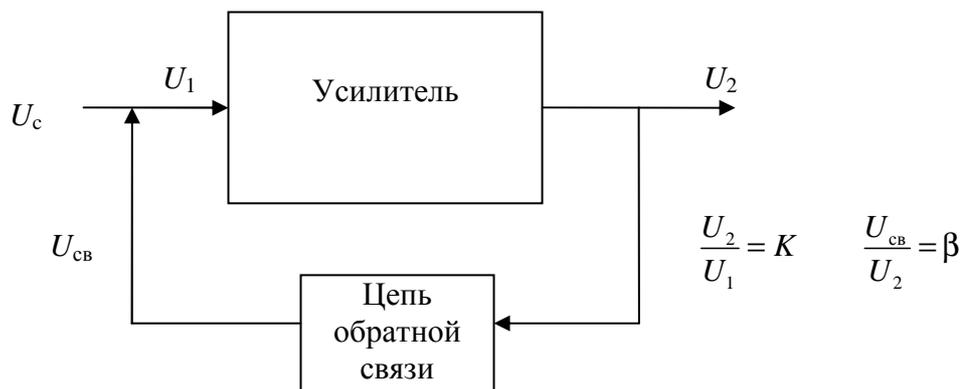


Рисунок 4.1 – Принцип обратной связи

K - коэффициент передачи усилителя, охваченного обратной связью,
 β - коэффициент передачи четырехполюсника обратной связи

В зависимости от схемы подключения четырехполюсника обратной связи к выходу усилителя (способ снятия напряжения обратной связи) различают

- обратную связь по напряжению,
- обратную связь по току,
- смешанную обратную связь.

В зависимости от схемы подключения четырехполюсника обратной связи к входу усилителя (способ введения напряжения обратной связи) различают

- последовательную обратную связь,
- параллельную обратную связь.

В зависимости от фазового сдвига между напряжением сигнала (U_c на рис. 4.1) и напряжением обратной связи ($U_{св}$ на рис.4.1) обратная связь бывает

- отрицательной (фазовый сдвиг 180° , напряжения противофазны),
- положительной (фазовый сдвиг 0° , 360° , напряжения в фазе),
- комплексной (фазовый сдвиг отличается от 0° и 180°).

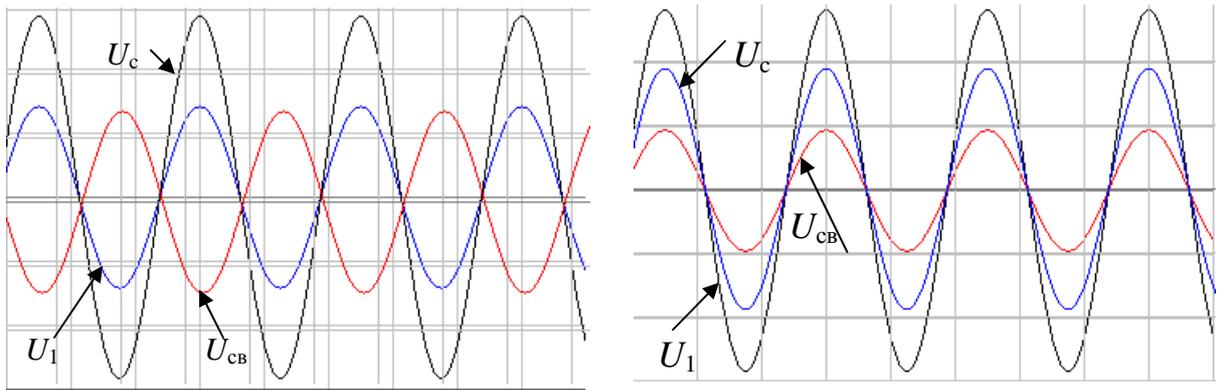


Рисунок 4.2 – Напряжения при отрицательной (слева) и положительной обратной связи

Если для образования обратной связи напряжение снимается с выхода некоторого транзистора и подводится к его же входу, обратная связь называется местной; если напряжение обратной связи подводится к входу другого транзистора, обратная связь называется общей.

Обратная связь различается также в зависимости от того, на каком токе осуществляется обратная связь - на постоянном или на переменном. Обратная связь на постоянном токе управляет поведением схемы на постоянном токе, стабилизируя рабочий режим транзисторов. Обратная связь на переменном токе при правильной организации позволяет изменить параметры схемы в желаемом направлении.

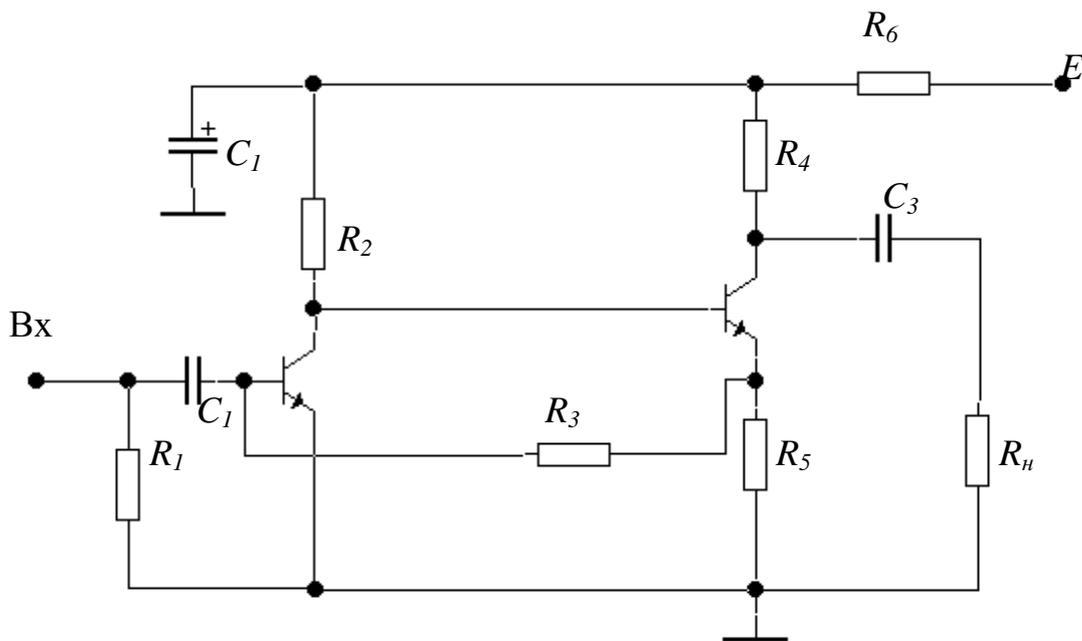


Рисунок 4.3 – Пример схемы усилителя с обратными связями

В усилителе на рис. 4.3 имеются две цепи обратной связи на переменном токе и одна на постоянном.

Первая – напряжение обратной связи создается переменным током, протекающим по сопротивлению R_5 ; управляющее вторым транзистором напряжение формируется как разность напряжения сигнала, снимаемого с коллектора первого транзистора, и напряжения обратной связи – местная обратная связь.

Вторая – это же напряжение обратной связи участвует в формировании напряжения, управляющего первым транзистором – общая обратная связь.

Обратная связь на постоянном токе создается тем же резистором R_5 (схема эмиттерной термостабилизации); при изменении тока эмиттера – выходного тока (например, при его увеличении) увеличивается падение напряжения на R_5 , а постоянное напряжение смещения между базой и эмиттера становится меньше, что приводит к уменьшению возросшего тока эмиттера – стабилизирует его.

Поскольку свойства усилителя, охваченного обратной связью, однозначно определяются ее видом, знаком и глубиной, важно уметь определять эти параметры.

Прежде чем определить вид обратной связи, следует установить, *имеется в схеме обратная связь или ее нет.*

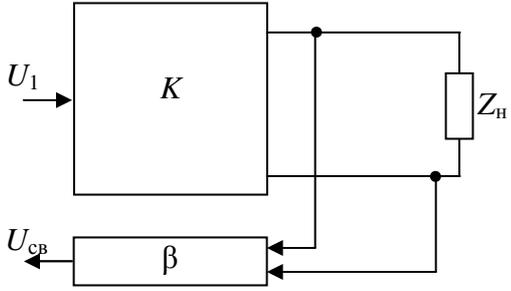
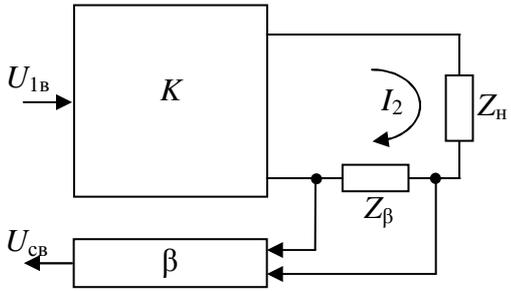
Транзистором управляет изменение напряжения между базой и эмиттером. Если это изменение определяется только источником сигнала и никаких других воздействий на промежуток «база-эмиттер» нет (как у первого транзистора на рис. 4.7, где емкость конденсатора C_3 велика, и по переменному току эмиттер имеет нулевой потенциал), обратной связи на переменном токе нет. Если, кроме источника сигнала, на промежуток «база-эмиттер» оказывают влияние другие напряжения (например, через цепь R_3 на рис. 4.3), следует рассмотреть это дополнительное воздействие.

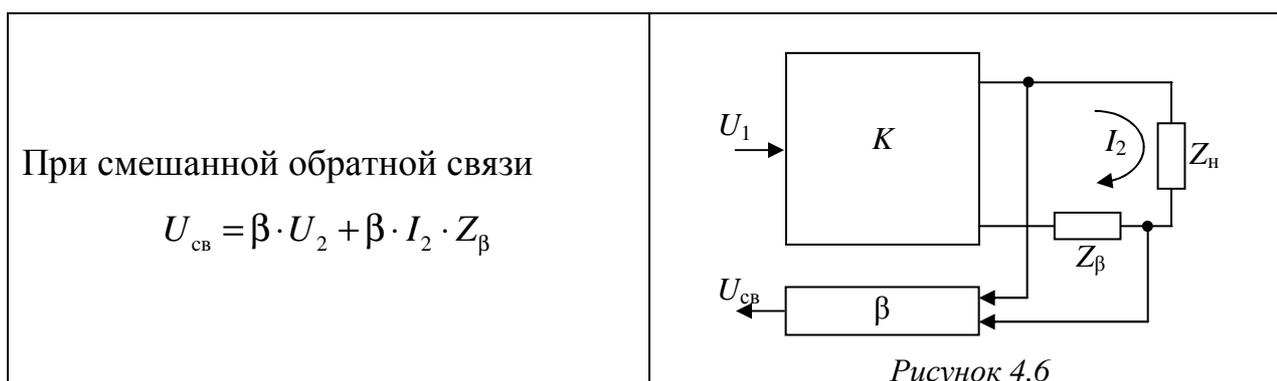
Существует правило определения вида обратной связи по способу снятия:

- если при мысленном коротком замыкании нагрузки напряжение обратной связи становится равным нулю, то это обратная связь по напряжению;
- если напряжение обратной связи равно нулю при мысленном отключении нагрузки (холостой ход), то это обратная связь по току.

Более удобным может оказаться другое правило:

- если выходное напряжение и напряжение обратной связи снимаются с одного и того же электрода транзистора (коллектора или эмиттера), то это обратная связь по напряжению (при этом короткое замыкание нагрузки делает равными нулю оба напряжения – и выходное напряжение, и напряжение обратной связи);
- если выходное напряжение и напряжение обратной связи снимаются с разных электродов, то это обратная связь по току (мысленный холостой ход делает равными нулю и выходной ток, и напряжение обратной связи, выходное напряжение при этом не равно нулю – оно равно напряжению холостого хода).

<p>При обратной связи по напряжению напряжение обратной связи пропорционально выходному напряжению U_2</p> $U_{cb} = \beta \cdot U_2$	 <p style="text-align: center;">Рисунок 4.4</p>
<p>При обратной связи по току напряжение обратной связи пропорционально выходному току I_2:</p> $U_{cb} = \beta \cdot I_2 \cdot Z_{\beta} = \beta \cdot \frac{U_2}{Z_H} \cdot Z_{\beta} = \beta \cdot \frac{Z_{\beta}}{Z_H} \cdot U_2$	 <p style="text-align: center;">Рисунок 4.5</p>



В схеме на рис. 4.3 выходное напряжение на нагрузку R_H снимается с сопротивления R_4 , а напряжение обратной связи – с сопротивления R_5 (с другого электрода). Если замкнуть нагрузку, выходное напряжение станет равным нулю, а напряжение обратной связи сохранится, поскольку для переменного тока сохранилась замкнутая цепь протекания – следовательно, в схеме имеется обратная связь по току.

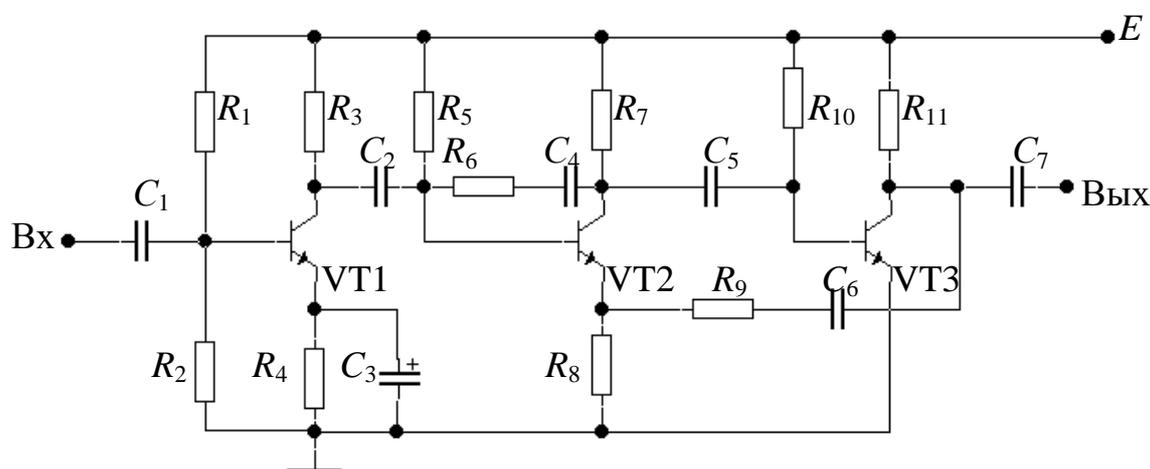


Рисунок 4.7 – Схема усилителя с несколькими цепями обратной связи

В схеме на рис. 4.7 имеются несколько цепей обратной связи. Местная обратная связь во втором транзисторе создается резистором R_8 (как и в схеме на рис. 4.3 – выходное напряжение снимается с коллектора, а напряжение обратной связи с эмиттера - обратная связь по току). Сопротивление R_8 принимает участие в организации еще одной цепи обратной связи (C_6, R_9, R_8),

где и выходное напряжение, и напряжение обратной связи снимаются с коллектора (обратная связь по напряжению).

Выходная цепь усилителя без обратной связи имеет вид, показанный на рис. 4.8

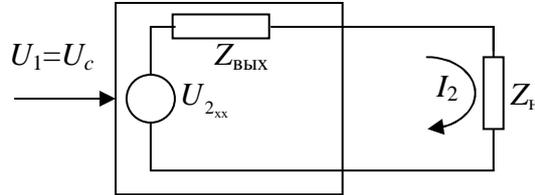


Рисунок 4.8 – Эквивалентная схема выходной цепи

Выходной ток определяется как

$$I_2 = \frac{U_{2xx}}{Z_{\text{вых}} + Z_{\text{н}}}. \quad (4.1)$$

При обратной связи по напряжению (рис. 4.4)

$$I_{2oc} = \frac{U_{2xx}}{Z_{\text{вых}} + Z_{\text{н}}} = \frac{U_1 \cdot K_{xx}}{Z_{\text{вых}} + Z_{\text{н}}} = \frac{(U_c + U_{cb}) \cdot K_{xx}}{Z_{\text{вых}} + Z_{\text{н}}}.$$

Здесь и далее знак + или – при сложении напряжений определяет знак обратной связи: + при положительной обратной связи и – при отрицательной.

Поскольку $U_{cb} = \beta \cdot U_2 = \beta \cdot I_{2oc} \cdot Z_{\text{н}}$; $I_{2oc} = \frac{U_c \cdot K_{xx} + I_{2oc} \cdot Z_{\text{н}} \cdot K_{xx}}{Z_{\text{вых}} + Z_{\text{н}}}$, то после

преобразований получим

$$I_{2oc} = \frac{U_{2xx}}{\frac{Z_{\text{вых}}}{1 + K_{xx} \cdot \beta} + Z_{\text{н}}}. \quad (4.2)$$

Сравнивая (4.1) и (4.2), получаем $Z_{\text{вых}oc} = \frac{Z_{\text{вых}}}{1 + K_{xx} \cdot \beta}$.

При обратной связи по току

$$I_{2oc} = \frac{U_{2xx}}{Z_{\text{вых}} + Z_{\text{н}} + Z_{\beta}} = \frac{(U_c + I_{2oc} \cdot Z_{\beta}) \cdot K_{xx}}{Z_{\text{вых}} + Z_{\text{н}} + Z_{\beta}}.$$

После преобразований получаем:

$$I_{2oc} = \frac{U_{2xx}}{\left[Z_{\text{вых}} + Z_{\beta} (1 + K_{xx} \cdot \beta) \right] + Z_{\text{н}}} \quad \text{и} \quad Z_{\text{вых}oc} = Z_{\text{вых}} + Z_{\beta} (1 + K_{xx} \cdot \beta).$$

Правило определения вида обратной связи по способу введения:

- если U_c и U_{cb} подаются на один и тот же электрод, они оказываются параллельными – параллельная обратная связь (цепь R_6, C_4 на рис. 4.7);
- если U_c и U_{cb} подаются на разные электроды, со стороны входных зажимов они оказываются последовательными – последовательная обратная связь (сопротивление R_8 на рис. 4.7).

Последовательная обратная связь.

$$U_1 = e_c \pm U_{cb}.$$

Без обратной связи $Y_{BX} = \frac{I_{BX}}{U_c}$.

Чтобы после введения обратной связи остался прежним (для возможности сравнения) следует увеличить U_c , тогда

$$Y_{BX_{oc}} = \frac{I_{BX}}{U_1 + U_{cb}} = \frac{I_{BX}}{U_1 + U_1 \cdot K \cdot \beta} = \frac{I_{BX}}{U_1(1 + K \cdot \beta)}$$

и $Y_{BX_{oc}} = Y_{BX} \cdot (1 + K \cdot \beta)$.

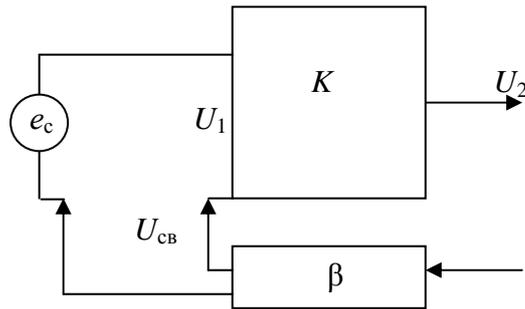


Рисунок 4.9 – Входная цепь при последовательной обратной связи

Параллельная обратная связь.

Источник сигнала создает ток во входной цепи, ток через выходное сопротивление цепи обратной связи и ток, компенсирующий влияние источника напряжения обратной связи (см. рис. 4.10):

$$I_{c_{oc}} = U_1 \cdot Y_{BX} + U_1 \cdot Y_{\beta_i} \pm U_{cb_{xx}} \cdot Y_{\beta_i}$$

$$Y_{BX_{oc}} = \frac{I_{c_{oc}}}{U_1} = \frac{I_1 + I_{\beta_i} + U_{cb_{xx}} \cdot Y_{\beta_i}}{U_1}$$

Так как $U_{cb_{xx}} = U_1 \cdot K_{xx}$, то

$$Y_{BX_{oc}} = Y_{BX} + Y_{\beta_i} (1 + K_{xx})$$

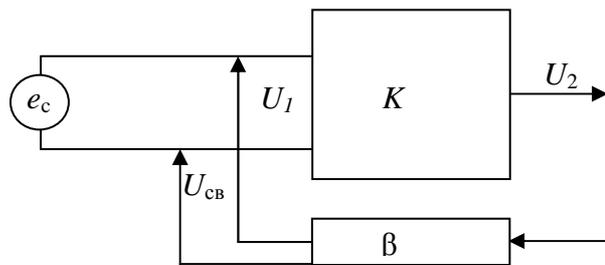


Рисунок 4.10 – Блок-схема входной цепи усилителя с параллельной обратной связью

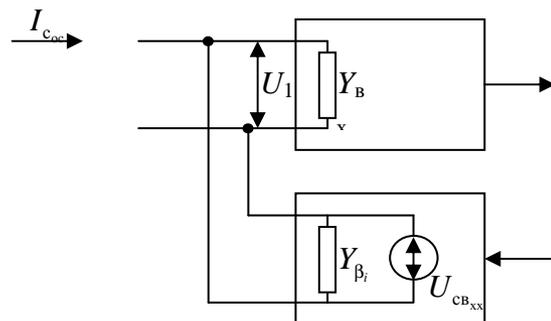


Рисунок 4.11 – Вариант блок-схемы входной цепи усилителя с параллельной обратной связью

Свойства усилителя, охваченного обратной связью, количественно определяются петлевым усилением $K \cdot \beta$ и глубиной обратной связи $A = 1 \pm K \cdot \beta$. Как было сказано выше, знак $+$ соответствует отрицательной обратной связи, знак $-$ положительной, $\beta = \frac{U_{\text{св}}}{U_2}$. Для определения β следует записать, как $U_{\text{св}}$ зависит от U_2 .

Рассмотрим несколько примеров. На рис 4.12 показана схема трехкаскадного усилителя

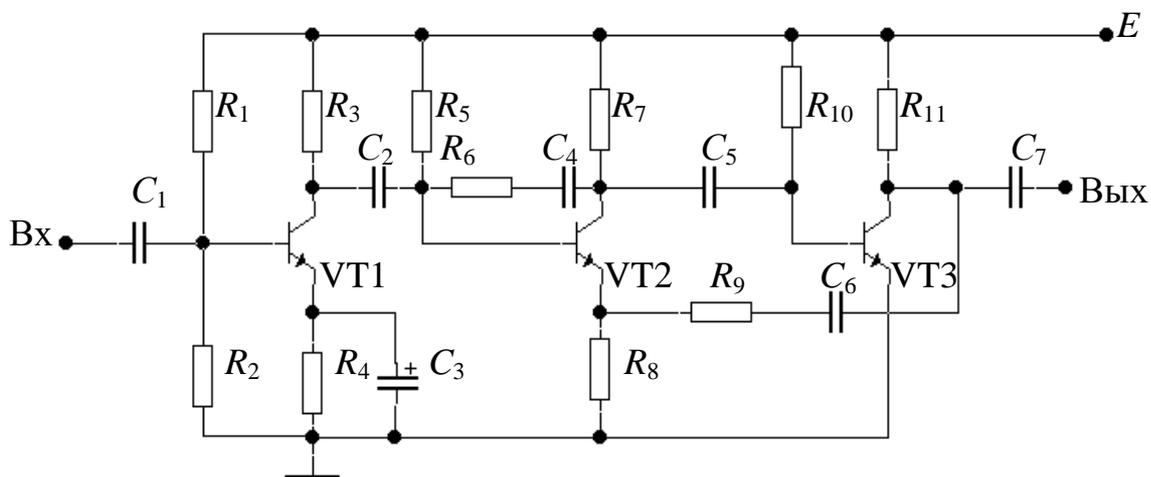


Рисунок 4.12 – Принципиальная схема трехкаскадного усилителя

Местная последовательная обратная связь во втором каскаде:

$$U_{\text{св}} = I_{\text{вых}} \cdot R_8 = \frac{U_2}{R_{\text{экв}}} \cdot R_8, \quad \beta = \frac{R_8}{R_{\text{экв}}},$$

где $R_{\text{экв}} = R_7 \parallel R_{10} \parallel R_{\text{выхтр3}}$, U_2 - выходное напряжение второго каскада.

Местная параллельная обратная связь во втором каскаде:

$$U_{\text{св}} = U_2 \cdot \frac{R_{\text{выхтр1}}}{R_{\text{выхтр1}} + \frac{1}{j\omega C_4} + R_6},$$

где $R_{\text{выхтр1}} = R_i \approx R_3 \parallel R_5$; U_2 - выходное напряжение второго каскада.

На средних частотах $\frac{1}{j\omega C_4} \ll R_6$ и $U_{\text{св}} = U_2 \cdot \frac{R_{\text{выхтр1}}}{R_{\text{выхтр1}} + R_6}$.

Общая обратная связь в схеме на рис. 4.12:

$$U_{\text{св}} = U_2 \cdot \frac{R_8}{R_9 + \frac{1}{j\omega C_6} + R_8},$$

где U_2 - выходное напряжение третьего каскада.

На средних частотах $\frac{1}{j\omega C_6} \ll R_9$ и $U_{\text{св}} = U_2 \cdot \frac{R_8}{R_9 + R_8}$.

5. Фазоинверсные каскады на биполярных транзисторах

Фазоинверсными каскадами называют схемы, позволяющие при подаче на их вход некоторого сигнала получить на выходе два равных и противофазных напряжения.

Вопрос 1. Каким образом из одного напряжения получается два равных и противофазных?

В принципе эта задача может быть решена с помощью двух реостатных каскадов и делителя (рис.5.1).

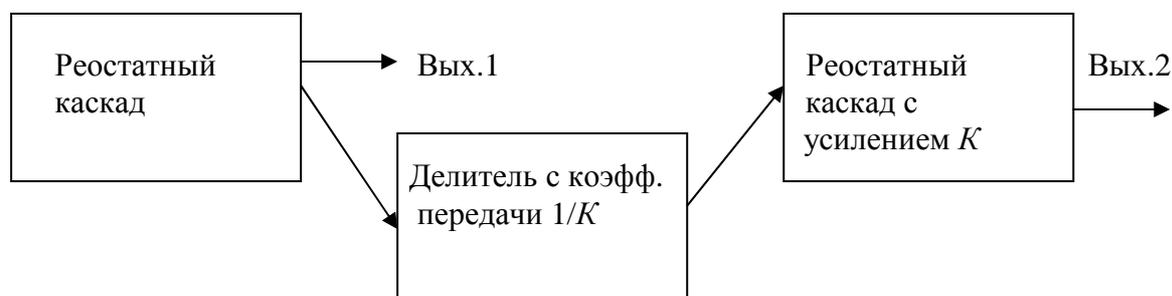


Рисунок 5.1 – Способ получения противофазных напряжений

5.1 Фазоинверсный каскад с разделенной нагрузкой

Два равных и противофазных напряжения можно получить и на одном транзисторе. Схемы такого фазоинверсного каскада, отличающиеся величиной сопротивлений нагрузки, приведены на рисунках 5.2 и 5.3. Осциллограммы и приборы свидетельствуют о том, что выходные напряжения противофазны и практически равны, а коэффициент усиления каждого плеча равен единице и практически не зависит от величины сопротивлений нагрузки.

Равенство выходных напряжений не удивительно – по сопротивлениям в цепях коллектора и эмиттера протекает практически один и тот же переменный ток. Напряжения противофазны – при подаче на вход, допустим, положительной полуволны сигнала ток транзистора пропорционально

возрастает, это приводит к увеличению напряжения на эмиттере. Напряжение же на коллекторе уменьшается, поскольку растет падение напряжения на сопротивлении в цепи коллектора, а напряжение на коллекторе становится ровно настолько же меньше. Коэффициент передачи каждого плеча не превышает единицы вследствие глубокой отрицательной обратной связи. По нижнему плечу усилитель представляет собой эмиттерный повторитель, имеющий единичное усиление, а напряжение на нагрузке верхнего плеча равно напряжению на нижнем плече вследствие равенства сопротивлений нагрузки.

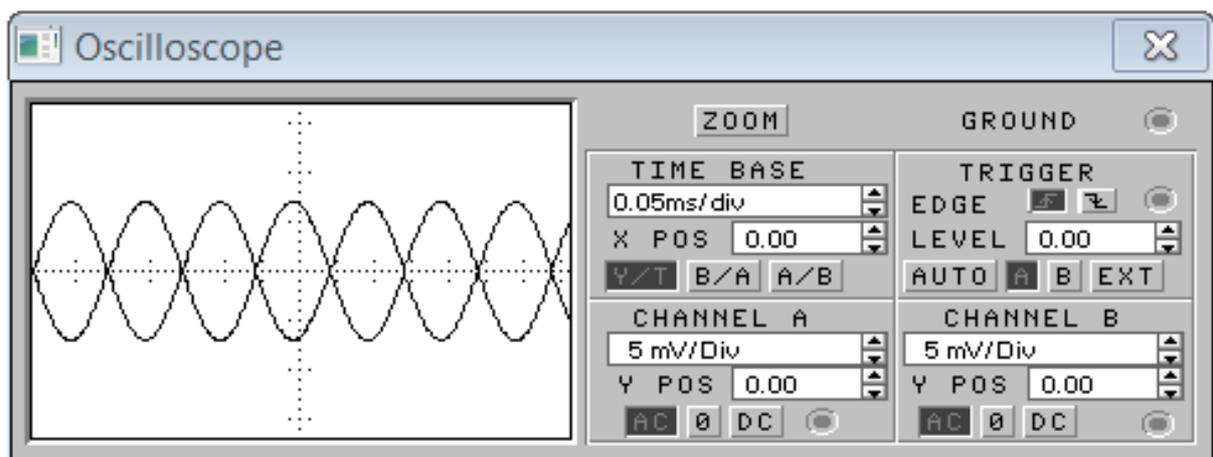
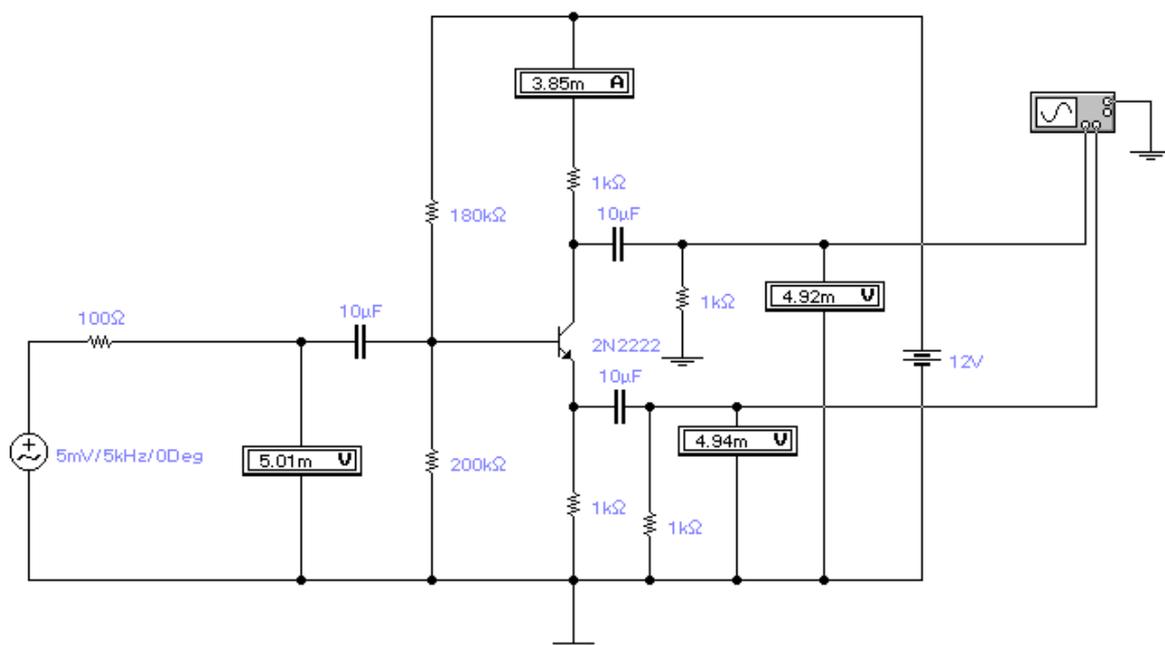


Рисунок 5.2 – Фазоинверсный каскод с разделенной нагрузкой и сопротивлением нагрузки каждого плеча 1 кОм

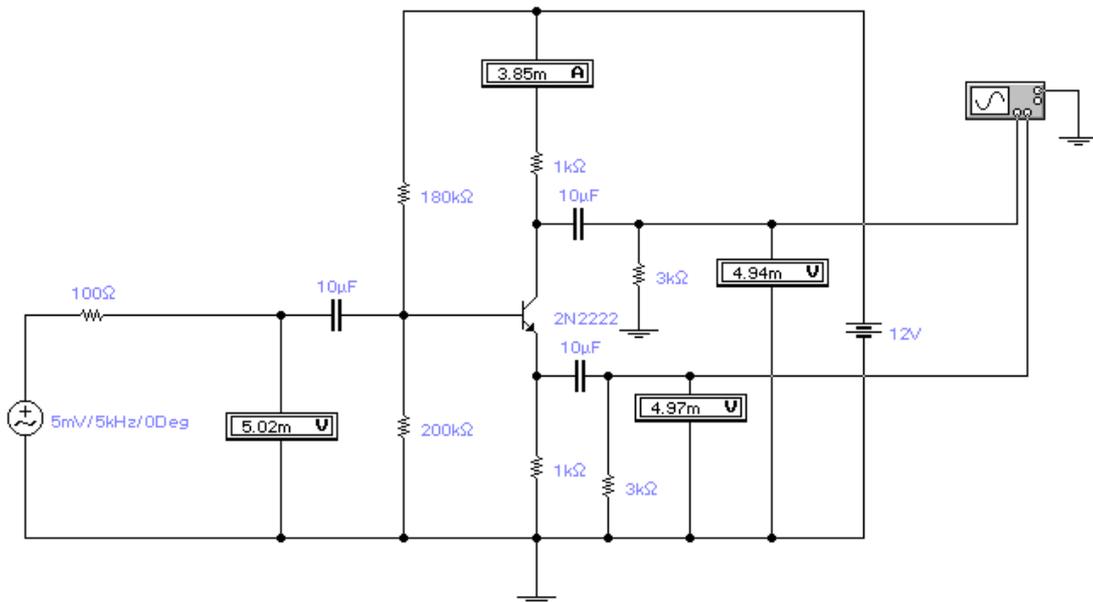


Рисунок 5.3 – Фазоинверсный каскад с разделенной нагрузкой и сопротивлением нагрузки каждого плеча 3 Ом

Нижние граничные частоты на выходах одинаковы (рис. 5.4 и рис. 5.5), а верхние граничные частоты различны (рис. 5.6 и рис. 5.7).

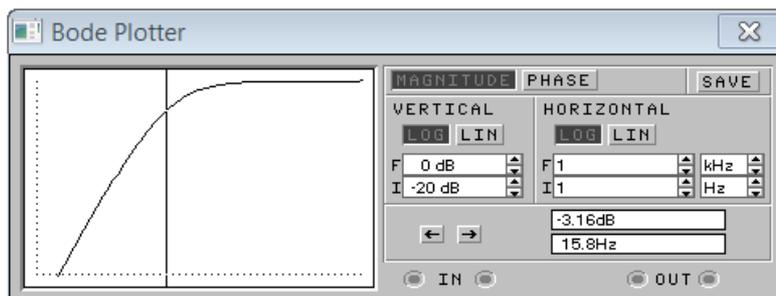
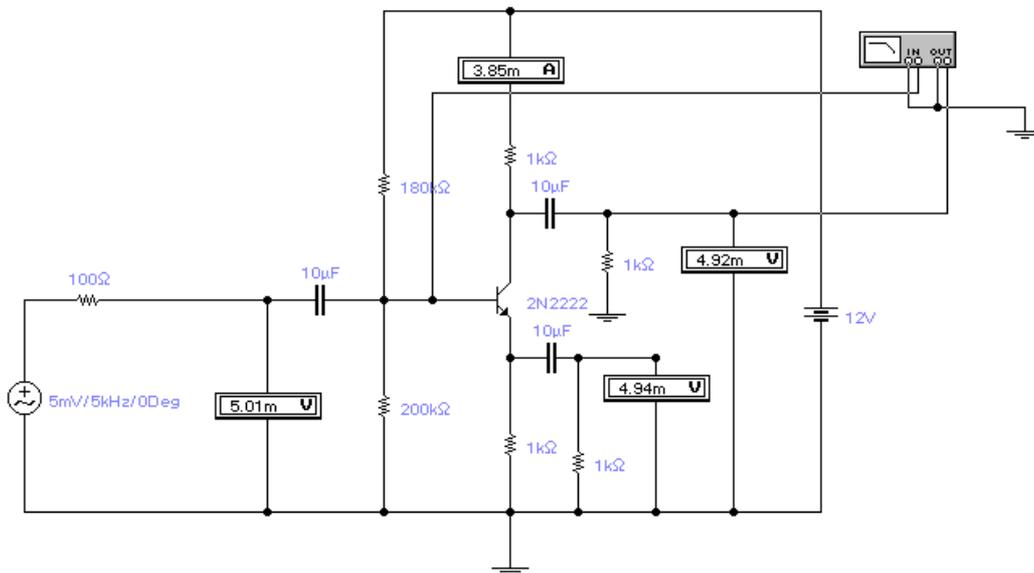


Рисунок 5.4 – Измерение нижней граничной частоты на выходе верхнего плеча

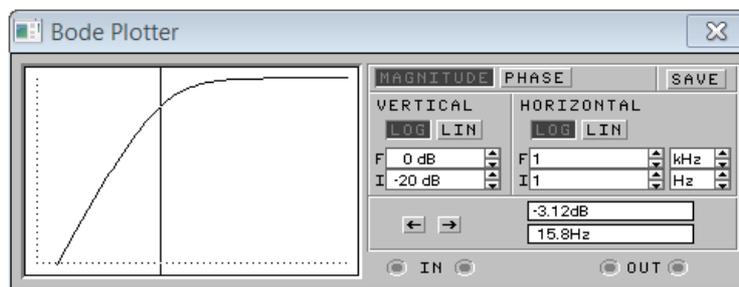
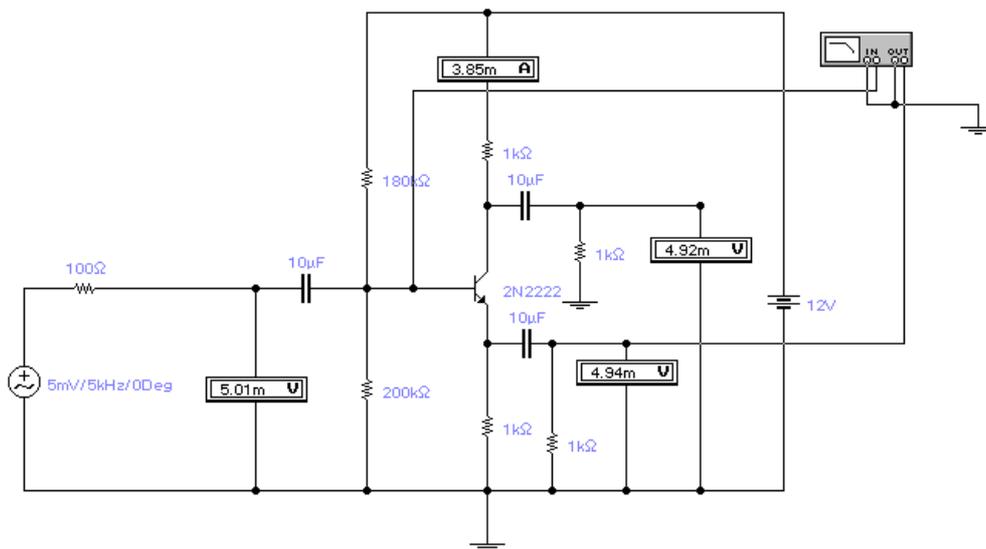


Рисунок 5.5 – Измерение нижней граничной частоты на выходе нижнего плеча

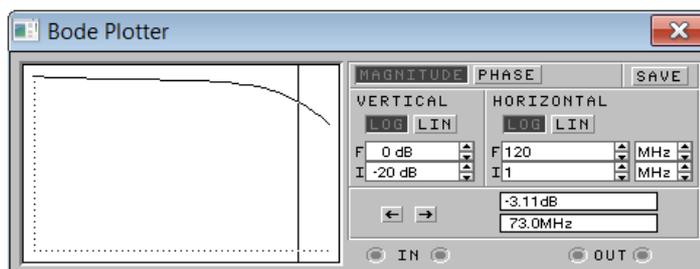
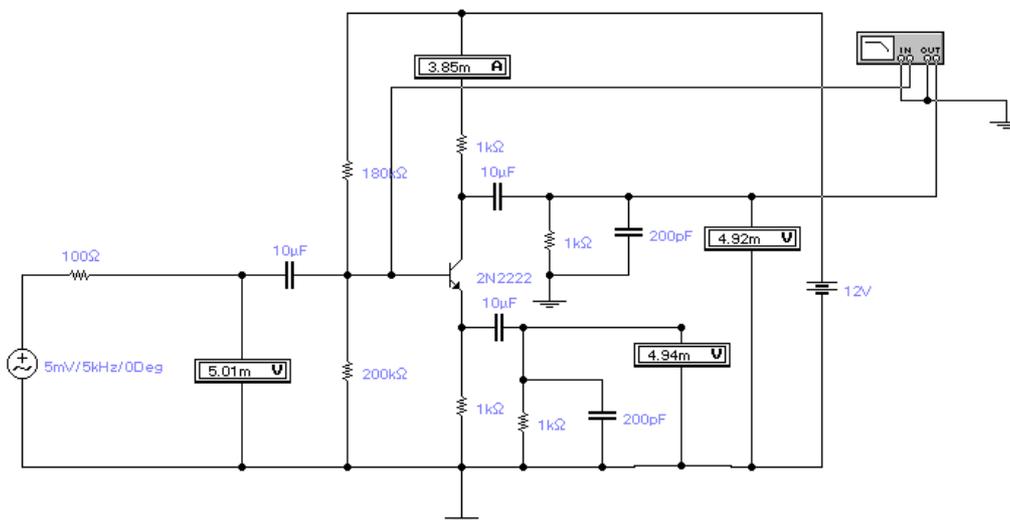


Рисунок 5.6 – Измерение верхней граничной частоты на выходе верхнего плеча

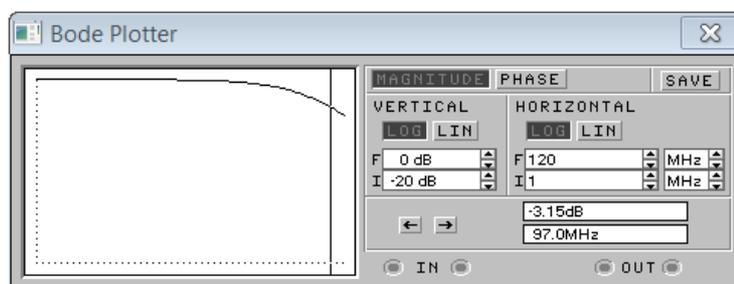
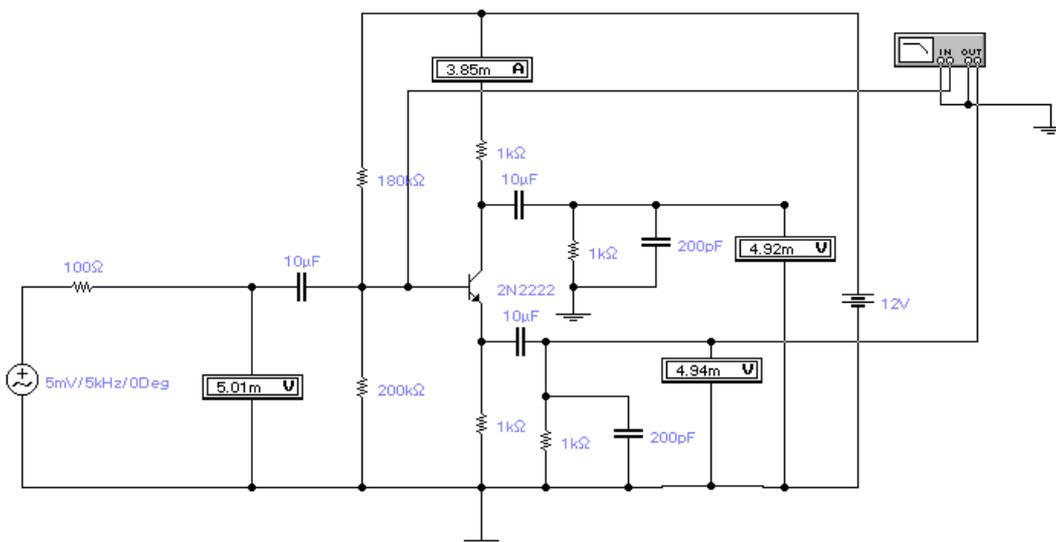


Рисунок 5.7 – Измерение верхней граничной частоты на выходе нижнего плеча

Неодинаковость верхних граничных частот объясняется разницей выходной емкости транзистора по коллектору и по эмиттеру.

Одинаковость нижних граничных частот на первый взгляд совершенно неочевидна. Ведь коллекторный выход охвачен отрицательной обратной связью по току, а эмиттерный отрицательной обратной связью по напряжению. Следовательно, выходные сопротивления (т.е. сопротивления слева от разделительных емкостей) различны, различными должны быть и искажения, создаваемые этими разделительными емкостями.

Измерения же показывают, что нижние граничные частоты одинаковы, и этот первый взгляд ошибочен.

Попробуем объяснить полученный результат.

Обратная связь, создаваемая группой элементов в цепи эмиттера, является частотно-зависимой – по мере уменьшения частоты общее сопротивление в цепи эмиттера становится больше, и напряжение обратной

связи увеличивается (см. рисунки 5.8 и 5.9). Напряжение же между базой и эмиттером, управляющее выходным током, становится меньше. Таким образом, выходной ток на нижних частотах меньше, чем на средних, а далее этот ток (одинаковый в коллекторной и эмиттерной цепях) поступает на нагрузки, создающие дополнительные искажения на нижних частотах.

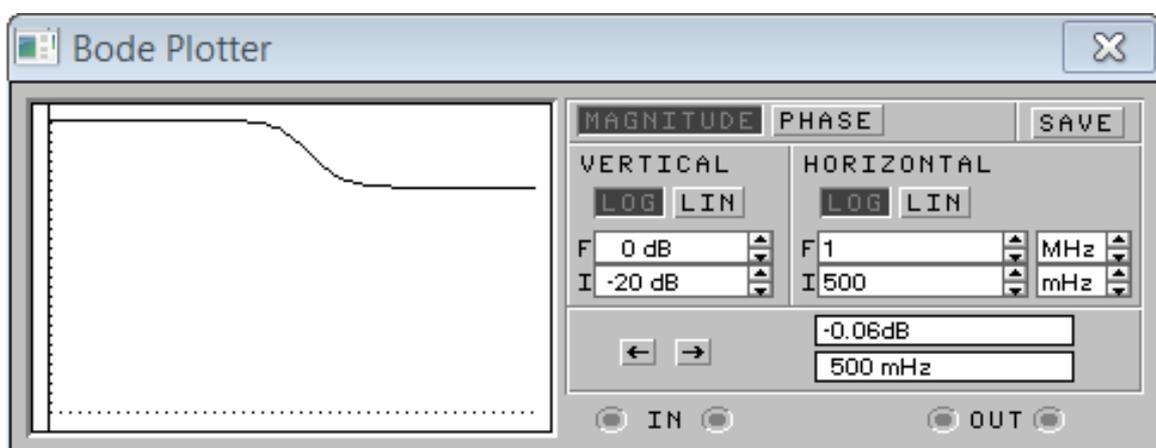
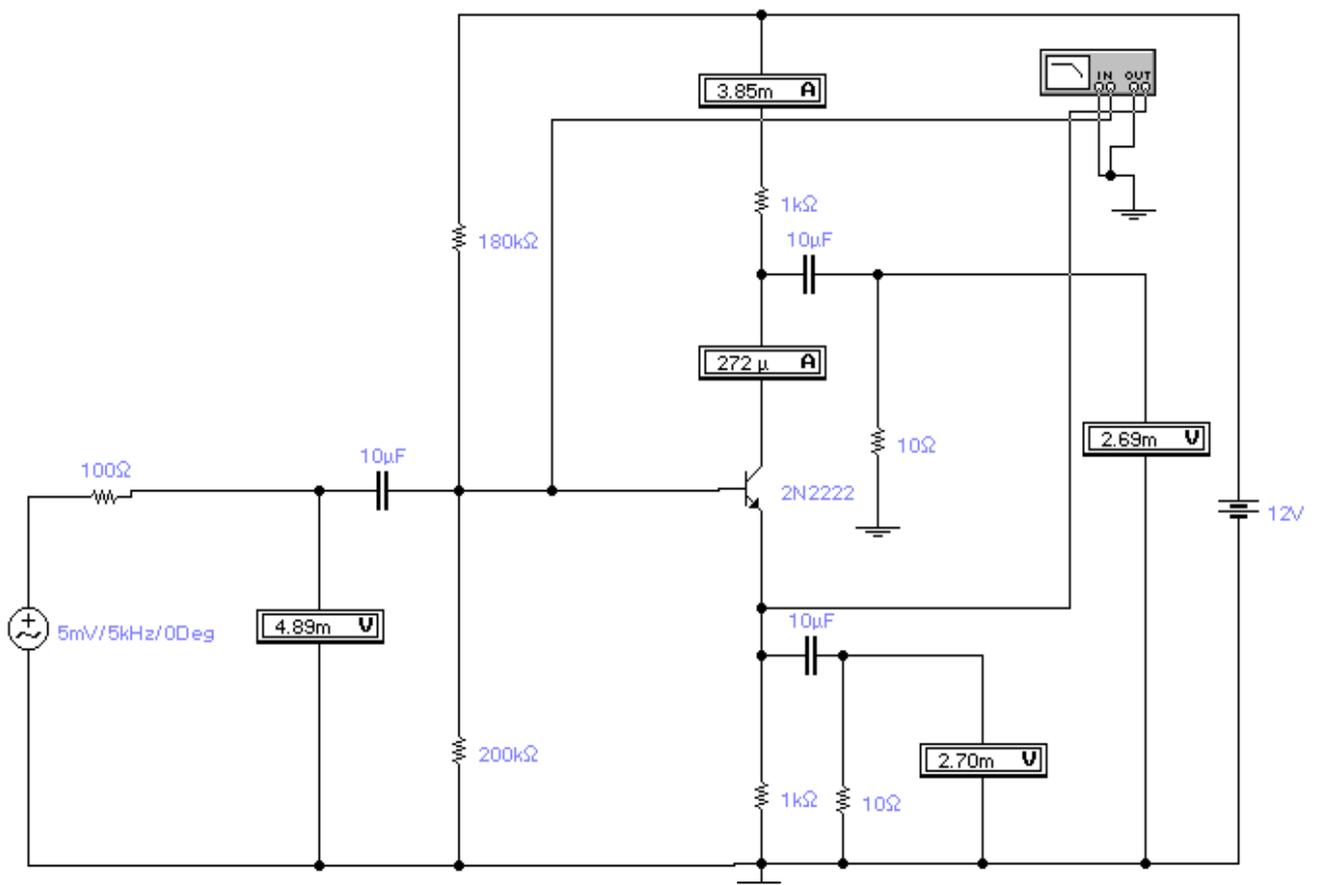


Рисунок 5.8 – Схема фазоинверсного каскада с разделенной нагрузкой и зависимость напряжения на эмиттере от частоты

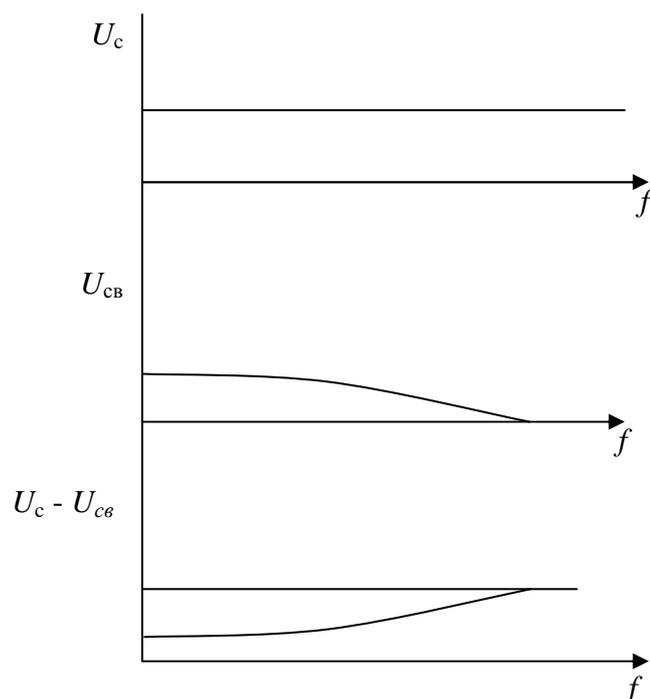


Рисунок 5.9 – Зависимость напряжения сигнала, напряжения обратной связи и напряжения между базой и эмиттером от частоты

Если бы напряжение между базой и эмиттером на всех частотах было одинаковым (как в реостатном каскаде на нижеприведенном рисунке 5.10), нижняя граничная частота была бы равна 80 Гц (в случае, когда R_k равно R_n и равно 1 кОм, C_p равна 1 мкФ):

$$f_n = \frac{1}{2\pi C_p (R_k + R_n)} = \frac{1}{2\pi \cdot 1 \cdot 10^{-6} (1000 + 1000)} = 80 \text{ Гц}$$

В фазоинверсном каскаде за счет дополнительного уменьшения напряжения между базой и эмиттером по мере понижения частоты нижняя граничная частота при той же нагрузке в два раза выше (рис. 5.11).

То обстоятельство, что искажения на нижних частотах по каждому из выходов определяются только сопротивлением нагрузки и разделительной емкостью и не зависят от эмиттерного и коллекторного сопротивлений, можно объяснить следующим образом.

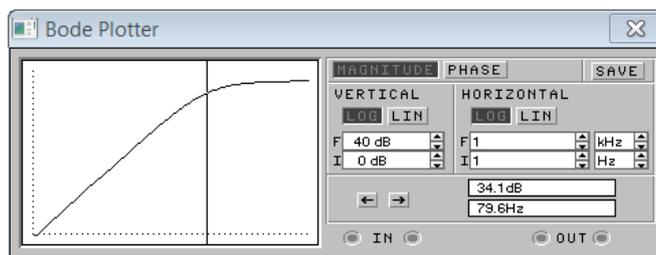
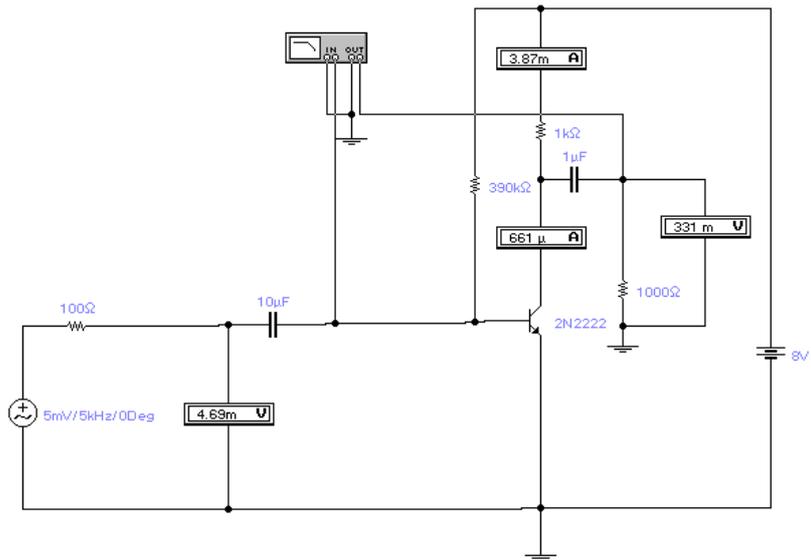


Рисунок 5.10

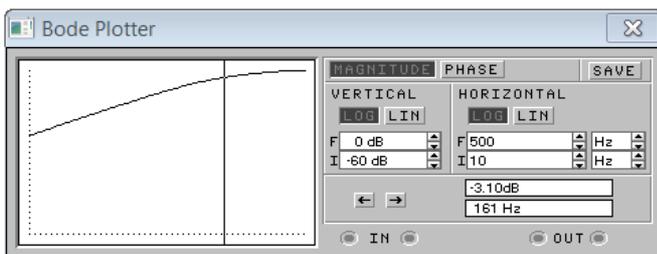
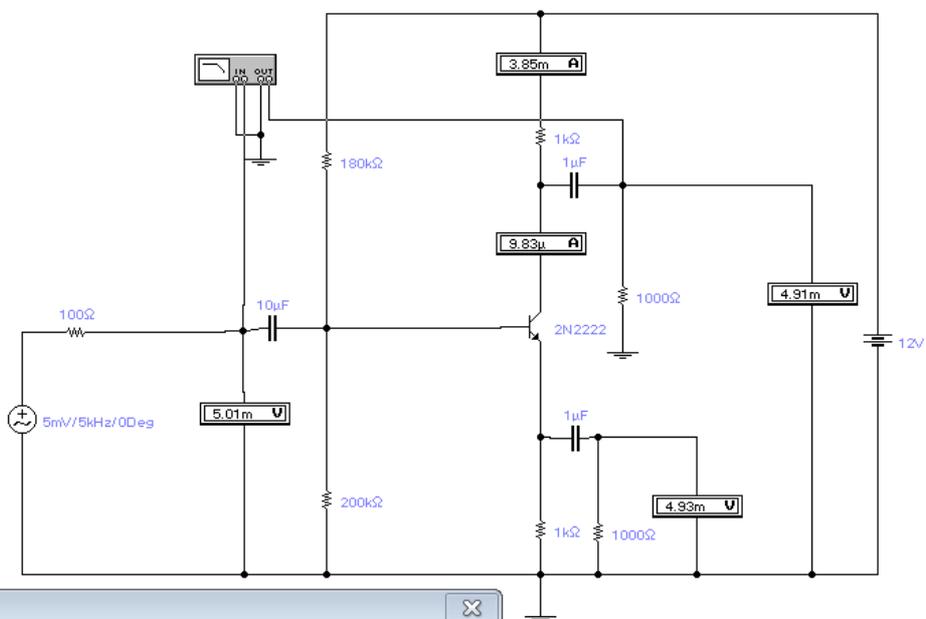


Рисунок 5.11

Выход со стороны эмиттера охвачен обратной связью по напряжению, уменьшающей выходное сопротивление ($R_{\text{вых}}=1/S$, где S – крутизна транзистора в рабочей точке, имеющая порядок сотен мА/В, что дает выходное сопротивление единицы Ом). R_9 , включенное параллельно выходному сопротивлению, практически не влияет на сопротивление слева от разделительной емкости, постоянная времени на нижних частотах по этому выходу равна произведению C_p на R_H и $f_H=1/(2\pi C_p R_H)$.

Выход со стороны коллектора охвачен глубокой обратной связью по току, увеличивающей выходное сопротивление и превращающей выход транзистора в генератор тока. При этом нижняя граничная частота тоже определяется только сопротивлением нагрузки и разделительной емкостью (рис.5.12):

$$f_H=1/(2\pi C_p R_H) = 1/(2\pi \cdot 10^{-6} \cdot 10^3) = 160 \text{ Гц}$$

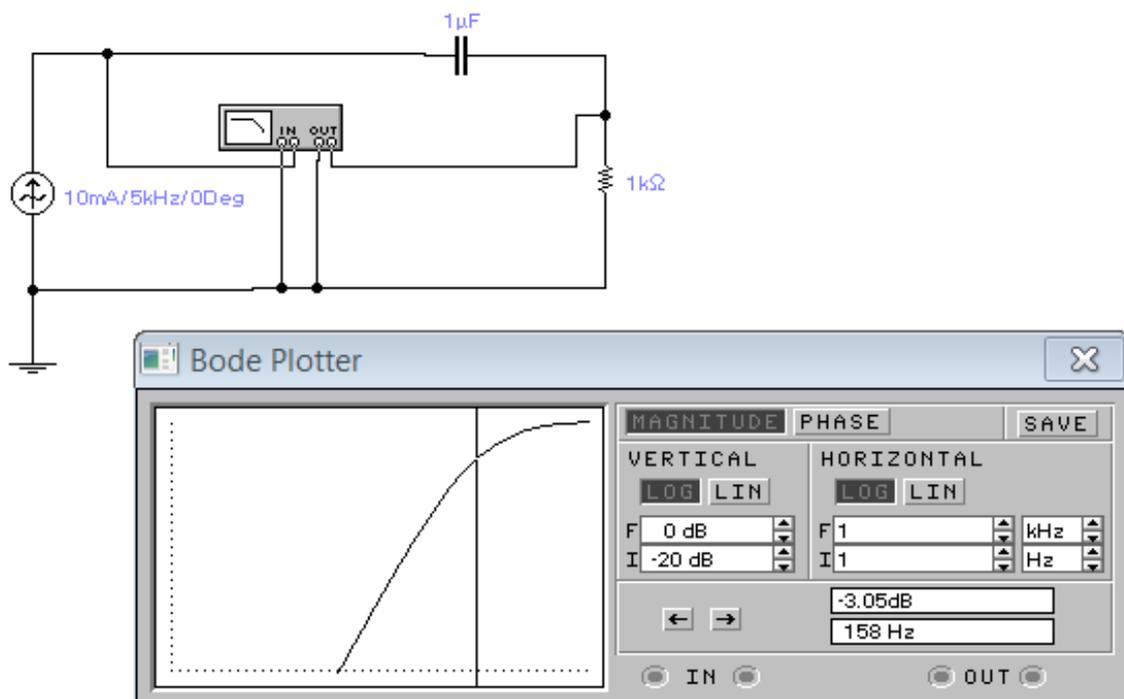


Рисунок 5.12

Описанные явления, связанные с появлением искажений на нижних частотах, можно описать аналитически. Обозначения в схеме фазоинверсного каскада с разделенной нагрузкой показаны на рис. 5.13.

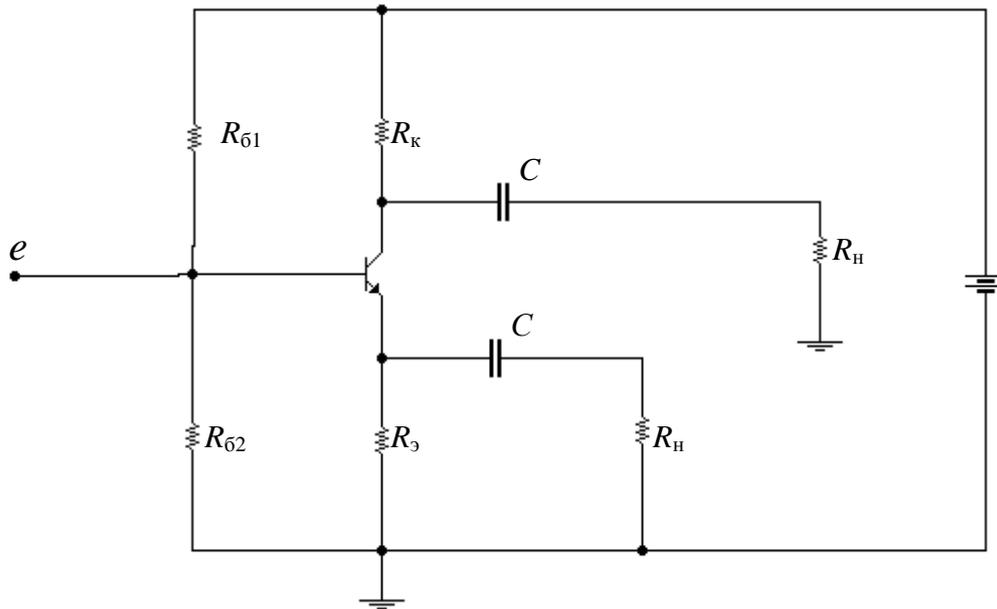


Рисунок 5.13 – Принципиальная схема фазоинверсного каскада с разделенной нагрузкой

$$R_K = R_3 = R$$

$$U_{63} = e - U_3; \quad U_3 = S U_{63} Z, \quad \text{где} \quad Z = \frac{R \cdot (R_H + 1 / j\omega C)}{R + R_H + 1 / j\omega C}.$$

После подстановки

$$U_3 = \frac{R \cdot (R_H + 1 / j\omega C) \cdot S \cdot e}{R + R_H \cdot (1 + SR) + \frac{1 + SR}{j\omega C}}.$$

При $\omega \rightarrow 0$

$$U_3 = \frac{SR}{1 + SR};$$

при $\omega \rightarrow \infty$

$$U_3 = \frac{S \frac{R \cdot R_H}{R + R_H}}{1 + S \frac{R \cdot R_H}{R + R_H}}.$$

Разница в уровнях заметна лишь при малых R_H . Если положить крутизну равной 0,2 А/В и $R=1$ кОм, то при $R_H=10$ Ом

$$U_3(0)/U_3(\infty) = 100 \cdot 3 / 201 = 1,5,$$

а при $R_H = 1000$ Ом

$$U_3(0)/U_3(\infty) = 2 \cdot 101 / 201 \sim 1.$$

Об этом же свидетельствуют и графики зависимости U_3 от частоты (рис. 5.14).

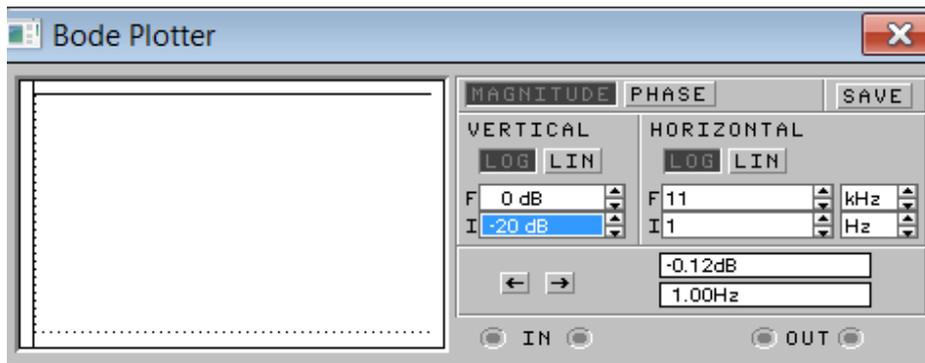
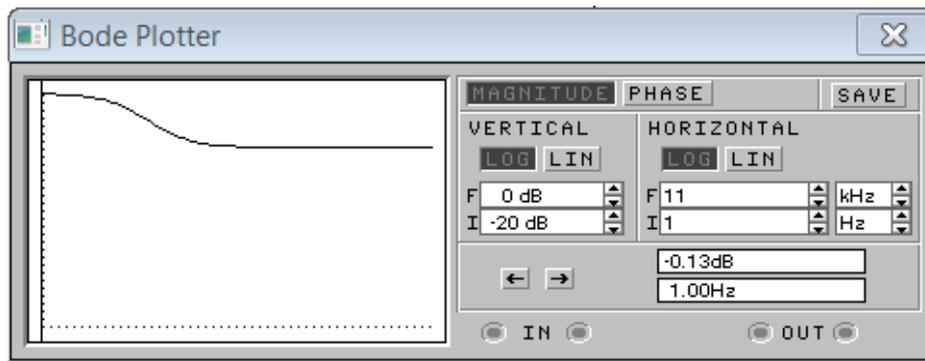


Рисунок 5.14 – Зависимость напряжения на эмиттере U_3 от частоты

$$U_{\text{вых}} = eS \frac{R(R_H + 1/j\omega C)}{R + R_H(1 + SR) + (1 + SR)/j\omega C} \cdot \frac{R_H}{R_H + 1/j\omega C}$$

После преобразований

$$K = U_{\text{вых}}/e = \frac{S \frac{R \cdot R_H}{R + R_H}}{1 + S \frac{R \cdot R_H}{R + R_H} + \frac{(1 + SR)}{j\omega C \cdot (R + R_H)}} = \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_H}$$

$$\tau_H = C \cdot (R + R_H) \cdot \frac{1 + S \frac{R \cdot R_H}{R + R_H}}{1 + SR}$$

учитывая, что $1 \gg SR$ и $1 \gg S \frac{R \cdot R_H}{R + R_H}$,

$$\tau_H = C \cdot R_H \quad \text{и} \quad f_H = \frac{1}{2\pi C \cdot R_H}.$$

5.1 Фазоинверсный каскад с эмиттерной связью

Еще один способ получения двух равных противофазных напряжений реализуется в фазоинверсном каскаде с эмиттерной связью (рисунки 5.15 и 5.16).

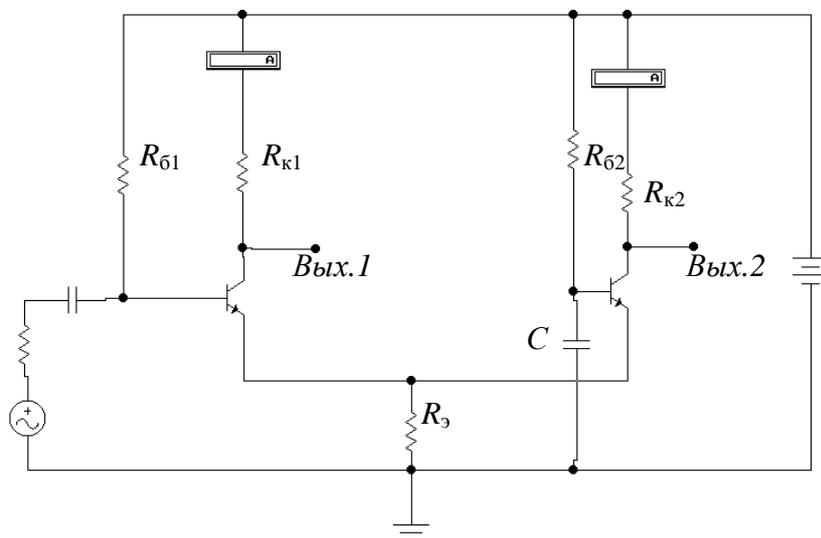


Рисунок 5.15 – Принципиальная схема фазоинверсного каскада с эмиттерной связью

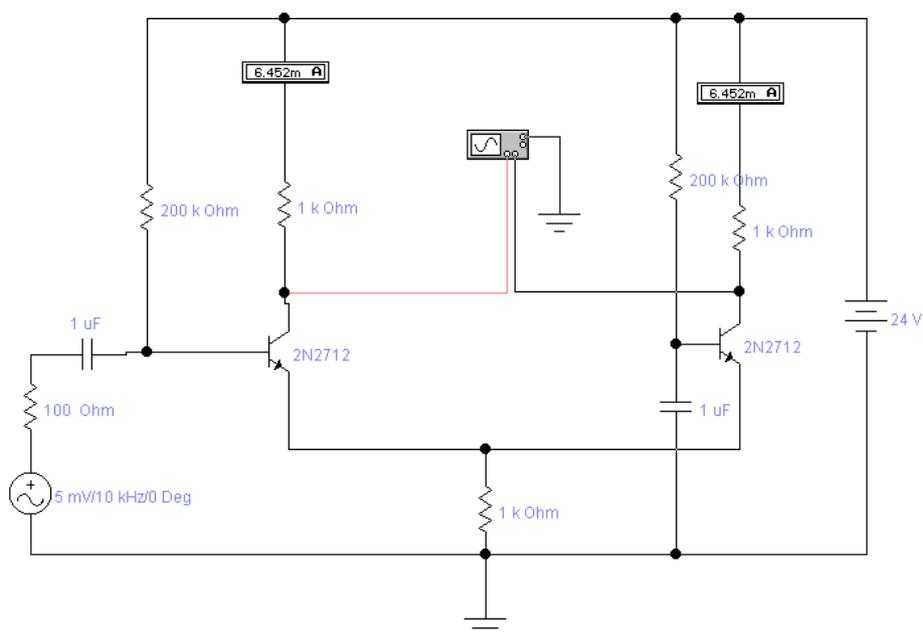


Рисунок 5.16 – Схема исследования фазоинверсного каскада с эмиттерной связью

Осциллограмма на рис. 5.17 показывает противофазность выходных напряжений, но вольтметры на рис. 5.16 демонстрируют, что выходные напряжения не совсем равны: 479 мВ по одному выходу и 477 мВ по другому. Разница незначительная, но она важна для понимания принципа работы схемы.

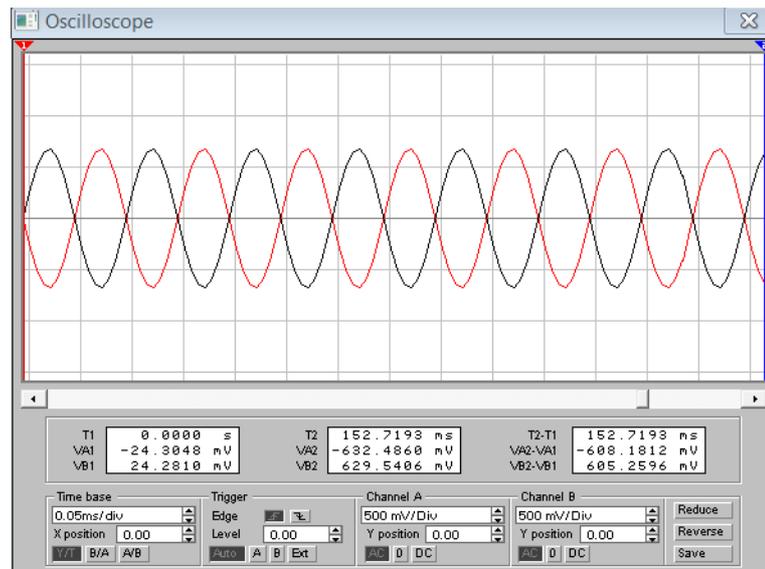


Рисунок 5.17 – Осциллограммы выходных напряжений

Прежде всего, ответим на вопрос - как из одного напряжения получаются два равных и противофазных?

Одним из объяснений может быть следующее. Источник сигнала подключен между базой левого транзистора и "землей" (общим проводом). Между этими же точками включены последовательно два перехода «эмиттер-база» и емкость C . Если сопротивление емкости мало, то напряжение сигнала поделится между двумя переходами. Правда, один из переходов (правый) зашунтирован сопротивлением в цепи эмиттера (R_3), что делает переходы не совсем одинаковыми. Для снижения влияния этого эффекта сопротивление R_3 должно быть, по возможности, много больше сопротивления шунтируемого перехода, которое в данном случае определяется крутизной транзистора в рабочей точке ($1/S$). Если R_3 много больше $1/S$, то интерес представляет отношение $1/SR_3$, характеризующее различие напряжений на базах транзисторов по отношению к их эмиттерам и, следовательно, асимметрию выходных напряжений – см. рис. 5.18. Направления стрелок на нижней схеме рис. 5.18 показывают, что напряжения на базах транзисторов противофазны, следовательно, противофазными будут и выходные напряжения.

Частотные характеристики по сигналам на выходах схемы одинаковы, как показано на рис. 5.19.

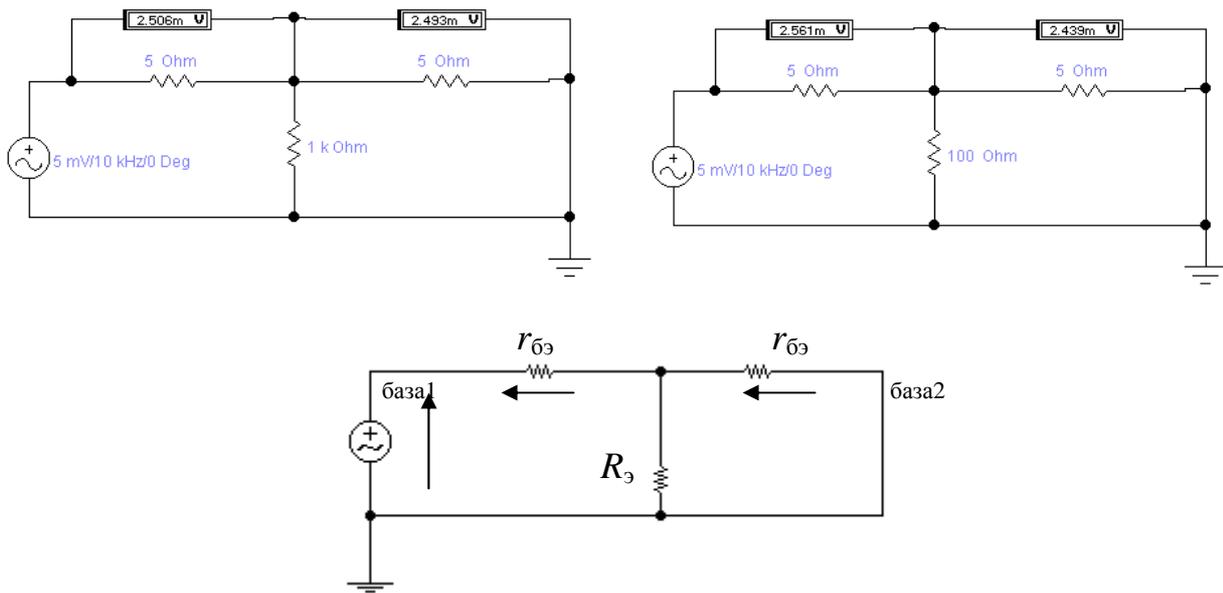


Рисунок 5.18

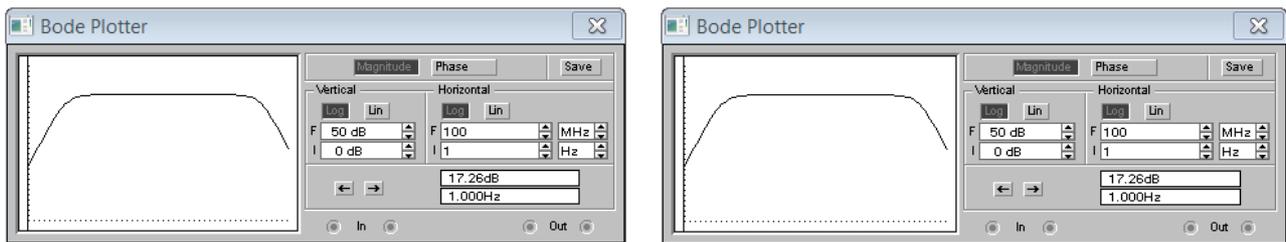


Рисунок 5.19 – Частотные характеристики по сигналам на выходах фазоинверсного каскада с эмиттерной связью: а) левый выход, б) правый выход

Появление искажений на верхних частотах определяется транзисторами, искажения на нижних частотах обязаны своим происхождением емкости C . На средних частотах (10 кГц на рис. 5.20,а) сопротивление емкости мало, и напряжение источника делится между входами пополам. По мере понижения частоты (100 Гц на рис. 5.20,б) напряжения на входах по-прежнему остаются равными, но уменьшаются – за счет увеличения сопротивления емкости ток в цепи становится меньше.

Нижняя граничная частота изменяется лишь при изменении емкости конденсатора (см. рис. 5.21)

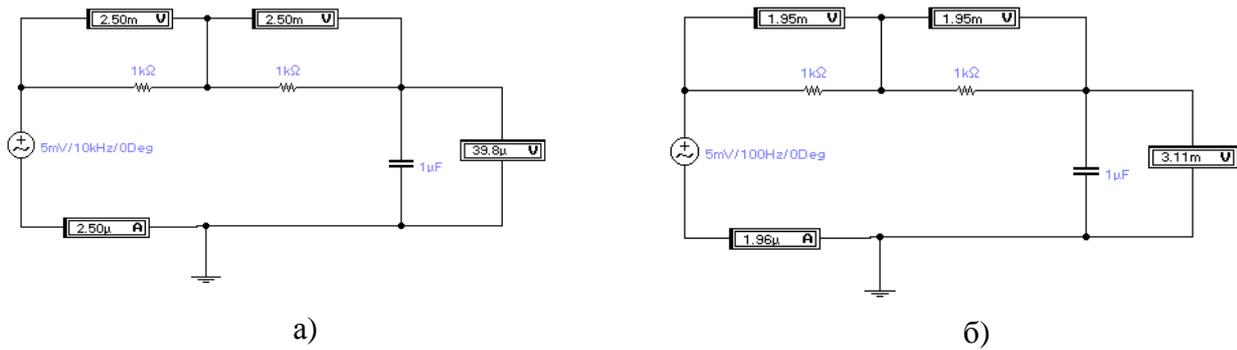


Рисунок 5.20 – Эквивалентные схемы входных цепей ($R_3 \square r_{BX}$)

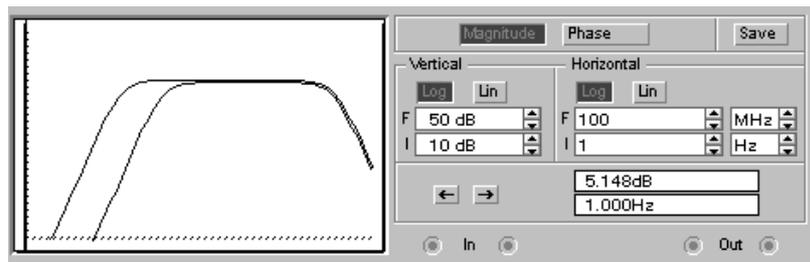


Рисунок 5.21 – Частотные характеристики фазоинверсного каскада при двух различных значениях блокировочной емкости C

Эквивалентная схема входной цепи (рис. 5.20) позволяет получить формулу для расчета нижней граничной частоты. Для этой схемы

$$I = e / (2 r_{\text{бэ}} + 1/j\omega C), U_{\text{ВЫХ}} = I \cdot S \cdot R_{\text{к}}, \quad K = \frac{SR_{\text{к}} \cdot \frac{1}{2}}{1 + \frac{1}{j\omega C \cdot 2r_{\text{бэ}}}}$$

$$f_{\text{н}} = \frac{1}{2\pi C \cdot 2r_{\text{бэ}}} = f_{\text{н}} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 10 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^3} = 8 \text{ Гц.}$$

Приведенные формулы иллюстрируются данными моделирования (рис. 5.22).

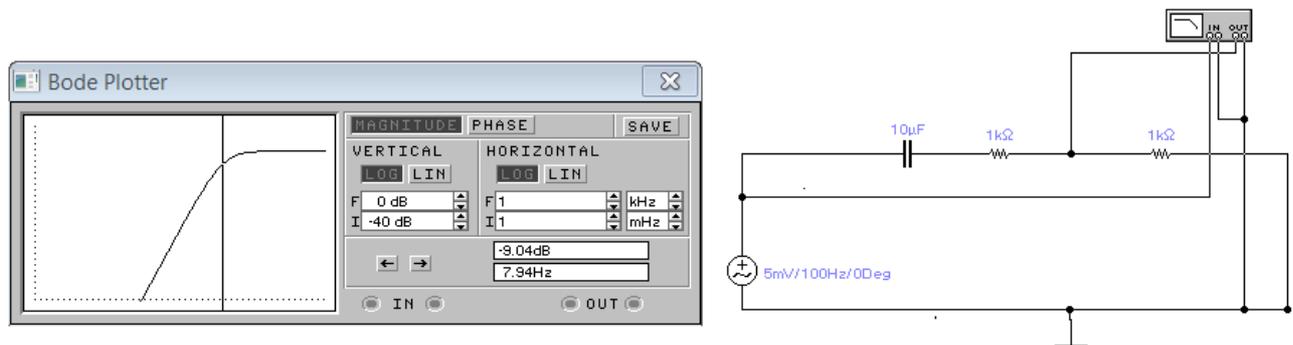


Рисунок 5.22 – Частотная характеристика на низких частотах.
Принято: $r_{\text{бэ}} = 1 \text{ кОм}$; $C = 10 \text{ мкФ}$; $f_{\text{н}} = 8 \text{ Гц}$

На средних частотах сопротивление емкости мало, и им можно пренебречь. Тогда напряжение источника сигнала делится между транзисторами поровну, по $e/2$. Следовательно, и коэффициент усиления каждого плеча по отношению к напряжению источника сигнала тоже уменьшается в два раза, т.е.

$$K_{0_{\text{плеча}}} = \frac{SR_{\text{к}}}{2}.$$

Более строго:

$$U_{\text{бэ}} = e - U_{R_3}, \quad U_{R_3} = (i_{\square_1} - i_{\square_2}) \cdot R_3 = (S \cdot U_{\text{бэ}} - S \cdot U_{R_3}) \cdot R_3.$$

Отсюда

$$e = \left(1 + \frac{SR_3}{1 + SR_3}\right) \cdot U_{\text{бэ}} \quad \text{и} \quad K_{0_{\text{плеча}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}_{\text{плеча}}}}{e} = U_{\text{бэ}} \cdot S \cdot R_{\text{к}} = \frac{S \cdot R_{\text{к}}}{1 + S \cdot R_3}.$$

$$1 + 2 \cdot S \cdot R_3$$

Если $S \cdot R_3 \ll 1$, то $K_{0_{\text{плеча}}} = \frac{S \cdot R_{\text{к}}}{2}$, что подтверждает результат, полученный на базе эквивалентной схемы входной цепи, и вновь приводит к условию получения качественной симметрии. Коэффициент асимметрии определяется как $\gamma = \frac{1}{S \cdot R_3}$.

6. Эмиттерная высокочастотная коррекция

Рассмотренные в предыдущем разделе схемы фазоинверсных каскадов являются примерами схем с обратными связями. Интерес представляет еще одна широко используемая схема с обратной связью - схема усилителя с эмиттерной коррекцией (рис. 6.1).

Основное назначение этой схемы расширить полосу пропускания, в первую очередь, за счет верхней граничной частоты.

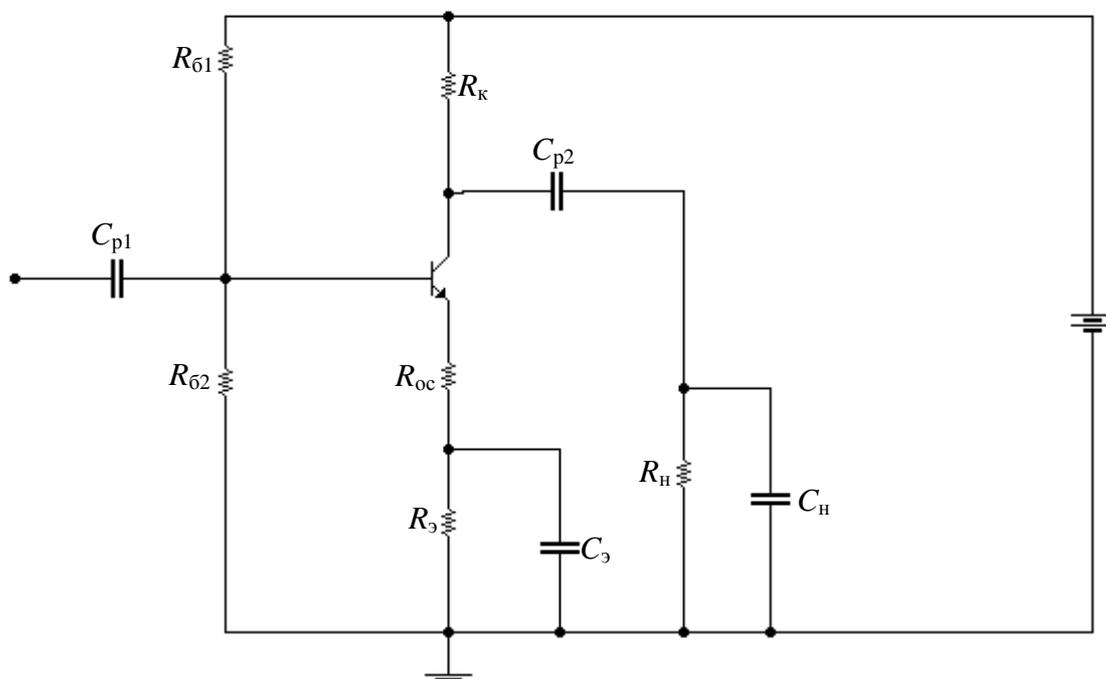


Рисунок 6.1 – Принципиальная схема каскада с эмиттерной коррекцией

При подаче на вход, допустим, положительной полуволны сигнала выходной ток транзистора возрастает, увеличивается падение напряжения на сопротивлении обратной связи R_{oc} , напряжение между базой и эмиттером становится меньше подаваемого от источника сигнала (рис. 6.2). Однако, по мере повышения частоты выходной ток становится меньше, меньше становится и напряжение на R_{oc} , а напряжение между базой и эмиттером, управляющее выходным током, растет. Если это происходит на частотах, на которых при подаче прежнего напряжения выходное напряжение уменьшилось бы за счет

упомянутого выше уменьшения выходного тока, увеличившееся напряжение между базой и эмиттером делает выходной ток больше, что и приводит к расширению полосы пропускания (рис. 6.3,а).

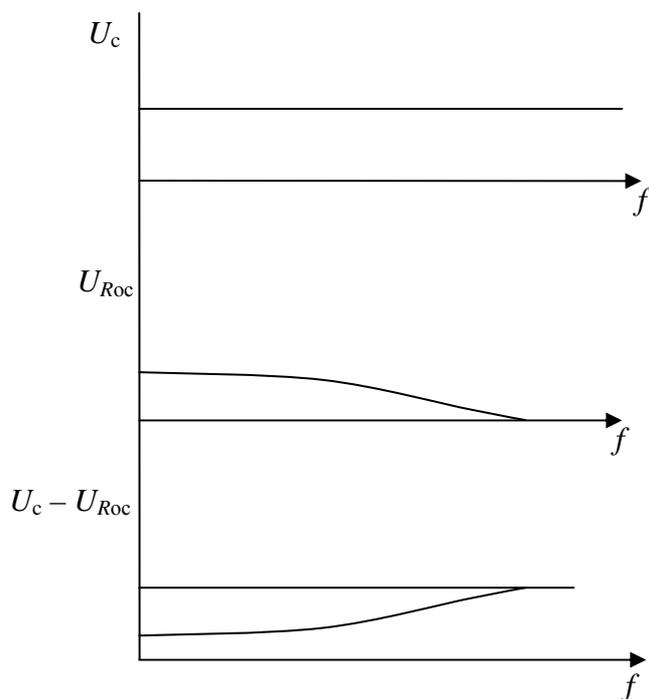


Рисунок 6.2 – Частотная зависимость напряжений в схеме на рис. 6.1

При этом не следует забывать, что коррекция частотной характеристики (увеличение верхней граничной частоты) происходит лишь в случае, если транзистор способен отдать в нагрузку ток, пропорциональный увеличившемуся входному напряжению (напряжению $U_c - U_{Roc}$) – см. рис. 6.3,б.

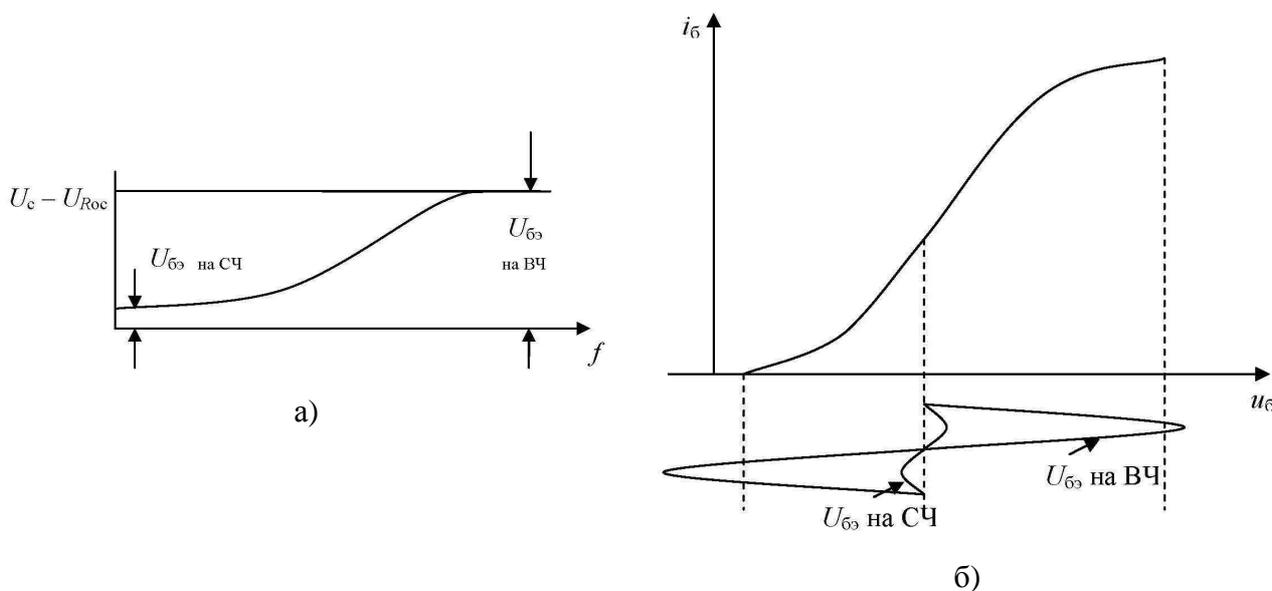
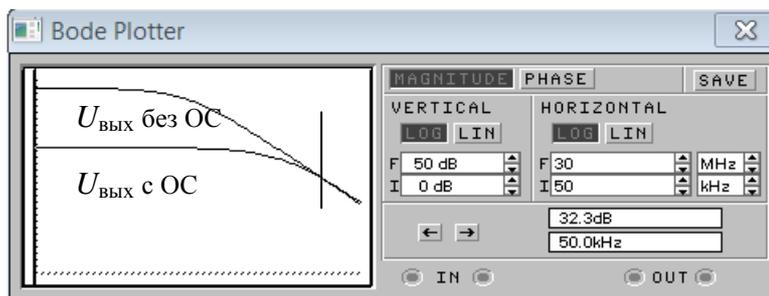


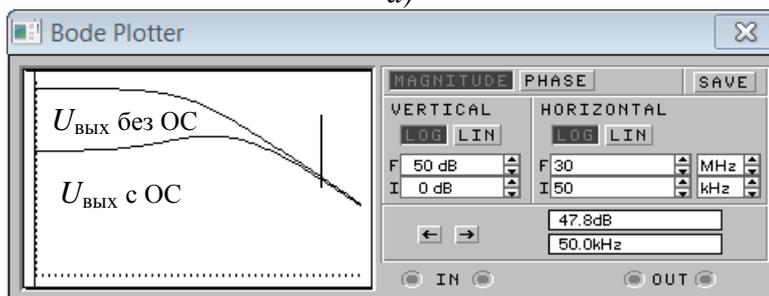
Рисунок 6.3:

- а) зависимость от частоты напряжения «база-эмиттер» при глубокой обратной связи,
- б) входная характеристика транзистора при двух значениях входного напряжения

На рис. 6.4 показано влияние на частотную характеристику каскада различных видов обратной связи.



a)



b)

Рисунок 6.4 – Частотная зависимость выходного напряжения в схеме на рис. 6.1 без обратной связи, при наличии сопротивления обратной связи (a) и при комплексной обратной связи (b).

На отмеченных и более высоких частотах напряжение обратной связи близко к нулю

Напряжение обратной связи U_{Roc} уменьшается по мере повышения частоты из-за уменьшения выходного тока. Если требуется, чтобы это произошло на частотах, несколько более низких, чем те, на которых ток транзистора уменьшается естественным путем, R_{oc} можно зашунтировать конденсатором небольшой емкости (рис. 6.5). Часть выходного тока будет ответвляться в емкость, и U_{Roc} будет уменьшаться на тех частотах, на которых даже не уменьшился выходной ток (штриховые кривые на рис. 6.6). При этом может получиться, что на некоторых частотах выходное напряжение станет даже больше, чем на средних частотах (рис. 6.4,б). Причина в том, что на средних частотах обратная связь есть, а при увеличении частоты глубина обратной связи за счет C_{oc} уменьшается больше, чем это необходимо для компенсации завала частотной характеристики на верхних частотах.

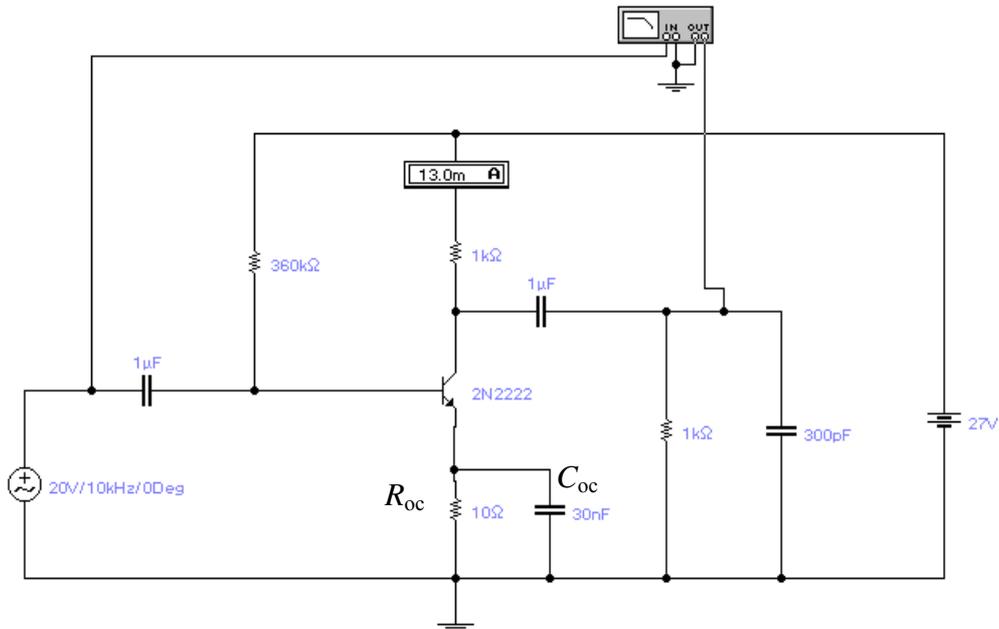


Рисунок 6.5 – Принципиальная схема каскада с комплексной обратной связью

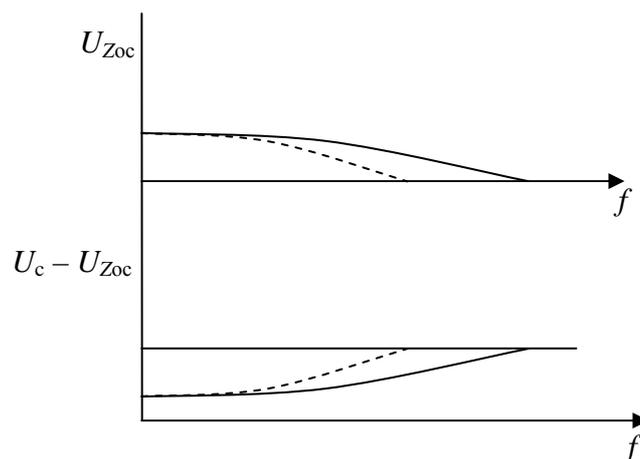


Рисунок 6.6 – Частотная зависимость напряжений в схеме на рис. 6.5

Емкость корректирующего конденсатора выбирается с учетом той частоты, на которой должно начаться уменьшение напряжения обратной связи.

Ниже приводятся соотношения, более строго описывающие сказанное выше.

$$K_{oc} = \frac{K}{1 + K \cdot \beta} = \frac{\frac{K_0}{1 + j\omega\tau_B}}{1 + \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_B} \cdot \frac{\frac{R_{oc}}{1 + j\omega R_{oc} C_{oc}}}{\frac{R_{эКБ}}{1 + j\omega R_{эКБ} C_H}}}}, \quad (6.1)$$

где $K_0 = S_0 \cdot R_{\text{экв}}$, $R_{\text{экв}} = \frac{R_k \cdot R_H}{R_k + R_H}$, S_0 - крутизна транзистора на средних частотах,

$$\tau_B = \tau + C_{\text{бк}} \cdot (1 + S_0 \cdot r_b) \cdot R_{\text{экв}} + C_H \cdot R_{\text{экв}}.$$

Если в (6.1) принять $C_{\text{ос}} \cdot R_{\text{ос}} = C_H \cdot R_{\text{экв}}$ (это и есть упомянутое выше условие выбора корректирующей емкости), то

$$K_{\text{ос}} = \frac{\frac{K_0}{1 + j\omega\tau_B}}{1 + \frac{S_0 \cdot R_{\text{экв}} \cdot R_{\text{ос}}}{1 + j\omega\tau_B} \cdot \frac{R_{\text{ос}}}{R_{\text{экв}}}} = \frac{K_0}{1 + S_0 \cdot R_{\text{ос}} + j\omega\tau_B} = \frac{\frac{K_0}{1 + S_0 \cdot R_{\text{ос}}}}{1 + j\omega \frac{\tau_B}{1 + S_0 \cdot R_{\text{ос}}}}.$$

На средних частотах коэффициент усиления уменьшается в $(1 + S_0 \cdot R_{\text{ос}})$ раз. Во столько же раз уменьшается постоянная времени верхних частот и увеличивается верхняя граничная частота:

$$f_{\text{в07}} = \frac{1}{2\pi \cdot \frac{\tau_B}{1 + S_0 \cdot R_{\text{ос}}}}.$$

В разделе 4 рассматривалось входное сопротивление транзистора $R_{\text{вх}} = \frac{\Delta U_c}{\Delta I_{\text{вх}}}$. Поскольку при введении обратной связи напряжение между базой и эмиттером уменьшается в $(1 + S \cdot R_{\text{рег}})$ раз, во столько же раз уменьшится входной ток, а значит, увеличится входное сопротивление. Увеличение входного сопротивления расширяет полосу пропускания в сторону нижних частот (см. раздел 2).

В схеме на рис. 6.1 есть еще одна цепь, создающая искажения на нижних частотах – цепь R_3, C_3 . Сопротивление R_3 ставится для стабилизации положения рабочей точки. Но это сопротивление создает обратную связь так же, как и $R_{\text{ос}}$, резко снижая усиление. Чтобы сохранить усиление, сопротивление R_3 шунтируют конденсатором большой емкости, чтобы на средних частотах напряжение обратной связи (падение напряжения на Z_3 при протекании переменного тока) было пренебрежимо мало по сравнению с подаваемым напряжением сигнала: $U_{\text{бэ}} = U_c - U_{z_3} \approx U_c$. Однако, по мере понижения частоты

сопротивление конденсатора растет, растет также и U_{z_3} , что приводит к уменьшению полосы пропускания на нижних частотах. Обратная связь за счет R_{oc} уменьшает выходной ток и несколько "спасает" нижнюю граничную частоту.

Описанный эффект можно объяснить и иначе. В разделе 2 было показано, что искажения, создаваемые разделительной емкостью, зависят от величины емкости и от суммы сопротивлений справа и слева от нее (2.1). При наличии разделительной емкости роль сопротивления справа играет "земля", а роль сопротивления слева – выходное сопротивление транзистора со стороны эмиттера. Добавление R_{oc} увеличивает выходное сопротивление и расширяет

полосу пропускания в сторону нижних частот: $f_{H07} = \frac{1}{2\pi \cdot C_3 \cdot (1/S_0 + R_{oc})}$.

7. Регулировки усиления в аналоговых устройствах

Коэффициент усиления аналоговых электронных устройств можно регулировать

- изменением режима активных элементов (транзисторов),
- с помощью пассивных межкаскадных цепей,
- изменением глубины обратной связи.

Каждый из этих способов, помимо изменения коэффициента усиления, изменяет параметры частотных и переходных характеристик схемы (как правило, искажает их). Поэтому, выбирая ту или иную схему для конкретного применения, следует учитывать не только обеспечиваемую ей глубину регулировки усиления, но и искажающие факторы.

7.1 Регулировка усиления изменением режима активных элементов

Этот способ основан на том, что транзистор изменяет свои свойства с изменением режима – в первую очередь изменяются крутизна и входное сопротивление транзистора.

Вопрос. Что такое крутизна транзистора и от чего она зависит?

На рис. 7.1 приведена входная характеристика транзистора КТ-324 с обозначенными на ней двумя рабочими точками (А и В).

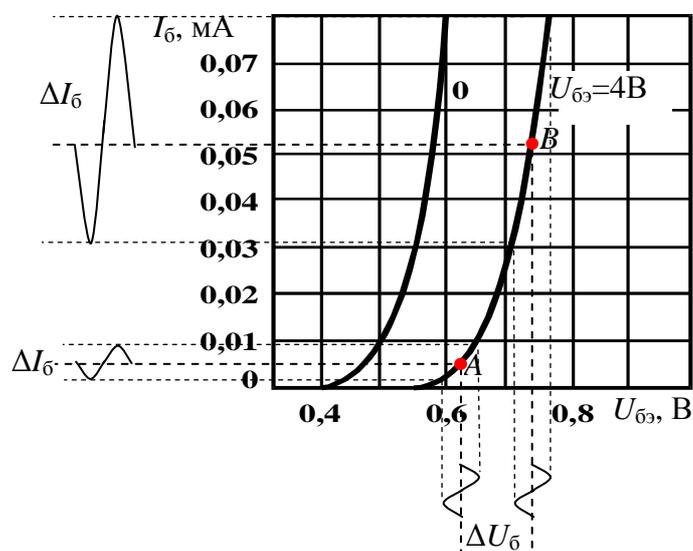


Рисунок 7.1 – Входные характеристика транзистора КТ-324

В этих двух случаях при подаче на вход сигнала одной и той же амплитуды изменения входных (а значит, и выходных) токов будут различными ($\Delta i_{\text{б}}$ на рис.7.1).

Изменение выходного тока $\Delta i_{\text{к}} = \Delta i_{\text{б}} h_{21}$ (h_{21} -коэффициент усиления тока базы, равный $\Delta i_{\text{к}}/\Delta i_{\text{б}}$) и крутизны характеризует реакцию транзистора на изменение напряжения между базой и эмиттером: $S = \frac{\Delta i_{\text{к}}}{\Delta u_{\text{бэ}}} = \frac{\Delta i_{\text{б}} \cdot h_{21}}{\Delta u_{\text{бэ}}}$.

Поскольку в точке *B* приращение тока больше, чем в точке *A*, этому режиму соответствует большая крутизна. Соответствующие точки показаны на рис. 7.2 – большему изменению тока базы соответствует большее изменение тока коллектора, а значит, большая крутизна.

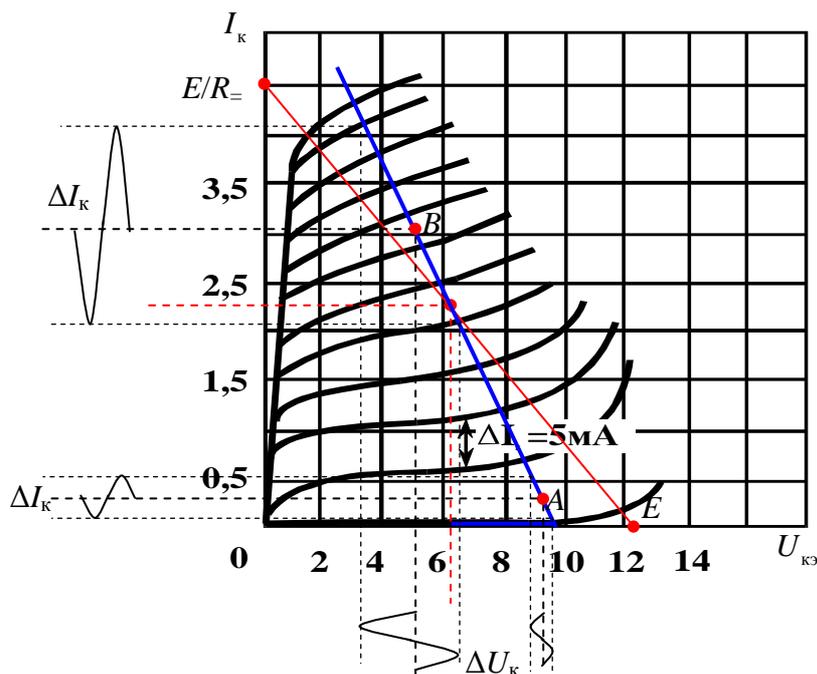


Рис. 7.2 Выходные характеристика транзистора КТ-324

Другими словами, изменяя режим работы транзистора, можно изменять его крутизну, а, следовательно, и коэффициент усиления.

Однако это не единственные изменения.

На рис. 7.1 видно, что при изменении положения рабочей точки меняется входное сопротивление транзистора $R_{вх} = \frac{\Delta u_{бэ}}{\Delta i_б}$. Изменение входного сопротивления влечет за собой изменение нижней граничной частоты входной цепи ($C_{р1}$ на рис. 2.8 в разделе 2):

$$f_{н0,7} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{р1} (R_{ген} + R_{вх})}.$$

Изменение коэффициента усиления вызывает изменение входной динамической емкости (см. раздел 3) и, как следствие, верхней граничной частоты входной цепи:

$$f_{в0,7} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{вх\text{дин}} \cdot \frac{R_{вх} \cdot R_{ген}}{R_{вх} + R_{ген}}}$$

К недостаткам описанной схемы регулировки усиления относится также и то, что при малом напряжении смещения (когда мы имеем большой сигнал и хотим уменьшить усиление) входная характеристика не позволяет подать большой сигнал – может возникнуть его отсечка (см. рис. 7.1).

7.2. Регулировка усиления с помощью пассивных межкаскадных цепей

Для обеспечения регулировки усиления возможны две организации пассивных цепей (рис. 7.3), каждая из которых имеет достоинства и недостатки.

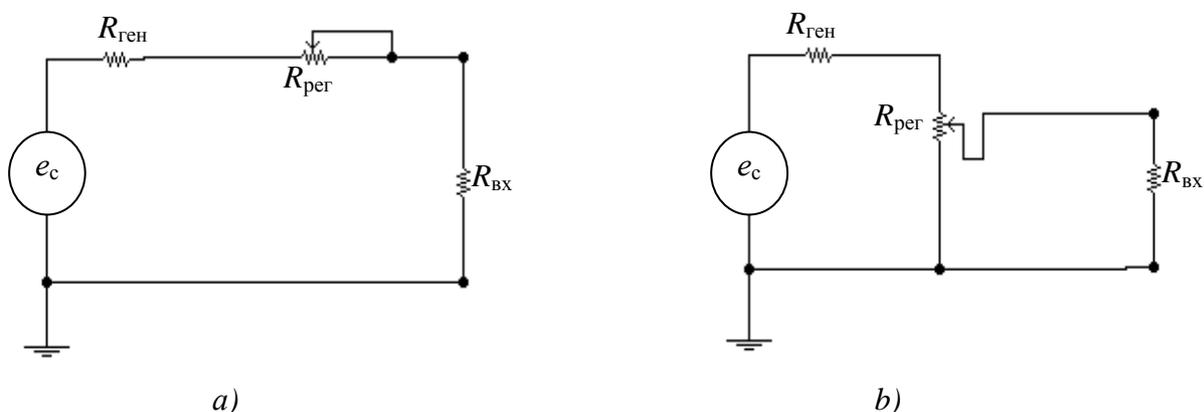


Рисунок 7.3 – Схемы регулировки усиления с помощью пассивных цепей

Главное достоинство обеих схем - их простота.

Однако, поскольку такие схемы включаются либо между генератором-источником сигнала и усилительными каскадами, либо между каскадами, следует учитывать влияние входной емкости каскада, стоящего после схемы регулировки (рис. 7.4).

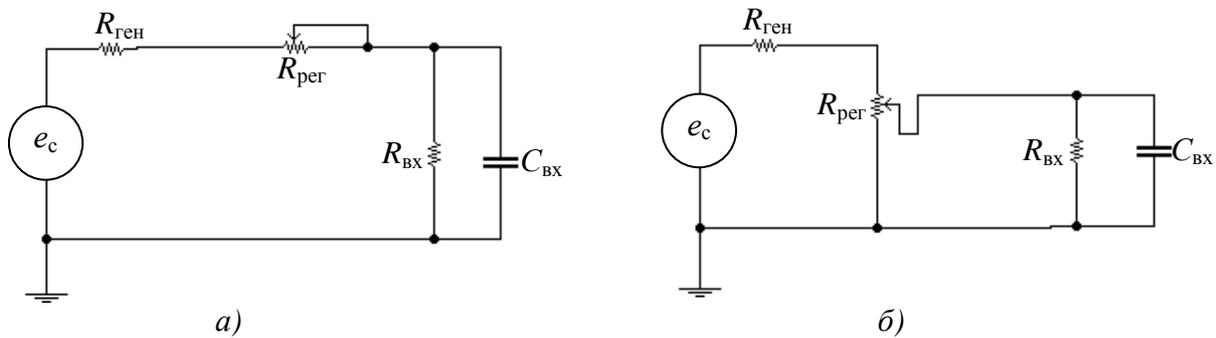


Рисунок 7.4 – Варианты схемы регулировки усиления с помощью пассивных цепей

В схеме на рис. 7.4,а изменение коэффициента передачи от источника к нагрузке (в данном случае нагрузкой является вход следующего устройства) происходит за счет изменения входного тока и, как следствие, за счет изменения во входной цепи следующего каскада:

$$I_{\text{вх}} = \frac{e_c}{R_{\text{ген}} + R_{\text{рег}} + R_{\text{вх}}}, \quad U_{\text{вх}} = I \cdot R_{\text{вх}} = \frac{e_c \cdot R_{\text{вх}}}{R_{\text{ген}} + R_{\text{рег}} + R_{\text{вх}}} \quad \text{и} \quad K_{\text{вх}} = \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{ген}} + R_{\text{рег}} + R_{\text{вх}}}.$$

При подключении емкости параллельно $R_{\text{вх}}$ через нее протекает часть тока, и ток через $R_{\text{вх}}$ становится меньше, уменьшая напряжение на выходе регулятора по мере повышения частоты (это явление было описано в разделе 3). Другими словами, одновременно с изменением коэффициента усиления происходит изменение верхней граничной частоты.

Регулировка усиления происходит за счет изменения $R_{\text{рег}}$, поэтому следует обратить особое внимание на влияние изменения этого сопротивления на полосу пропускания, в первую очередь на верхнюю граничную частоту. В разделе 3 уже отмечалось, что при подключении емкости $C_{\text{вх}}$ параллельно сопротивлению $R_{\text{вх}}$ общее сопротивление, включенное последовательно с R_1 , уменьшается. Уменьшается и общее сопротивление, подключенное к

генератору, $R_{\text{пер}} + Z_{\text{вх}}$, что и приводит к увеличению тока в цепи. Далее этот ток перераспределяется между ветвями $C_{\text{вх}}$ и $R_{\text{вх}}$. Напряжение на сопротивлении $R_{\text{вх}}$ становится меньше, чем оно было при отсутствии конденсатора (и это тем более заметно, чем выше частота). При этом в схеме на рис. 4.7,а чем больше сопротивление $R_{\text{пер}}$, тем меньше усиление и меньше верхняя граничная частота:

$$f_{\text{в07}} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{\text{вх,дин}} \cdot \frac{R_{\text{вх}} \cdot (R_{\text{ген}} + R_{\text{пер}})}{R_{\text{вх}} + (R_{\text{ген}} + R_{\text{пер}})}}.$$

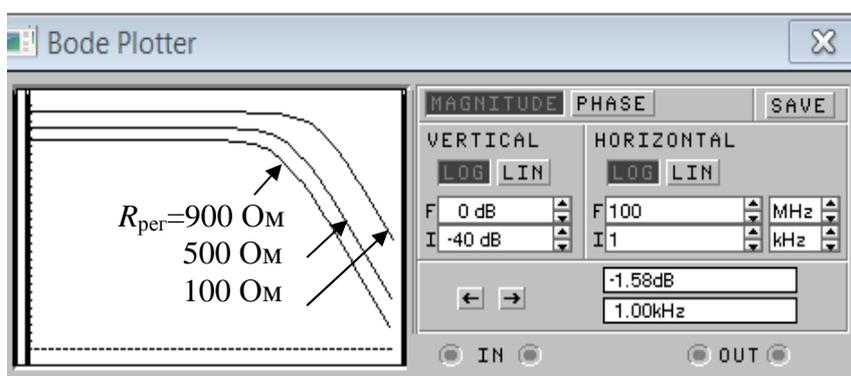


Рисунок 7.5 – Частотные характеристики схемы регулировки усиления, показанной на рис. 7.4,а при нескольких значениях регулировочного сопротивления

Несколько иная картина наблюдается в схеме на рис. 7.4,б – параллельно емкости оказываются подключенными сопротивление генератора и верхняя часть $R'_{\text{пер}}$ регулировочного потенциометра $R_{\text{пер}}$, а параллельно с ними – $R_{\text{вх}}$ и нижняя часть потенциометра $R''_{\text{пер}}$:

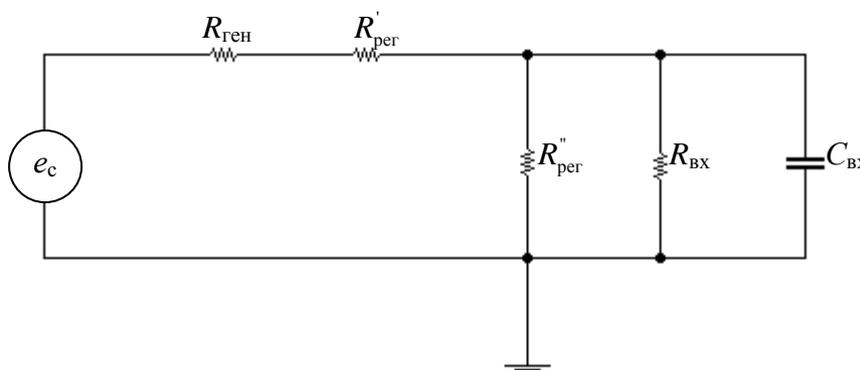
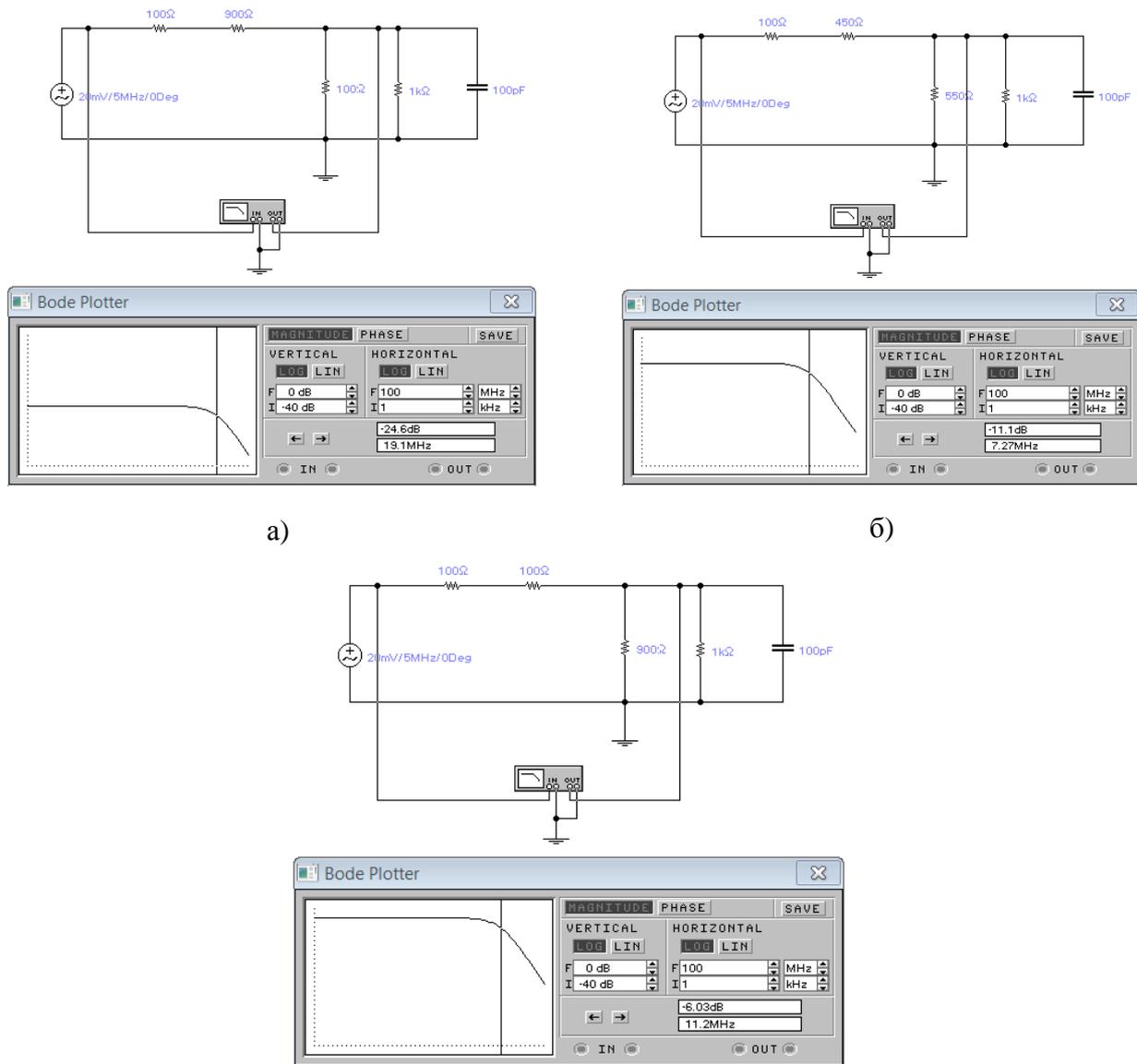


Рисунок 7.6 – Эквивалентная схема регулировки усиления

В процессе регулировки меняется соотношение между верхней и нижней частями потенциометра. Рассмотрим три положения движка:

- а) $R'_{\text{пер}} = 900 \text{ Ом}$, $R''_{\text{пер}} = 100 \text{ Ом}$ (движок в нижнем положении);
- б) $R'_{\text{пер}} = 450 \text{ Ом}$, $R''_{\text{пер}} = 550 \text{ Ом}$ (движок в среднем положении);
- в) $R'_{\text{пер}} = 100 \text{ Ом}$, $R''_{\text{пер}} = 900 \text{ Ом}$ (движок в верхнем положении).



а)

б)

в)

Рисунок 7.7 – Частотные характеристики регулятора на рис. 7.4,б при нескольких положениях движка потенциометра

В отличие от схемы на рис. 7.4,а, где по мере перемещения движка потенциометра (допустим, вправо) верхняя граничная частота монотонно уменьшается, в схеме 7.4,б она ведет себя иначе – сначала уменьшается, а затем вновь начинает расти.

Почему это происходит?

В схеме на рис. 7.4,а по мере увеличения $R_{\text{пер}}$ уменьшается протекающий в цепи ток, который в одной и той же пропорции распределяется между ветвями $R_{\text{вх}}$ и $C_{\text{вх,дин}}$.

В схеме на рис. 7.4,б одновременно происходят два процесса – при увеличении $R'_{\text{пер}}$ уменьшается ток, но уменьшается и сопротивление $R''_{\text{пер}}$, на которое приходится большая доля уменьшившегося тока.

Для рассмотренной схемы $K_0 = \frac{R_{\text{вх}} \parallel R''_{\text{пер}}}{R_{\text{ген}} + R'_{\text{пер}} + R_{\text{вх}} \parallel R''_{\text{пер}}}$; в первом случае $K_0 =$

0,9, во втором 0,5 и в третьем 0,82. На некоторой частоте, на которой сопротивление емкости, допустим, равно 100 Ом, модуль коэффициента

усиления становится равным $K_0 = \frac{R_{\text{вх}} \parallel R''_{\text{пер}} \parallel X_C}{R_{\text{ген}} + R'_{\text{пер}} + R_{\text{вх}} \parallel R''_{\text{пер}} \parallel X_C}$. Для первого

положения движка K_0 равно 0,48, для второго 0,13 и для третьего 0,31.

Относительный коэффициент передачи на рассматриваемой частоте в первом случае составляет 0,52, во втором 0,27 (самое большое уменьшение усиления, самая узкая полоса), в третьем относительное усиление вновь растет – 0,38.

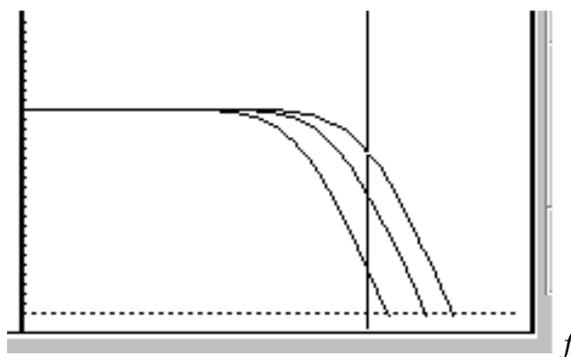


Рисунок 7.8 Наибольшее усиление на фиксированной частоте обеспечивает самую широкую полосу пропускания

Очевидно, что когда движок находится в нижнем положении ($R''_{\text{пер}}=0$), $f_{\text{в07}}$ равна бесконечности ($R_{\text{вх}}$ закорочено). Правда, и усиление равно нулю. То

же будет и в "верхнем" положении движка потенциометра, если $R_{ген}$ равно нулю, но усиление при этом максимально.

Схемы 7.4,а и 7.4,б следует сравнить еще по одному показателю – по возможной глубине регулировки усиления. Во второй схеме выходное напряжение меняется в процессе регулировки от максимума до нуля – динамический диапазон теоретически равен бесконечности. В первой схеме глубина регулировки зависит от соотношения сопротивлений, в число которых входит $R_{рег}$, а оно определяется требуемой верхней граничной частотой. Если взять, как рассмотрено в вышеприведенном примере $R_{ген}=100$ Ом, $R_{вх}=10$ кОм и $R_{рег}=1$ кОм, максимальный коэффициент передачи будет равен

$$R_{вх} / (R_{ген} + R_{рег} + R_{рег}) = 0,99;$$

минимальный коэффициент передачи при закороченном $R_{рег}$ равен 0,9, а глубина регулировки всего $0,99/0,9=1,1$ раза.

Математические формулы позволяют описать явление более точно.

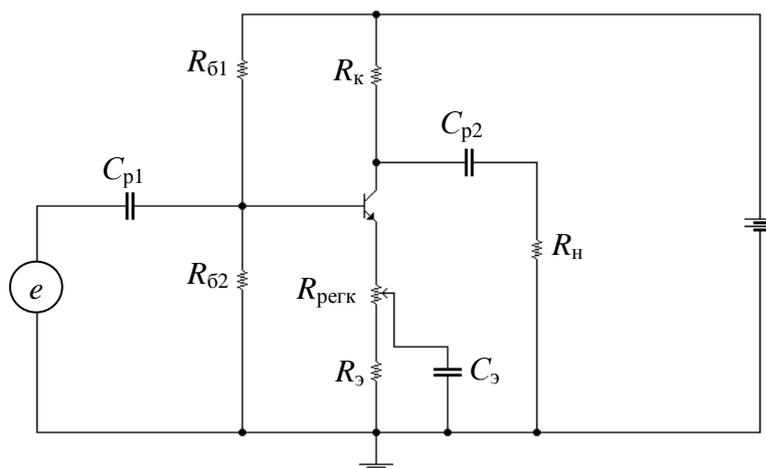
Обозначим $R_1=R_{ген}+R'_{рег}$, а $R_2 = \frac{R''_{рег} \cdot R_{вх}}{R_{рег} + R_{вх}}$. Тогда

$$K = \frac{\frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_{вх}}}{R_1 + \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_{вх}}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + j\omega R_1 \cdot R_2 \cdot C_{вх}} \text{ и } f_{B_{0,7}} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{вх} \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}}.$$

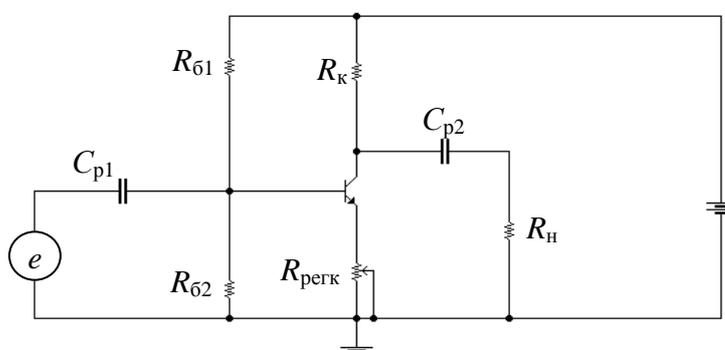
Произведение слагаемых максимально ($f_{B_{0,7}}$ минимальна), когда слагаемые равны.

7.3 Регулировка усиления изменением глубины обратной связи

Более удобно реализовать регулировку коэффициента усиления транзистора, включенного с общим эмиттером (реостатный каскад), изменением глубины обратной связи, изменяя сопротивление в цепи эмиттера (рис. 7.9). При этом возможны два варианта схемы – а) и б).



а)



б)

Рисунок 7.9 – Схемы регулировки усиления изменением глубины обратной связи

Предпочтение обычно отдается первой схеме, поскольку в ней изменение усиления происходит действительно лишь путем изменения глубины обратной связи. Во второй схеме одновременно с изменением глубины обратной связи происходит изменение режима транзистора, создавая опасность попадания в нелинейную область входной характеристики.

Изменение коэффициента усиления происходит следующим образом. При изменении входного сигнала (допустим, возрастании) увеличивается коллекторный и, соответственно, эмиттерный ток транзистора, увеличивается падение напряжения на регулировочном сопротивлении $R_{рег}$, а напряжение между базой и эмиттером становится меньше того, которое было подано от источника сигнала (рис. 7.10).

Глубина регулировки зависит от выбора регулирующего сопротивления и крутизны транзистора: $\Delta I_{вых} = \Delta U_{бэ} \cdot S$;

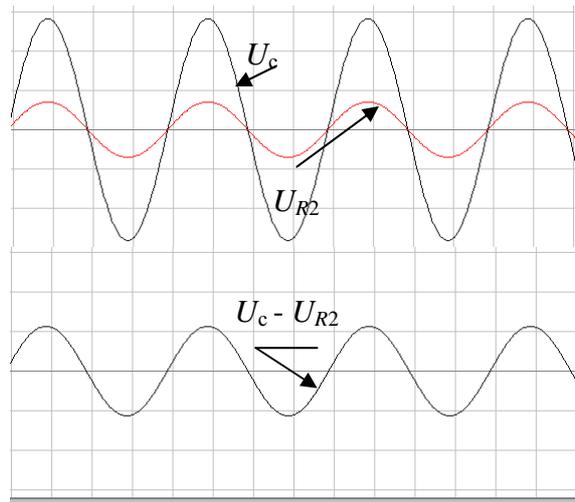


Рисунок 7.10

Без обратной связи $\Delta U_{бэ} = \Delta U_c$ и $\Delta U_{вых} = \Delta U_c \cdot S \cdot R_{экв}$; при наличии обратной связи $\Delta U_{бэ} = \Delta U_c - \Delta U_{R_{пер}} = \Delta U_c - \Delta U_{бэ} \cdot S \cdot R_{пер}$, $\Delta U_{бэ} = \frac{\Delta U_c}{1 + S \cdot R_{пер}}$;

отсюда напряжение между базой и эмиттером, а, следовательно, и усиление уменьшаются в $(1 + S \cdot R_{пер})$ раз. Если крутизна транзистора равна (0,2-0,5) А/В и требуется изменять усиление, допустим, в 20 раз, $R_{пер}$ будет равно 455 Ом (номинал 470 Ом) при $S=0,2$ А/В и 38 Ом (номинал 42 Ом) при $S=0,5$ А/В.

К сожалению, как и всякая регулировка, регулировка усиления изменением глубины обратной связи сопровождается изменением частотной характеристики каскада. Верхняя граничная частота изменяется, поскольку глубина обратной связи зависит от частоты (см. раздел б).

Частотная характеристика изменяется и на нижних частотах (см. раздел б). Разница заключается лишь в том, что при эмиттерной коррекции глубина обратной связи на средних и нижних частотах и ее влияние на АЧХ на нижних частотах фиксированы, а в схеме регулировки усиления глубина обратной связи в процессе регулировки изменяется.

В отличие от предыдущей схемы регулировки усиления (рис. 7.3, 7.4), введение регулировки изменением глубины обратной связи не ухудшает, а улучшает частотную характеристику – верхняя граничная частота увеличивается, а нижняя уменьшается.

8. Эквивалентная схема транзистора (β -барьер)

В июне и июле 1971 года в журнале *Wireless World* была опубликована статья "New approach to transistor circuit analysis", автор A.J. Blundel. Ниже излагаются некоторые идеи этой статьи, полезные для понимания материала настоящего пособия.

Рассмотрим входную цепь транзистора (рис. 8.1,а) и ее эквивалентную схему (рис. 8.1,б).

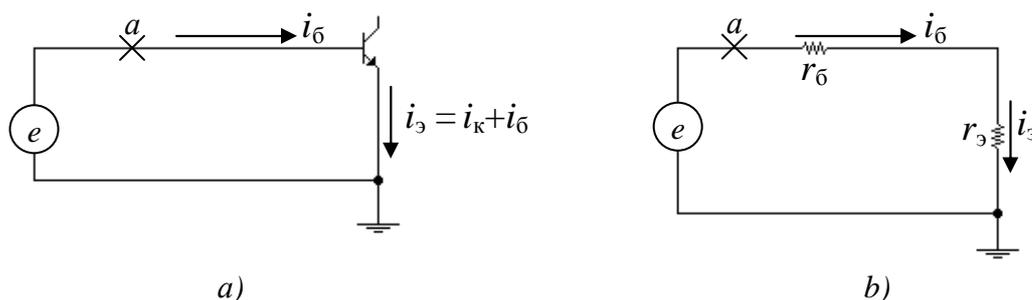


Рисунок 8.1 – Входная цепь транзистора (а) и ее эквивалентная схема (б)

При подаче на вход сигнала e во входной цепи протекает ток i_b , а в выходной – ток эмиттера i_e . При этом напряжение справа от точки "а" равно $i_b \cdot r_b + i_e \cdot r_e = i_b \cdot r_b + (i_b + i_c) \cdot r_e = i_b \cdot r_b + i_b(1 + h_{21}) \cdot r_e$, а слева оно равно e .

Найдем входное сопротивление транзистора, включенного с общим эмиттером:

$$R_{\text{вх}} = \frac{e}{i_b} = \frac{i_b \cdot r_b + i_b(1 + h_{21}) \cdot r_e}{i_b} = r_b + (1 + h_{21}) \cdot r_e. \quad (8.1)$$

На рис. 8.1,б сопротивления r_b и r_e , образующие входную цепь, а, следовательно, и определяющие входное сопротивление, действительно включены последовательно. Но в формуле (8.1) одно из них умножается на единицу, а второе на $(1+h_{21})$, где h_{21} – коэффициент передачи тока от базы к коллектору ($h_{21}=di_c/di_b$); $(1+h_{21})$ – коэффициент передачи тока от базы к эмиттеру ($1+h_{21}=di_e/di_b$).

Выражение (8.1) показывает, что при движении слева направо и пересечении перехода «база-эмиттер» (то, что автор назвал β -барьер) ток

возрастает в $(1+h_{21})$ раз. Во столько же раз возрастет создаваемое им падение напряжения. С точки зрения источника сигнала (и с точки зрения его тока) – напряжение больше, значит больше сопротивление

$$R_{\text{вх}\sigma_3} = r_{\bar{6}} + (1+h_{21}) \cdot r_3. \quad (8.2)$$

Рассмотрим еще один пример – транзистор, включенный с общей базой

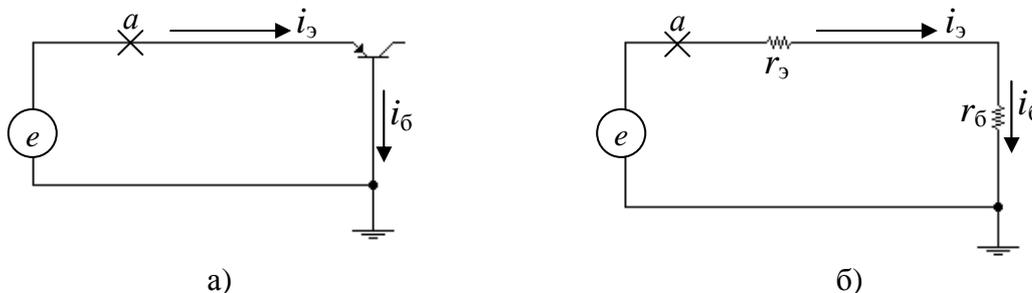


Рисунок 8.2 – Входная цепь транзистора, включенного с общей базой (а) и ее эквивалентная схема (б)

Напряжение справа от точки "а" определится, как и в ранее:

$$i_{\bar{6}} \cdot r_{\bar{6}} + i_3 \cdot r_3 = i_{\bar{6}} \cdot r_{\bar{6}} + (i_{\bar{6}} + i_k) \cdot r_3 = i_{\bar{6}} \cdot r_{\bar{6}} + i_{\bar{6}}(1+h_{21}) \cdot r_3.$$

Но теперь входной ток i_3 и входное сопротивление схемы с общей базой

$$R_{\text{вх}\sigma_6} = \frac{\frac{i_3}{(1+h_{21})} \cdot r_{\bar{6}} + i_3 \cdot r_3}{i_3} = \frac{r_{\bar{6}}}{(1+h_{21})} + r_3 = \frac{R_{\text{вх}\sigma_3}}{(1+h_{21})}. \quad (8.3)$$

В предыдущем случае β -барьер проходил слева направо (от базы к эмиттеру) и сопротивления справа от барьера умножались на $(1+h_{21})$. Если бы барьер пересекался с целью достижения коллектора, сопротивления справа умножались бы только на h_{21} (именно во столько раз отличается коллекторный ток от базового).

В случае включения транзистора с общей базой барьер пересекается справа налево и при его прохождении сопротивления уменьшаются $(1+h_{21})$ раз.

В разделе 7 было показано, что при включении транзистора с общим эмиттером $R_{\text{вх}} = \frac{\Delta u_{\bar{6}\sigma}}{\Delta i_{\bar{6}}}$ и $S = \frac{\Delta i_k}{\Delta u_{\bar{6}\sigma}} = \frac{\Delta i_{\bar{6}} \cdot h_{21}}{\Delta u_{\bar{6}\sigma}}$. При включении с общей базой

$$R_{\text{вх.об}} = \frac{\Delta u_{\text{бэ}}}{\Delta i_{\text{э}}} = \frac{\Delta u_{\text{бэ}}}{\Delta i_{\text{э}} \cdot (1 + h_{21})} = \frac{1}{S_{0_3}}, \text{ где } S_{0_3} - \text{ низкочастотное значение крутизны по}$$

$$\text{эмиттерному току } S_{0_3} = \frac{di_{\text{э}}}{dU_{\text{бэ}}}.$$

Соотношения (8.1-8.3) значительно облегчают рассмотрение более сложных транзисторных схем, в частности, схем на составных транзисторах. Рассмотрим несколько примеров. На рис. 8.3 показана схема повторителя Джаколетто.

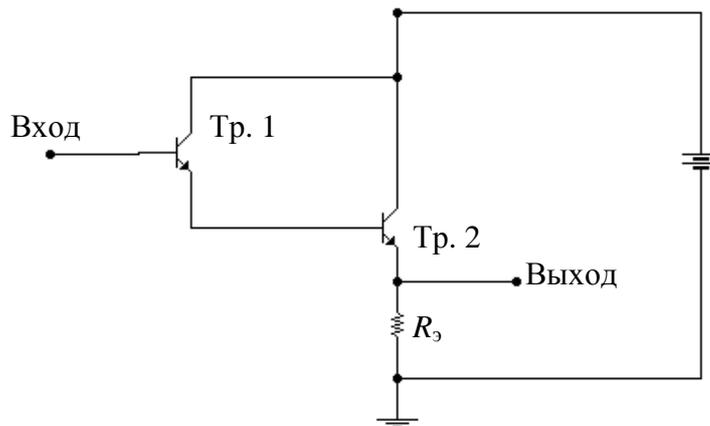


Рисунок 8.3 – Повторитель на составном транзисторе по схеме Джаколетто (цепи питания базы не показаны)

В соответствии с вышесказанным, входное сопротивление такого каскада определится как $R_{\text{вх}} = (R_3 \cdot (1 + h_{21_2}) + R_{\text{вх.э2}}) \cdot (1 + h_{21_1}) + R_{\text{вх.э1}}$.

Идем справа налево и пересекаем β -барьер второго транзистора и входное сопротивление второго транзистора, далее вновь β -барьер первого транзистора и его входное сопротивление.

Если нагрузка составного транзистора включена в цепь коллектора (рис. 8.4), то $R_{\text{вх}} = R_{\text{вх.э2}} \cdot (1 + h_{21_1}) + R_{\text{вх.э1}}$; $i_{\text{вых}} = i_{\text{вх1}} \cdot h_{21_1} + (i_{\text{вх1}} \cdot (1 + h_{21_1})) \cdot h_{21_2}$, где первое слагаемое – выходной ток первого транзистора; для второго транзистора входным является эмиттерный ток первого, который усиливается вторым транзистором в h_{21_2} раз. При этом полный коэффициент передачи тока составного транзистора равен $h_{21_{\text{общ}}} = h_{21_1} + h_{21_2} \cdot (1 + h_{21_1})$ и крутизна

$$S_{0_{\text{общ}}} = \frac{di_{к1} + di_{э1} \cdot h_{21_2}}{dU_{бэ1}} \approx S_{0_1} + S_{0_1} \cdot h_{21_2}.$$

Равенство приближенное за счет

незначительного различия коллекторного и эмиттерного токов первого транзистора.

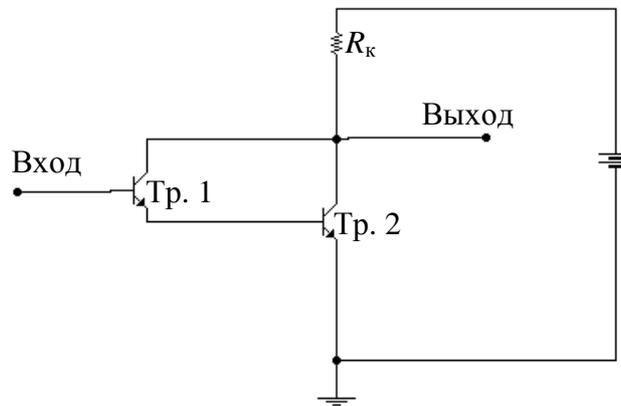


Рисунок 8.4 – Реостатный каскад на составном транзисторе по схеме Джаколетто (цепи питания базы не показаны)

Еще один пример того, как использование понятия β -барьера расширяет наши представления о схеме, на примере эмиттерного повторителя (рис. 8.5).

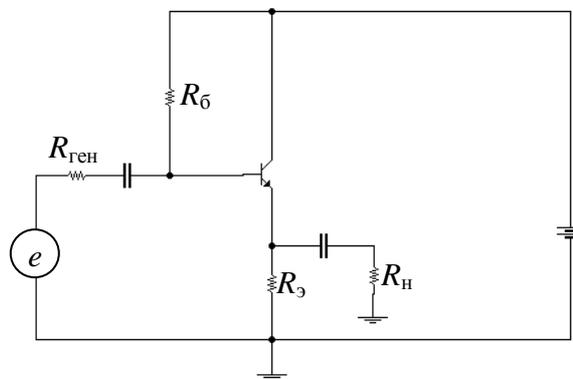


Рисунок 8.5 – Эмиттерный повторитель

Ранее было показано, что входное сопротивление схемы с общей базой (вход со стороны эмиттера) равно $1/S$. Таким же обычно считают и выходное сопротивление со стороны эмиттера при включении транзистора с общим коллектором. При этом учитывается, что переход «эмиттер-база» не является разрывом (имеет конечное сопротивление), и нагрузка участвует в формировании входного сопротивления:

$$R_{\text{ВХ}_{\text{повт}}} = R_{\text{ВХ}_{\text{гр}}} + R_{\text{ЭКВ}} \cdot (1 + h_{21}), \text{ где } R_{\text{ЭКВ}} = \frac{R_{\text{э}} \cdot R_{\text{н}}}{R_{\text{э}} + R_{\text{н}}}.$$

Влияние источника сигнала на выходную цепь обычно не учитывается, предполагается, что оно незначительно. Реально же

$$R_{\text{ВЫХ}_{\text{повт}}} = \frac{1}{S_0} + \frac{R_{\text{ген}}}{(1 + h_{21})}. \quad (8.4)$$

Представление на базе β -барьера позволяет учесть влияние емкости нагрузки на входную емкость повторителя. Если параллельно сопротивлению нагрузки включена емкость $C_{\text{н}}$, то $X_{c_{\text{н}}} = \frac{1}{j\omega C_{\text{н}}}$. При переходе барьера справа

налево $X_{c_{\text{вх}}} = \frac{1 + h_{21}}{j\omega C_{\text{н}}}$, что соответствует уменьшению емкости в $(1 + h_{21})$ раз.

9. Переходные процессы в аналоговых цепях

В разделах 2 и 3 было показано, что в схемах имеются емкости, сопротивления которых зависят от частоты. В результате коэффициент передачи схемы зависит от частоты. Если входной сигнал представляет собой импульс (быстро меняющееся или практически не меняющееся напряжение, рис. 9.1), интерес представляет реакция схемы на такой сигнал.

Имеющиеся в схеме емкости при подаче такого сигнала начинают перезаряжаться, искажая форму импульсов (рис. 9.2).

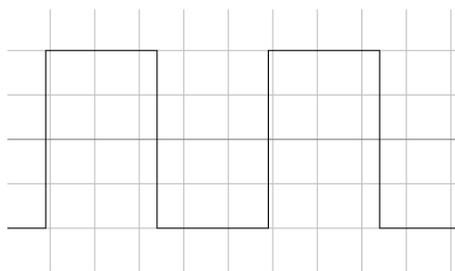


Рисунок 9.1 – Периодическая последовательность прямоугольных импульсов

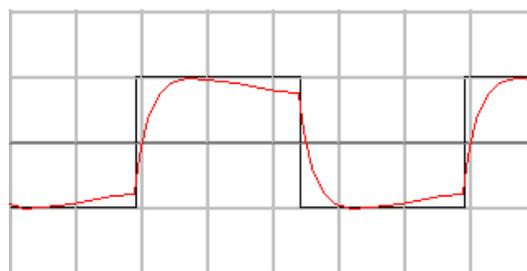


Рисунок 9.2 – Периодическая последовательность прямоугольных импульсов после прохождения по цепи

Реакция на быстро изменяющийся сигнал (фронт) рассматривается как реакция в области малых времен (сразу после перепада). Реакция на медленно изменяющийся или почти не меняющийся сигнал (плоская вершина) рассматривается как реакция в области больших времен.

Вспомним схему 3.1. После замены генератора переменного напряжения генератором прямоугольных импульсов и подключения осциллографа убеждаемся в появлении искажений в области малых времен (рис. 9.3). При увеличении емкости искажения фронта становятся больше.

При отсутствии емкости в цепи протекает ток, и напряжение генератора делится между сопротивлениями. При подключении емкости она заряжается до напряжения, каким оно было бы на сопротивлении R_2 . Чем больше емкость, тем больше постоянная времени цепи заряда и тем медленнее заряжается емкость.

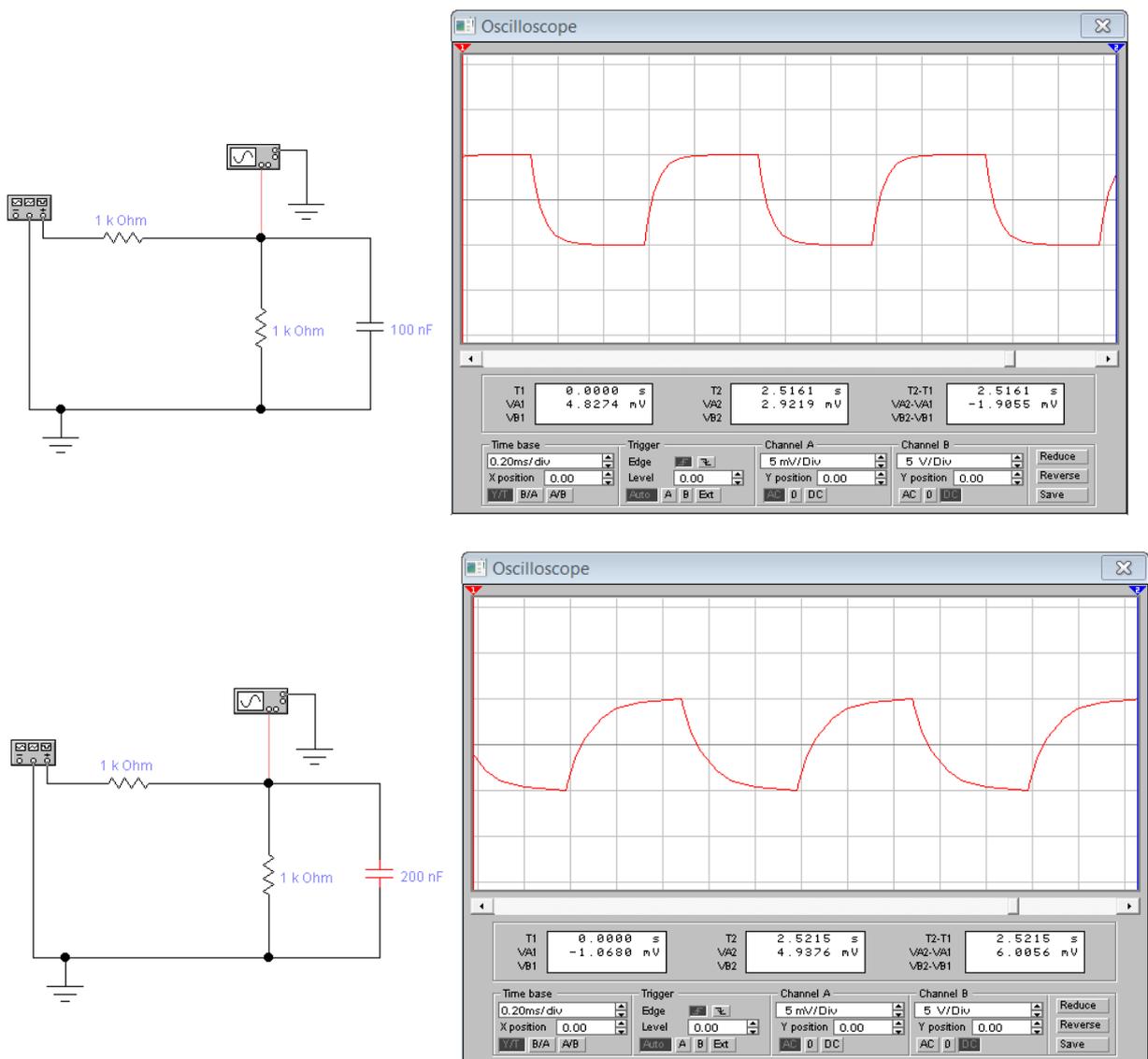


Рисунок 9.3 – Искажения в области малых времен при разной величине емкости

В разделе 3 уже говорилось, что схемы на рис. 9.1-9.3 являются эквивалентными схемами входных и выходных цепей усилительного каскада, поэтому рассмотренные переходные процессы присутствуют в любой схеме.

Разделительные емкости (см. рис. 9.4), как правило, велики и заряжаются значительно медленнее. За время действия фронта импульса их заряд практически не меняется, а сопротивление близко к нулю, поэтому такие емкости фронтов импульса не искажают. Но далее по мере заряда их сопротивление возрастает, зарядный ток и падение напряжения на нагрузочном сопротивлении становятся все меньше. Возникает спад плоской вершины импульса. Этот спад тем меньше, чем больше емкость (она медленнее

заряжается) и чем меньше зарядный ток, который зависит от сопротивлений, окружающих заряжающуюся емкость (R_1 и R_2).

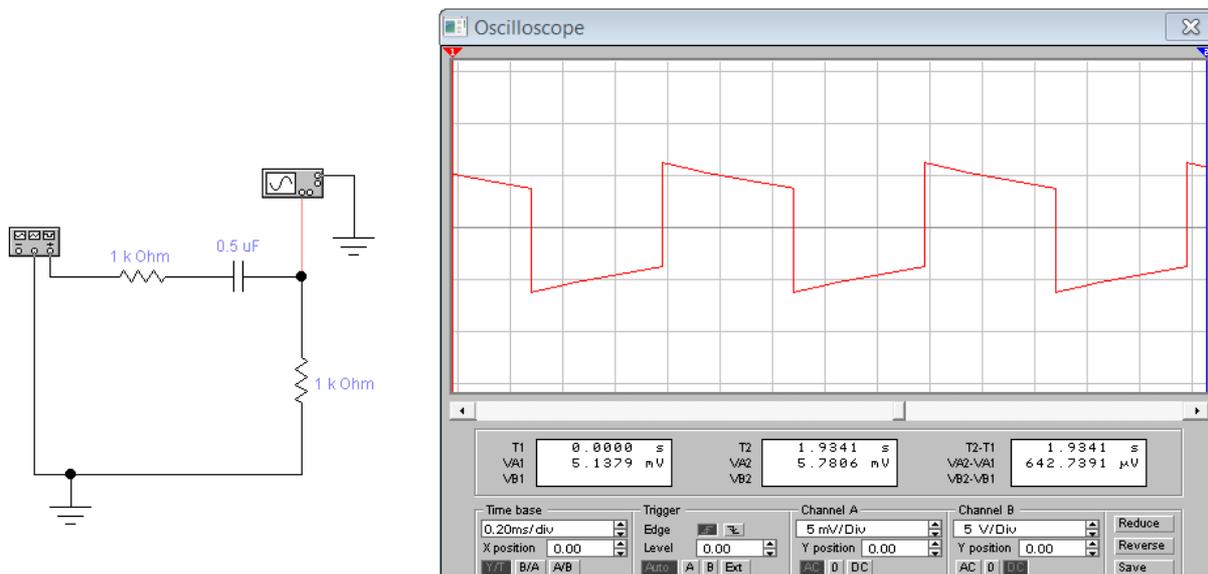


Рисунок 9.4 – Искажения плоской вершины прямоугольного импульса

В усилительном каскаде есть еще одна емкость, создающая искажения в области больших времен, – это емкость C_3 в цепях эмиттерной термостабилизации.

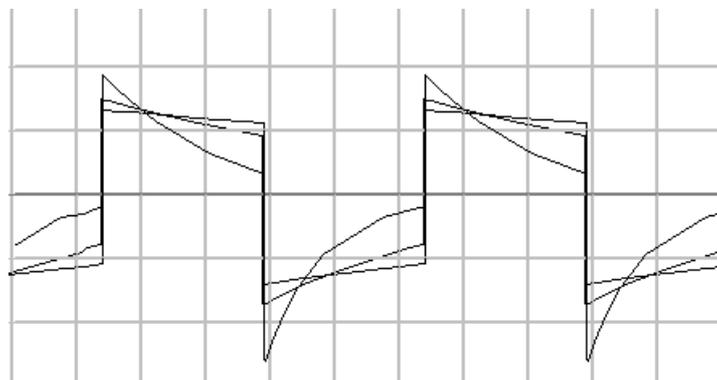


Рисунок 9.5 – Спад плоской вершины импульса при различной величине емкости в цепи эмиттерной термостабилизации

При подаче на вход прямоугольного импульса ток эмиттера возрастает, конденсатор C_3 заряжается, и напряжение между базой и эмиттером становится меньше, что приводит к уменьшению выходного напряжения во время действия импульса - появляется спад плоской вершины импульса (рис. 9.5). Чем больше емкость, тем медленнее она заряжается, тем меньше спад.