

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Кафедра радиотехнических устройств

ОСНОВЫ КОМПЬЮТЕРНОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Методические указания и контрольные задания
для студентов специальности 1-39 01 01 «Радиотехника»
заочной формы обучения

Минск БГУИР 2009

УДК 004.412(075.8)
ББК 32.973.26-02я73
О-75

С о с т а в и т е л ь
Н. И. Шатило

Основы компьютерного проектирования : метод. указания и контр.
О-75 задания для студ. спец. 1-39 01 01 «Радиотехника» заоч. формы обуч. /
сост. Н. И. Шатило. – Минск : БГУИР, 2009. – 24 с. : ил.

Данное издание включает указания по методике определения параметров математических моделей биполярных транзисторов, составления математических моделей электрических цепей и анализа характеристик электронных схем с помощью пакета прикладных программ MICROCAP, а также контрольные задания по расчету указанных устройств. Приведены основные расчетные соотношения и порядок выполнения заданий.

Издание может быть полезно также студентам дневной формы обучения.

УДК 004.412(075.8)
ББК 32.973.26-02я73

© Шатило Н. И., составление, 2009
© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2009

Введение. Методические рекомендации к выполнению контрольных заданий

Приступать к выполнению контрольных заданий по дисциплине «Основы компьютерного проектирования» следует только после изучения в полном объеме теоретического материала. Основными пособиями для выполнения контрольных заданий являются учебник [1], учебные пособия [2, 3] и настоящие методические указания. В качестве дополнительной литературы могут быть использованы источники [4–6].

Задания заключаются в определении параметров нелинейных и линейных математических моделей биполярных транзисторов, составлении математических моделей транзисторных усилителей по постоянному и переменному току и моделировании амплитудно-частотных и переходных характеристик усилителей с помощью пакетов прикладных программ.

Варианты заданий определяются следующим образом.

В первом задании номер варианта транзистора, подлежащего расчету, соответствует последней цифре номера зачетной книжки. Структура транзистора (*n-p-n* или *p-n-p*) определяется по варианту принципиальной схемы, приведенной в таблице 3.2, а его тип – по таблице 1.1. Для определения варианта суммируются последняя и предпоследняя цифры номера зачетной книжки и последняя цифра суммы указывает номер варианта принципиальной схемы. Напряжение питания схемы также задается последней цифрой номера зачетной книжки по таблице.

В втором задании вариант принципиальной схемы тот же, что и в первом задании.

В третьем задании вариант принципиальной схемы первого блока определяется последней цифрой суммы двух последних цифр номера зачетной книжки, а второго блока – последней цифрой номера зачетной книжки. Типы транзисторов и напряжение питания такие же, как в первом задании.

Выполненная и представленная к защите контрольная работа должна содержать:

- эквивалентную схему математической модели Эберса – Молла в соответствии с заданным типом транзистора;
- расчет параметров модели Эберса – Молла;
- принципиальную схему блока 2 и расчет статического режима работы транзистора;
- расчет параметров модели Джиаклетто;
- принципиальную схему усилителя, математическую модель которого необходимо составить;
- эквивалентные схемы усилителя по постоянному и переменному току;
- математические модели усилителя по постоянному и переменному току;
- принципиальную схему устройства, подлежащего моделированию;
- результаты моделирования статического режима, АЧХ и переходных характеристик;
- анализ статического режима, АЧХ и переходных характеристик.

Записка выполняется на листах формата А4. Все листы записки должны иметь сквозную нумерацию. Номер листа пишется в правом верхнем углу. На

титальном листе номер не ставится. Оформление пояснительной записки должно соответствовать стандартам БГУИР.

Контрольное задание 1

В первом задании необходимо определить параметры нелинейной модели Эберса – Молла и линейной модели Джаколетто.

Расчет параметров модели Джаколетто может быть проведен исходя из режима работы транзистора по постоянному току. Рабочая точка транзистора определяется для схемы, представленной в таблице 3.2.

Напряжение питания схемы определяется по таблице 1.2.

Таблица 1.1 – Типы используемых транзисторов

Номер варианта	0	1	2	3	4
Транзистор <i>n-p-n</i>	КТ315А	КТ315В	КТ340В	КТ316А	КТ340А
Транзистор <i>p-n-p</i>	КТ361А	КТ361В	КТ342А	КТ363А	КТ363Б

Продолжение таблицы 1.1

Номер варианта	5	6	7	8	9
Транзистор <i>n-p-n</i>	КТ316Б	КТ340Б	КТ3142А	КТ306А	КТ312А
Транзистор <i>p-n-p</i>	КТ363Б	КТ363А	КТ347В	КТ345Б	КТ347А

Таблица 1.2 – Напряжение питания схемы

Номер варианта	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Напряжение, В	12	14	16	18	20	22	24	25	15	10

1.1 Методика определения параметров нелинейной модели биполярного транзистора Эберса – Молла.

Эквивалентная схема нелинейной модели биполярного транзистора Эберса – Молла изображена на рисунке 1.1.

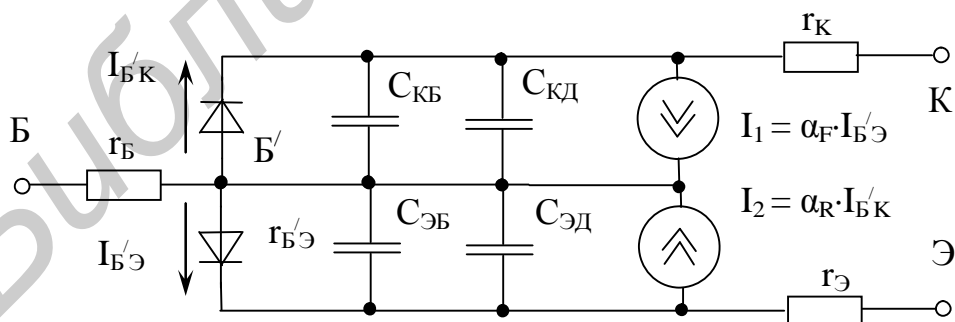


Рисунок 1.1 – Эквивалентная схема нелинейной модели биполярного транзистора Эберса – Молла

Исходными данными для расчета параметров модели являются: статические коэффициенты передачи тока в схеме с общим эмиттером $h_{21Э\text{ мин}}$ и $h_{21Э\text{ макс}}$, модуль коэффициента передачи тока $|h_{21Э}|$ на высокой частоте, постоянная времени

цепи обратной связи на высокой частоте τ_K , напряжение насыщения $U_{KЭН}$, время рассасывания $t_{рас}$, емкость эмиттерного перехода $C_Э$, емкость коллекторного перехода C_K , а также условия измерения этих параметров. Кроме того, необходимы входные и выходные характеристики транзистора $I_B = f(U_{БЭ})$ и $I_K = f(U_{КЭ})$ (рисунок 1.2, а, б).

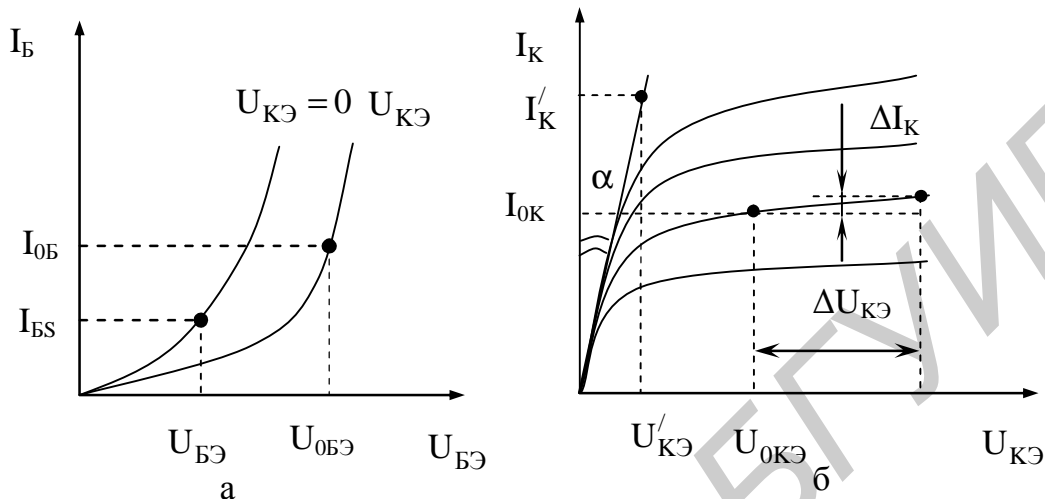


Рисунок 1.2 – Входная(а) и выходная (б) характеристики транзистора

В результате расчета требуется определить прямой α_F и инверсный α_R коэффициенты передачи по току в схеме с общей базой, ток насыщения I_B , омические сопротивления базы r_B , эмиттера $r_Э$ и коллектора r_K , прямое t_F и инверсное t_F время пролета носителей через базу, барьерную емкость эмиттерного $C_{ЭБ}$ и коллекторного $C_{КБ}$ переходов при нулевых смещениях на переходах.

Указанные параметры определяются в следующей последовательности.

Вычисляется среднегеометрическое значение статического коэффициента передачи тока в схеме с ОЭ:

$$h_{21Э} = \sqrt{h_{21Э \text{ мин}} \cdot h_{21Э \text{ макс}}} \quad (1.1)$$

Определяется значение α_F :

$$\alpha_F = h_{21Э} / (1 + h_{21Э}) \quad (1.2)$$

По выходным характеристикам транзистора (см. рисунок 1.2) определяется омическое сопротивление коллектора:

$$r_K = tg \alpha = U'_{КЭ} / I'_K \quad (1.3)$$

Вычисляется инверсный коэффициент передачи:

$$\alpha_R = \frac{1 + (I_{КН} / I_B)}{e^{(U_{КЭН} - I_{КН} \cdot r_K) / \varphi_T} \cdot [1 - (I_{КН} / I_B) \cdot (1 - \alpha_F) / \alpha_F] + (I_{КН} / I_B)}, \quad (1.4)$$

где $I_{КН}$, I_B – токи, при которых измеряется $U_{КЭН}$;

φ_T – температурный потенциал.

При $T = 293K$ $\varphi_T \approx 0,026$ В.

Определяются значения барьерных емкостей при нулевых смещениях:

$$C_{K0} = C_K \left(1 - \frac{U_K}{\Phi_K}\right)^{m_K}, \quad C_{Э0} = C_Э \left(1 - \frac{U_Э}{\Phi_K}\right)^{m_Э}, \quad (1.5)$$

где U_K и $U_Э$ – напряжения на коллекторном и эмиттерном переходах, при которых производились измерения емкостей C_K и $C_Э$ (находятся по справочникам);

m_K и $m_Э$ – коэффициенты, характеризующие крутизну вольт-фарадных характеристик переходов ($m \approx 0,33$ для транзисторов, изготовленных по диффузионной технологии, и $m \approx 0,5$ для транзисторов, изготовленных по сплавной технологии);

Φ_K – контактная разность потенциалов, для кремния равная 0,8...1,0 В.

Граничная частота усиления в схеме с ОЭ равна

$$f_T = |h_{21Э}| \cdot f_{изм}, \quad (1.6)$$

где $f_{изм}$ – частота, на которой произведено измерение $|h_{21Э}|$.

Вычисляется среднее время полета в прямом включении t_F :

$$\tau_F = \frac{1}{2\pi f_T} - \frac{\Phi_T}{I_{K_h}} (C_{Э_h} + C_{K_h}) - r_K C_{K_h}, \quad (1.7)$$

где I_{K_h} – ток коллектора,

$C_{Э_h}$ и C_{K_h} – емкости эмиттерного и коллекторного переходов при измерении $|h_{21Э}|$.

Для определения $C_{Э_h}$ находят ток базы транзистора, соответствующий режиму измерения $|h_{21Э}|$:

$$I_{Б_h} = \frac{I_{K_h}}{h_{21Э}} \quad (1.8)$$

По входной характеристике находят напряжение $U_{Э_h}$, которое соответствует заданной величине $I_{Б_h}$. Значения $C_{Э_h}$ и C_{K_h} вычисляются по формулам:

$$C_{Э_h} = \frac{C_{Э0}}{\left(1 - \frac{U_{Э_h}}{\Phi_K}\right)^{m_Э}}, \quad C_{K_h} = \frac{C_{K0}}{\left(1 - \frac{U_{K_h}}{\Phi_K}\right)^{m_K}}, \quad (1.9)$$

где U_{K_h} – напряжение коллектор – база, при котором измерялась величина $|h_{21Э}|$. При этом необходимо учесть, что $U_{Э_h} > 0$, а $U_{K_h} < 0$.

Постоянная времени рассасывания $\tau_{рас}$ вычисляется через время рассасывания $t_{рас}$:

$$\tau_{\text{рас}} = \frac{t_{\text{рас}}}{\ln \frac{|I_{\text{Б1}}| + |I_{\text{Б2}}|}{|I_{\text{К}}/h_{21Э}| + |I_{\text{Б2}}|}}, \quad (1.10)$$

где $I_{\text{К}}, I_{\text{Б1}}, I_{\text{Б2}}$ – режимы измерения $t_{\text{рас}}$, определяемые по справочникам. Если ток рассасывания $I_{\text{Б2}}$ в справочнике не указан, его можно принять $I_{\text{Б2}} = I_{\text{Б1}}$.

Определяется среднее время пролета в инверсном включении τ_{R} из следующего соотношения:

$$\tau_{\text{R}} = \left[(1/\alpha_{\text{R}}) - \alpha_{\text{F}} \right] \cdot \tau_{\text{рас}} - (\alpha_{\text{F}}/\alpha_{\text{R}}) \cdot \tau_{\text{F}}. \quad (1.11)$$

Вычисляется объемное сопротивление базы $r_{\text{Б}}$:

$$r_{\text{Б}} = \frac{\tau_{\text{К}}}{C_{\text{К}}}, \quad (1.12)$$

где $C_{\text{К}}$ – емкость коллекторного перехода, соответствующая режиму измерения $\tau_{\text{К}}$ (определяется по формуле, аналогичной (1.9)).

По справочным данным определить $r_{\text{Э}}$ не представляется возможным, поэтому для транзисторов малой мощности можно принять $r_{\text{Э}} = 1$ Ом, а средней и большой мощности – $r_{\text{Э}} = 0$.

Для определения теплового тока насыщения I_{S} задаемся величиной базового тока $I_{\text{Бs}} < 1$ мА. По входной характеристике $I_{\text{Б}} = f(U_{\text{БЭ}})$ при $U_{\text{КЭ}} = 0$ (см. рисунок 1.2) находим значение $U_{\text{БЭ}}$, соответствующее выбранному току, и вычисляем I_{S} по формуле

$$I_{\text{S}} = \frac{I_{\text{Бs}} \cdot h_{21Э}}{\alpha_{\text{F}}} \cdot \exp\left(-\frac{U_{\text{БЭs}} - I_{\text{Бs}} \cdot r_{\text{Б}}}{\Phi_{\text{T}}}\right) \approx \frac{I_{\text{Бs}} \cdot h_{21Э}}{\alpha_{\text{F}}} \cdot \exp\left(-\frac{U_{\text{БЭs}}}{\Phi_{\text{T}}}\right). \quad (1.13)$$

1.2 Методика определения параметров линейной модели биполярного транзистора Джиаколетто.

Предположим, что принципиальная схема усилителя имеет вид, представленный на рисунке 1.3.

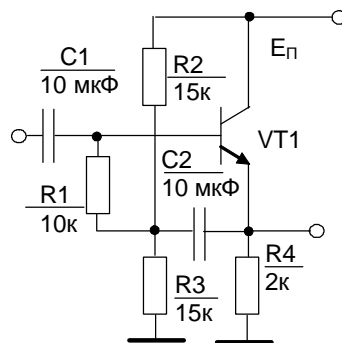


Рисунок 1.3 – Принципиальная схема усилительного каскада

Расчет схемы по постоянному току проводится в следующем порядке.

Рассчитать ток делителя в базовых цепях транзисторов:

$$I_{\text{Д}} = \frac{E_{\text{П}}}{\Sigma R}. \quad (1.14)$$

Здесь ΣR – сумма сопротивлений последовательно включенных резисторов в базовой цепи.

Определить потенциалы баз транзисторов по формуле

$$U_{\text{ОБ}} = I_{\text{Д}} \cdot R_{\text{Б2}}, \quad (1.15)$$

где $R_{\text{Б2}}$ – суммарное сопротивление резисторов, включенных между базой и общим проводом.

Найти потенциалы эмиттеров транзисторов по формуле

$$U_{\text{ОЭ}} = U_{\text{ОБ}} - U_{\text{ОБЭ}}. \quad (1.16)$$

Напряжение $U_{\text{ОБЭ}}$ выбирается в интервале 0,5...0,7 В для кремниевых транзисторов и 0,3...0,4 В для германиевых транзисторов.

Рассчитать ток в резисторе, подключенном к эмиттеру транзистора:

$$I_{R_{\text{Э}}} = \frac{U_{\text{ОЭ}}}{R_{\text{Э}}}, \quad (1.17)$$

где $R_{\text{Э}}$ – сопротивление в цепи эмиттера.

Рассчитать ток коллектора в рабочей точке:

$$I_{\text{ОК}} = I_{R_{\text{Э}}} \frac{h_{21\text{Э}}}{1 + h_{21\text{Э}}}. \quad (1.18)$$

Определить напряжение на коллекторе в рабочей точке:

$$U_{\text{ОК}} = E_{\text{П}} - I_{\text{ОК}} \cdot R_{\text{К}} \quad (1.19)$$

и напряжение коллектор – эмиттер:

$$U_{\text{ОКЭ}} = U_{\text{ОК}} - U_{\text{ОЭ}}. \quad (1.20)$$

Напряжение на коллекторном переходе равно

$$U_{\text{ОБК}} = U_{\text{ОБ}} - U_{\text{ОК}}. \quad (1.21)$$

В нашем случае

$$I_{\text{Д}} = \frac{E_{\text{П}}}{\Sigma R} = \frac{E_{\text{П}}}{R_2 + R_3} = \frac{15}{15 \cdot 10^3 + 15 \cdot 10^3} = 0,5 \text{ мА}.$$

Через резистор R_1 протекает базовый ток, имеющий небольшое значение, поэтому падением напряжения здесь можно пренебречь и потенциал базы определить по приближенной формуле

$$U_{\text{ОБ}} \approx I_{\text{Д}} \cdot R_3 = 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 15 \cdot 10^3 = 7,5 \text{ В}.$$

Потенциал эмиттера транзистора равен

$$U_{\text{ОЭ}} = U_{\text{ОБ}} - U_{\text{ОБЭ}} = 7,5 - 0,6 = 6,9 \text{ В},$$

где $U_{\text{ОБЭ}} = 0,6 \text{ В}$ – принятое значение падения напряжения на переходе база – эмиттер.

Постоянный ток эмиттера равен току в резисторе R_4

$$I_{\text{Э}} = \frac{U_{\text{ОЭ}}}{R_4} = \frac{6,9}{2 \cdot 10^3} = 3,45 \text{ мА}.$$

Ток коллектора в рабочей точке

$$I_{0К} = I_{\text{Э}} \frac{h_{21\text{Э}}}{1 + h_{21\text{Э}}} = 3,45 \frac{60}{1 + 60} = 3,4 \text{ мА},$$

где $h_{21\text{Э}} = \sqrt{h_{21\text{Э}}_{\text{мин}} \cdot h_{21\text{Э}}_{\text{макс}}}$ – коэффициент передачи по току транзистора.

Напряжение коллектор – эмиттер равно

$$U_{0КЭ} = E - U_{0\text{Э}} = 15 - 6,9 = 8,1 \text{ В},$$

а напряжение база – коллектор –

$$U_{0БК} = U_{0\text{Б}} - E = 7,5 - 15 = -7,5 \text{ В}.$$

1.3 Линейная модель биполярного транзистора Джиаколетто

Эквивалентная схема линейной (малосигнальной) модели типа *n-p-n* Джиаколетто в активном режиме изображена на рисунке 1.4.

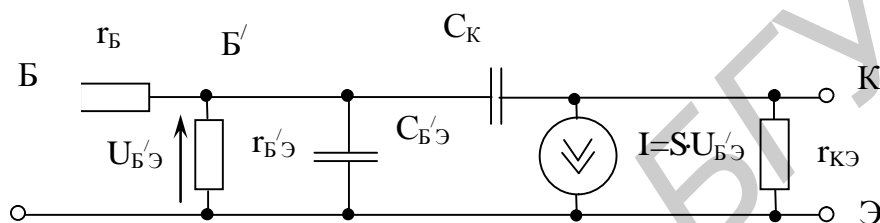


Рисунок 1.4 – Эквивалентная схема линейной модели биполярного транзистора Джиаколетто

Исходные данные для расчета те же, что и для модели Эберса – Молла. В результате расчета требуется определить: дифференциальное сопротивление перехода база – эмиттер $r_{\text{Б'Э}}$, крутизну S управляемого источника I , омическое сопротивление базы $r_{\text{Б}}$ и коллектора $r_{\text{К}}$, дифференциальное сопротивление коллектор – эмиттер $r_{\text{КЭ}}$, а также емкости переходов коллектор – база $C_{\text{К}}$ и база – эмиттер $C_{\text{Б'Э}}$.

Параметры элементов модели Джиаколетто определяются исходя из справочных данных и режима транзистора по постоянному току.

Определяется дифференциальное сопротивление эмиттера $r_{\text{Э}}$:

$$r_{\text{Э}} = \frac{m\phi_T}{I_{0К}}, \quad (1.22)$$

где $\phi_T = kT/q$ – температурный потенциал;

k – постоянная Больцмана;

T – температура переходов транзистора в кельвинах;

q – заряд электрона;

m – поправочный коэффициент, зависящий от технологии изготовления транзистора;

$I_{0К}$ – ток коллектора в рабочей точке.

При комнатной температуре $T \approx 293 \text{ К}$ и $\phi_T \approx 0,026 \text{ В}$.

Коэффициент $m \approx 1,3$ для транзисторов, изготовленных по диффузионной технологии, и $m \approx 1$ для транзисторов, изготовленных по сплавной технологии.

Крутизна управления S определяется по формуле

$$S = \frac{1}{r_{\text{Э}}}. \quad (1.23)$$

Дифференциальное сопротивление перехода база – эмиттер $r_{\text{БЭ}}$ равно

$$r_{\text{БЭ}} = r_{\text{Э}}(h_{21\text{Э}} + 1), \quad (1.24)$$

где $h_{21\text{Э}}$ – коэффициент передачи по току в схеме с общим эмиттером (формула (1.1)).

Емкость коллекторного перехода определяется по формуле (1.9). Напряжение на переходе определяется из статического режима транзистора.

Емкость эмиттерного перехода $C_{\text{БЭ}}$ определяется через предельную частоту усиления $f_{\text{пред}}$ транзистора:

$$C_{\text{БЭ}} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{\text{пред}} \cdot r_{\text{БЭ}}}. \quad (1.25)$$

В справочниках приводится частота $f_{\text{пред}}$ или частота единичного усиления f_1 , которые связаны соотношением

$$f_{\text{пред}} = \frac{f_1}{h_{21\text{Э}}}. \quad (1.26)$$

Сопротивление коллектор – эмиттер $r_{\text{КЭ}}$ транзистора определяется по выходным характеристикам (см. рисунок 1.2, б):

$$r_{\text{КЭ}} = \frac{\Delta U_{\text{КЭ}}}{\Delta I_{\text{К}}}. \quad (1.27)$$

Если выходных характеристик нет, то сопротивление $r_{\text{КЭ}}$ можно определить через напряжение Эрли $U_{\text{Эрли}}$:

$$r_{\text{КЭ}} = \frac{U_{\text{Эрли}}}{I_{0\text{К}}}. \quad (1.28)$$

Напряжение Эрли для транзисторов типа $p-n-p$ составляет 40–150 В, а для транзисторов типа $n-p-n$ – 80–200 В.

Объемное сопротивление базы $r_{\text{Б}}$ определяется по формуле (1.12).

Контрольное задание 2

Во втором задании необходимо составить математическую модель усиленного каскада.

Вариант каскада, напряжение питания и тип транзистора те же, что и в контрольном задании 1.

2.1 Представление элементов схемы в базисе узловых потенциалов

Для включения элемента в модель схемы в базисе узловых потенциалов необходимо, чтобы его уравнение имело вид

$$i = f(u). \quad (2.1)$$

Однако многие элементы схем описываются уравнениями, отличными от вида $i=f(u)$. Такие элементы считаются неудобными для составления модели схем в базисе узловых потенциалов. К ним относятся идеальные источники тока и напряжения I и E , а также управляемые источники видов $i=f(i)$, $u=f(i)$, $u=f(u)$. Для неудобных элементов существует ряд приемов, позволяющих представить их уравнения в виде $i=f(u)$. Наиболее простым и универсальным является включение в ветвь с неудобным элементом дополнительных элементов – последовательных малых сопротивлений или параллельных малых проводимостей.

При формировании матрицы Y схемы проводимость $y = di/du$ каждого двухполюсника $i=f(u)$, включенного между узлами p и j , должна записываться в качестве слагаемых на четырех позициях матрицы Y : со знаком «+» на диагональных позициях pp , jj в составе собственных узловых проводимостей Y_{pp} , Y_{jj} и со знаком «-» на позициях pj , jp , расположенных симметрично относительно диагонали, в составе взаимных узловых проводимостей и Y_{pj} , Y_{jp} :

$$Y_{\ominus} = \begin{matrix} & p & j \\ \begin{matrix} p \\ j \end{matrix} & \begin{vmatrix} +Y & -Y \\ -Y & +Y \end{vmatrix} \end{matrix}. \quad (2.2)$$

Заметим, что если один из узлов двухполюсника – опорный («общий»), то проводимость y двухполюсника учитывается лишь в одном элементе матрицы Y – в собственной проводимости Y_{rr} , где r – незаземленный узел двухполюсника.

Как известно из теории цепей, для управляемого источника вида $i_2=f(u_1)$ матрица узловых проводимостей имеет вид

$$Y_{\ominus} = \begin{matrix} & m & n \\ \begin{matrix} p \\ q \end{matrix} & \begin{vmatrix} +S & -S \\ -S & +S \end{vmatrix} \end{matrix}, \quad (2.3)$$

где p и q – номера узлов управляемой ветви;

m и n – номера узлов управляющей ветви, причем m и p – начальные, а n и q – конечные узлы;

$S=di_2/du_1$ – крутизна источника. Как видим, на пересечении однонаправленных номеров узлов (оба начальные или оба конечные) крутизна записывается со знаком «+», а на пересечении разнонаправленных – со знаком «-». Это же правило действует и при составлении матриц других управляемых источников.

Рассмотрим примеры составления математических моделей усилителя переменного тока, принципиальная электрическая схема которого изображена на рисунке 2.1.

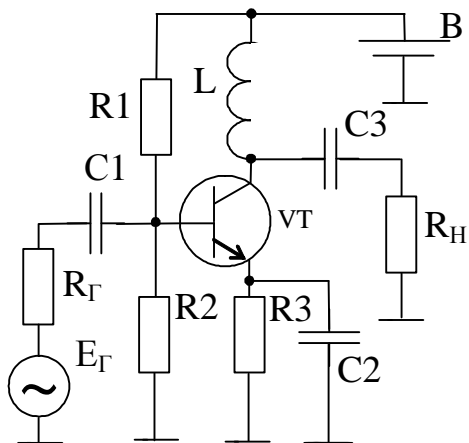


Рисунок 2.1 – Принципиальная электрическая схема усилителя переменного напряжения

Для анализа статического режима (т.е. режима по постоянному току при значении входного переменного напряжения, равном нулю, $U_{вх}=0$) электрическая схема усилителя упрощается за счет исключения реактивных элементов: катушки индуктивности заменяются короткозамыкающими перемычками, а конденсаторы разрывами электрических цепей.

Источник питания В заменяется его эквивалентной схемой, состоящей из источника ЭДС $E_{п}$ и резистора $R_{п}$, моделирующего внутреннее сопротивление источника питания В (рисунок 2.2).

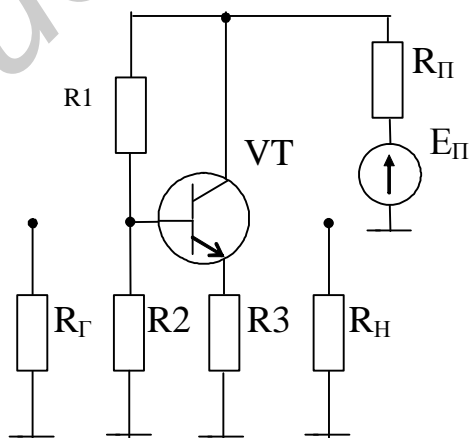


Рисунок 2.2 – Эквивалентная схема усилителя по постоянному току

Далее транзистор VT заменяется его эквивалентной схемой, а источник питающего напряжения преобразуется в эквивалентный источник тока $I_{п}$ (рисунок 2.3).

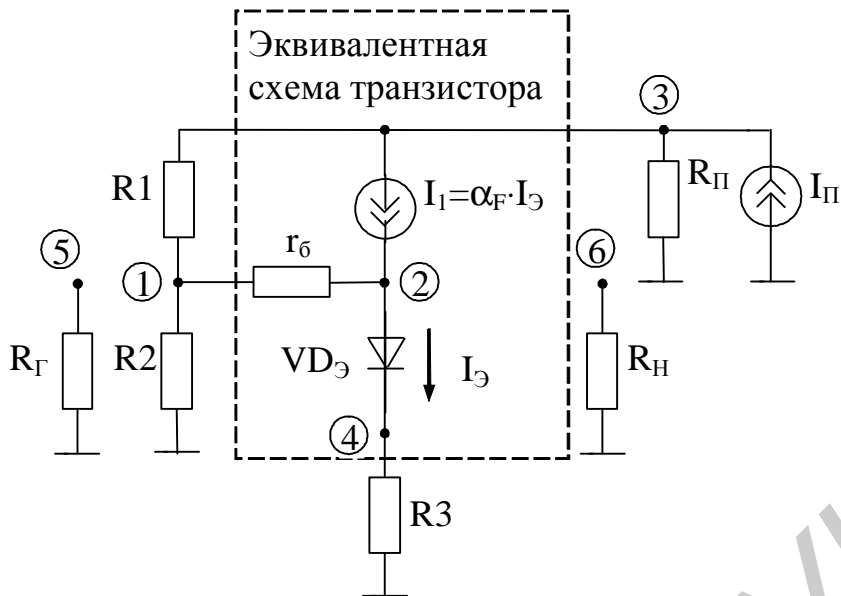


Рисунок 2.3 – Эквивалентная схема математической модели усилителя

Здесь используется упрощенная модель биполярного транзистора Эберса – Молла для активного режима.

Размерность матрицы узловых проводимостей математической модели схемы для постоянного тока определяется числом узлов схемы (см. рисунок 2.3) ($N=6$). С целью упрощения математической модели размерность матрицы можно сократить до $N = 4$, так как потенциалы узлов 5 и 6 равны $U_5 = U_6 = 0$ (см. рисунок 2.3).

Начальные (н) и конечные (к) узлы подключения управляющего напряжения и управляемого источника тока определяются в соответствии с рисунком 2.4.

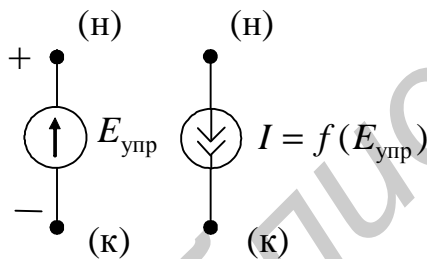


Рисунок 2.4 – Источник тока, управляемый напряжением

Управляющим напряжением для управляемого источника тока I_1 является напряжение между внутренней базой и эмиттером $U_{БЭ}$ (разность потенциалов между узлами 2 и 4 (см. рисунок 2.3)), причем начальным узлом является узел 2, как имеющий больший потенциал, а начальным узлом управляемого источника тока I_1 – узел 3.

Значение крутизны S_1 управляемого источника тока записывается в четырех ячейках матрицы узловых проводимостей, находящихся на пересечении столбцов 2, 4 и строк 2, 3, причем знак «+» записывается на пересечении строк и столбцов, номера которых соответствуют начальным (столбец 2 – строка 3) и конечным (столбец 4 – строка 2) узлам. На остальных пересечениях значение крутизны S_1 берется с знаком «-».

$$\begin{array}{c|cccc}
 & 1 & 2 & 3 & 4 \\
 \hline
 1 & & & & 0 \\
 2 & & -S_1 + G_3 & & +S_1 - G_3 \\
 3 & & +S_1 & & -S_1 \\
 4 & & -G_3 & & +G_3 \\
 \hline
 \end{array} \cdot \quad (2.4)$$

Проводимость эмиттерного перехода $G_{\text{Э}}$ записывается на пересечении строк и столбцов 2, 4, причем на пересечении строк и столбцов с одинаковыми номерами проводимость берется с знаком «+», а в других случаях – со знаком «-».

Аналогично записываются в матрицу проводимости всех остальных элементов.

Ток $I_{\text{Э}}$ через эмиттерный переход связан с напряжением на нем соотношением

$$I_{\text{Э}} = I_{S_{\text{Э}}} \left[\exp\left(\frac{U_{\text{БЭ}}}{m_{\text{Э}}\Phi_T}\right) - 1 \right]. \quad (2.5)$$

Отсюда проводимость $G_{\text{Э}}$ эмиттерного перехода равна

$$G_{\text{Э}} = \frac{\partial I_{\text{Э}}}{\partial U_{\text{БЭ}}} = \frac{I_{S_{\text{Э}}}}{m_{\text{Э}}\Phi_T} \exp\left(\frac{U_{\text{БЭ}}}{m_{\text{Э}}\Phi_T}\right), \quad (2.6)$$

а крутизна S_1 управляемого источника I_1

$$S_1 = \frac{\partial I_1}{\partial U_{\text{БЭ}}} = \frac{\partial(\alpha_F I_{\text{Э}})}{\partial U_{\text{БЭ}}} = I_{\text{Э}} \frac{\partial \alpha_F}{\partial U_{\text{БЭ}}} + \alpha_F \frac{\partial I_{\text{Э}}}{\partial U_{\text{БЭ}}} = I_{\text{Э}} \frac{\partial \alpha_F}{\partial U_{\text{БЭ}}} + \alpha_F G_{\text{Э}}. \quad (2.7)$$

Вектор независимых источников тока определяется источниками питания, действующими в схеме. В нашем случае значение тока равно $I_{\text{П}} = E_{\text{П}}/R_{\text{П}}$ и в вектор оно записывается в строке 3 (источник питания подключен между 3 и 0 узлами) со знаком «+», поскольку ток от источника питания в узел 3 втекает. Если бы ток из узла вытекал в источник питания, то его значение в вектор независимых источников тока записалось бы со знаком «-».

Таким образом, математическая модель схемы, приведенной на рисунке 2.3, принимает вид

$$\begin{array}{c|cccc} & 1 & 2 & 3 & 4 \\ \hline 1 & \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{r_{\text{Б}}} & -\frac{1}{r_{\text{Б}}} & -\frac{1}{R_1} & 0 \\ \hline 2 & -\frac{1}{r_{\text{Б}}} & \frac{1}{r_{\text{Б}}} - S_1 + G_{\text{Э}} & 0 & S_1 - G_{\text{Э}} \\ \hline 3 & -\frac{1}{R_1} & S_1 + \frac{1}{R_1} & \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{\text{П}}} & -S_1 \\ \hline 4 & 0 & -G_{\text{Э}} & 0 & \frac{1}{R_4} + G_{\text{Э}} \end{array} \cdot \begin{array}{c} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{array} = \begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ \frac{E_{\text{П}}}{R_{\text{П}}} \\ 0 \end{array}. \quad (2.8)$$

Эквивалентная схема усилителя по переменному току для линейного (малосигнального) режима изображена на рисунке 2.5. Она получается из исходной схемы (рисунок 2.1) при замене источника питания короткозамыкаю-

щей перемычкой, поскольку для переменного тока выводы источника постоянного напряжения эквипотенциальны.

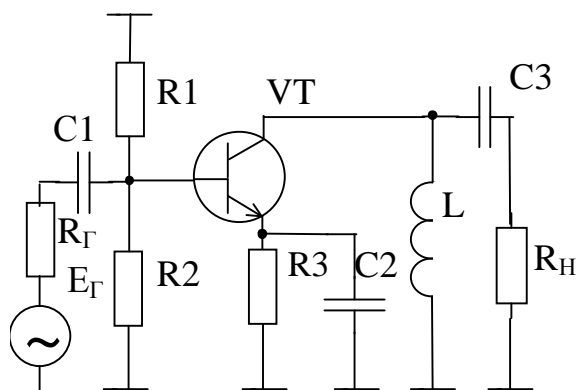


Рисунок 2.5 – Эквивалентная схема усилителя (см. рисунок 2.1) по переменному току

Далее, как и в случае статического режима, транзистор заменяется его эквивалентной схемой (рисунок 2.6). Здесь использована малосигнальная модель транзистора Джаколетто. В этой модели источником управляющего напряжения для управляемого источника тока I является падение напряжения на сопротивлении $r_{БЭ}$, создаваемое источником переменного сигнала. Правила записи элементов в матрицу узловых проводимостей и вектор независимых источников точно такие же, как и в случае составления математической модели для статического режима.

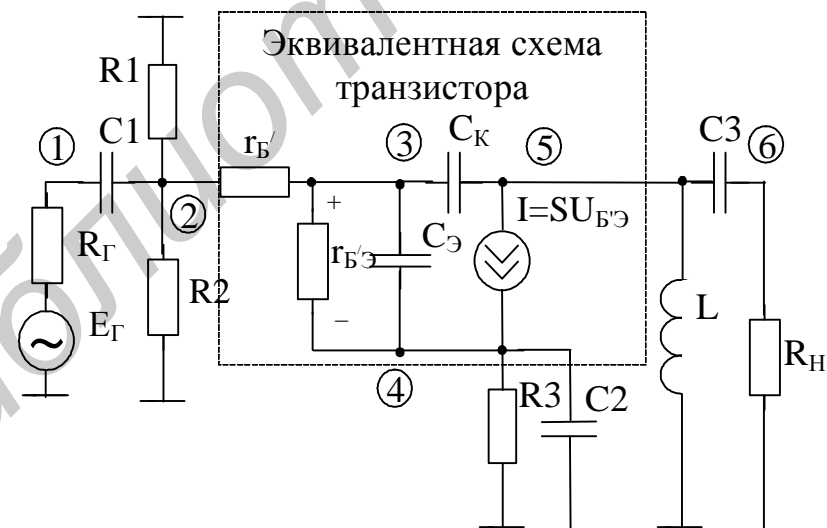


Рисунок 2.6 – Эквивалентная схема математической модели усилителя (см. рисунок 2.1) по переменному току

Математическая модель схемы по переменному току для малосигнального режима имеет вид

$j\omega C_1 + \frac{1}{R_\Gamma}$	$-j\omega C_1$	0	0	0	0	U_1	I_Γ
$-j\omega C_1$	$j\omega C_1 + j\omega C_3 + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r'_B}$	$-\frac{1}{r'_B}$	0	0	0	U_2	0
0	$-\frac{1}{r'_B}$	$\frac{1}{r'_B} + \frac{1}{r'_{БЭ}} + j\omega C_3 + j\omega C_K$	$-\frac{1}{r'_{БЭ}} - j\omega C_3$	$-j\omega C_K$	0	U_3	0
0	0	$\frac{1}{r'_{БЭ}} - j\omega C_3 - S$	$\frac{1}{r'_{БЭ}} + \frac{1}{R_3} + S + j\omega C_2 + j\omega C_3$	0	0	U_4	0
0	0	$-j\omega C_K + S$	$-S$	$j\omega C_K + j\omega C_3 + \frac{1}{j\omega L}$	$-j\omega C_3$	U_5	0
0	0	0	0	$-j\omega C_3$	$\frac{1}{R_H} + j\omega C_3$	U_6	0

Параметры модели транзистора, записываемые в матрицу узловых проводимостей, определяются по результатам расчета статического режима транзистора. Ток источника сигнала определяется по формуле $I_\Gamma = E_\Gamma / R_\Gamma$.

Контрольное задание 3

3.1 Определение принципиальной схемы моделируемого устройства

На рисунке 3.1 представлена структурная схема моделируемого устройства для всех вариантов.

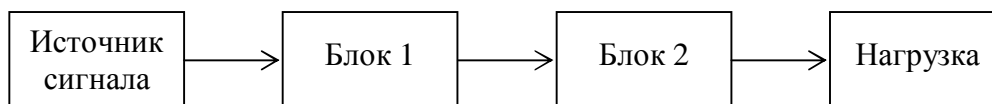


Рисунок 3.1– Структурная схема моделируемого устройства


Принципиальная схема блока 1 определяется по таблице 3.1, блока 2 – по таблице 3.2.

Изобразить полную принципиальную схему моделируемого устройства, подключив к ней источник сигнала и нагрузку.

Источник сигнала представляет источник переменной ЭДС с амплитудой $E_{Г} = 1$ мВ, частотой $f = 10$ кГц и внутренним сопротивлением $R_{Г} = 1$ кОм. Нагрузка состоит из параллельно включенных резистора $R_{н} = 1$ кОм и конденсатора $C_{н} = 100$ пФ. Нагрузка подключается к выходу усилителя через разделительный конденсатор $C_{р} = 10$ мкФ. Указать на схеме позиционные обозначения всех элементов и их номинальные значения, например $\frac{R1}{10 \text{ К}}$, $\frac{C3}{5 \text{ мкФ}}$.

3.2 Моделирование параметров устройства

Промоделировать амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) устройства с помощью программы MICROCAP. Вначале установить диапазон частот 1 Гц – 100 МГц. Затем установить такой частотный диапазон, чтобы разница между максимальным и минимальным значением АЧХ на экране монитора не превышала 20 дБ. Определить максимальный коэффициент передачи, нижнюю и верхнюю граничные частоты.

После анализа нажать клавишу F3 на клавиатуре и возвратиться в режим изображения моделируемой схемы. Нажать пиктограмму  на экране монитора. По значениям потенциалов в узлах схемы определить режим работы транзисторов по постоянному току: ток коллектора, напряжения коллектор-эмиттер и база-эмиттер.

В источнике синусоидального сигнала установить частоту $f_{с}$ вблизи нижней граничной частоты $f_{н}$, кратную 1 или 5. Например, если $f_{н}$ равна 140 Гц, то $f_{с} = 500$ Гц, а если $f_{н}$ равна 600 Гц, то $f_{с} = 1$ кГц.

Промоделировать переходную характеристику устройства и определить спектр сигнала на нагрузке. Для этого установить время анализа, равным 5–10 периодам входного сигнала. В графе X expression для первого графика установить T, а для второго – F. В графе Y expression для первого графика установить V(X), а для второго – HARM(V(X)). Здесь X – номер узла, к которому подключена нагруз-

ка. Активизировать опцию «Auto scale range». Для более детального просмотра гармонических составляющих выходного сигнала на графиках дважды нажать левую клавишу мыши, в появившемся окне выбрать HARM(V(X)) и установить значение Range High равным $5f_c$. Нажать клавишу ОК.

Изменяя амплитуду входного сигнала, установить максимальную амплитуду высших гармоник, равную приблизительно 10 % от амплитуды первой гармоники.

Рассчитать коэффициент гармоник выходного сигнала по формуле

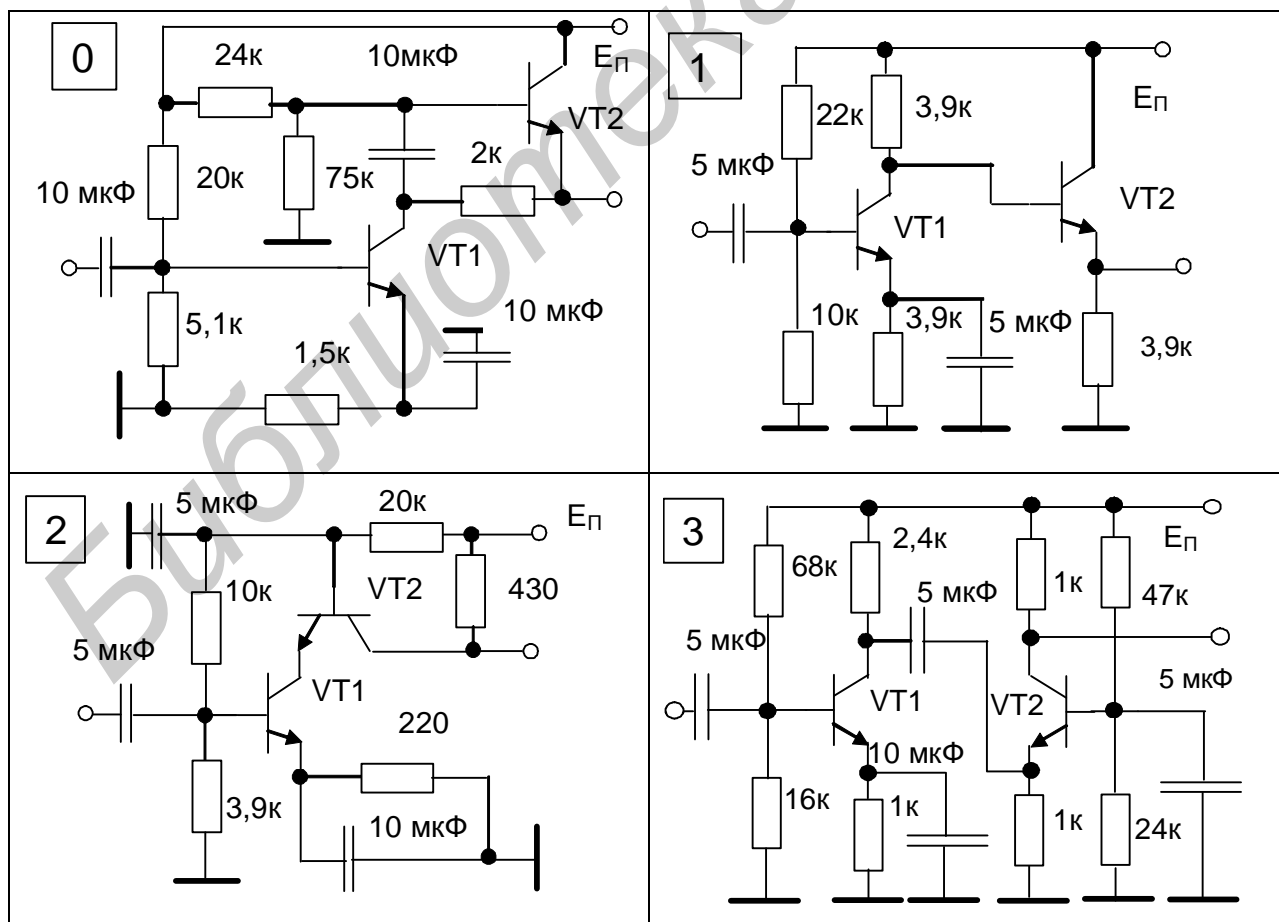
$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n U_i^2}}{U_1}.$$

Здесь U_1 и U_i – амплитуды первой и i -й гармоники соответственно.

Изменить в несколько (3–5) раз значение одного из элементов схемы (по выбору). Выбранный элемент должен изменить режим работы схемы по постоянному току. Повторить моделирование статического режима, АЧХ и переходной характеристики, причем амплитуда и частота испытательного сигнала должна быть такой же, как и в предыдущем случае. Рассчитать коэффициент гармоник выходного сигнала.

Объяснить различия в параметрах и характеристиках устройства.

Таблица 3.1 – Принципиальные схемы усилителей блока 1



Продолжение таблицы 3.1

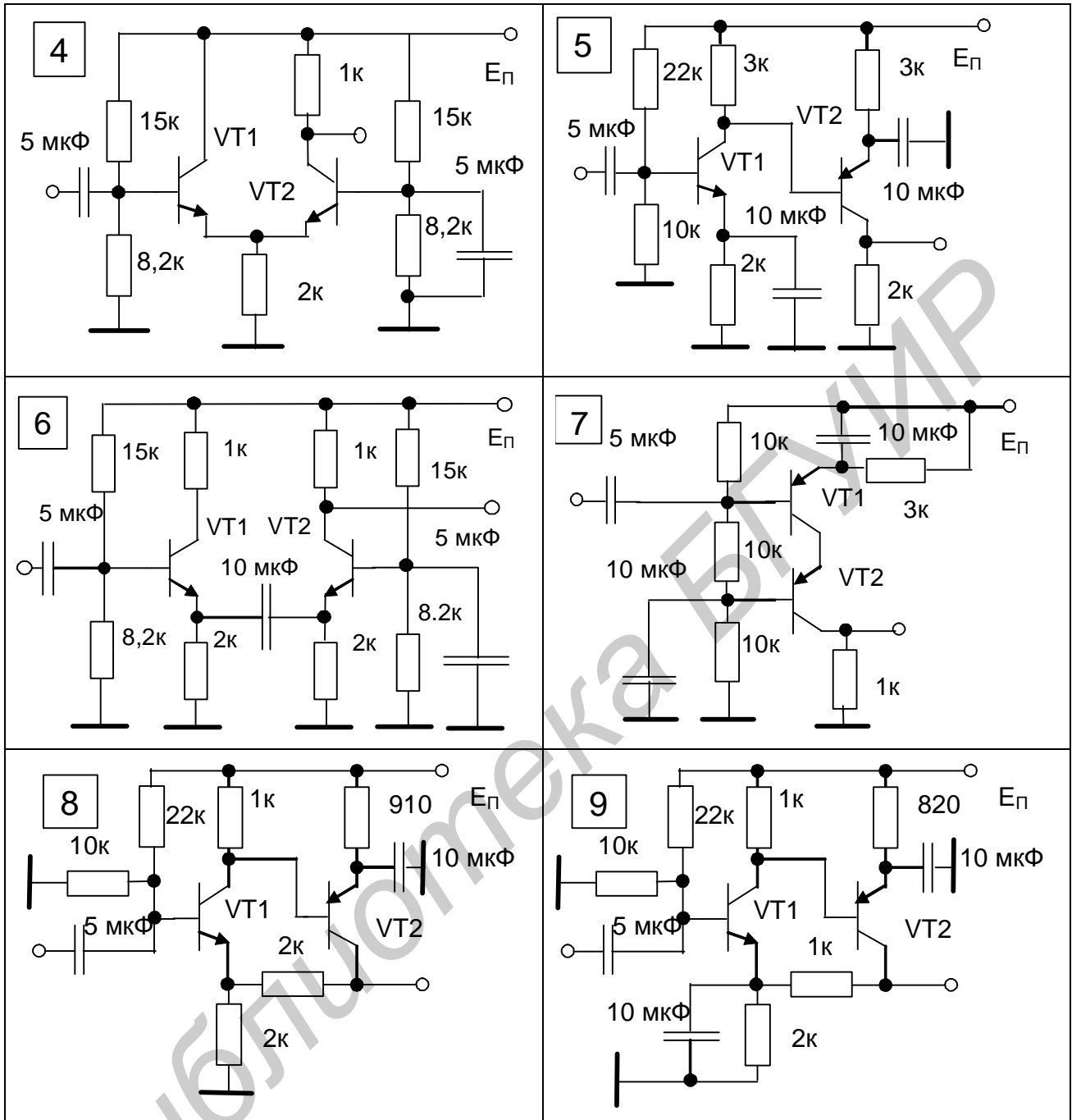
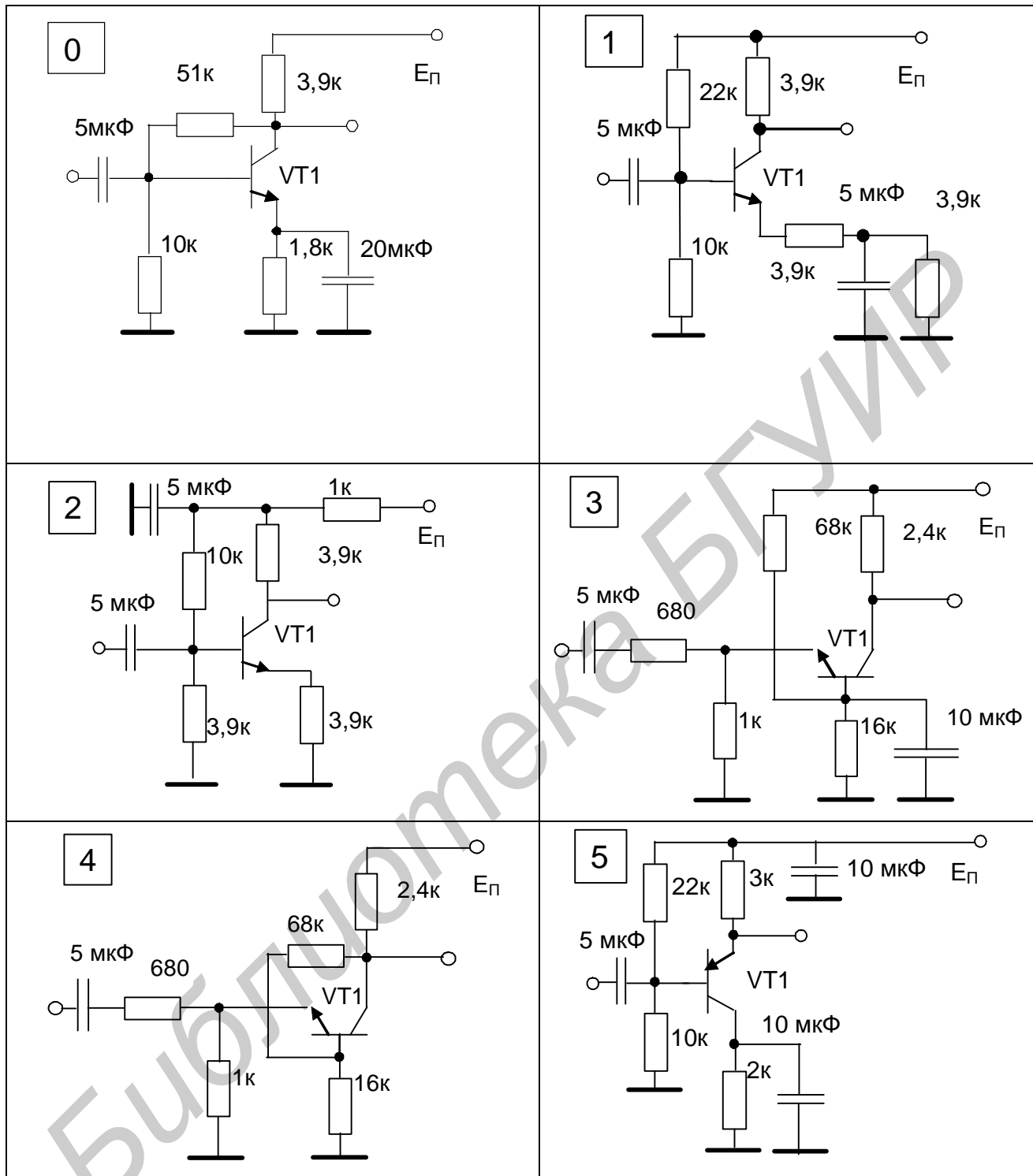
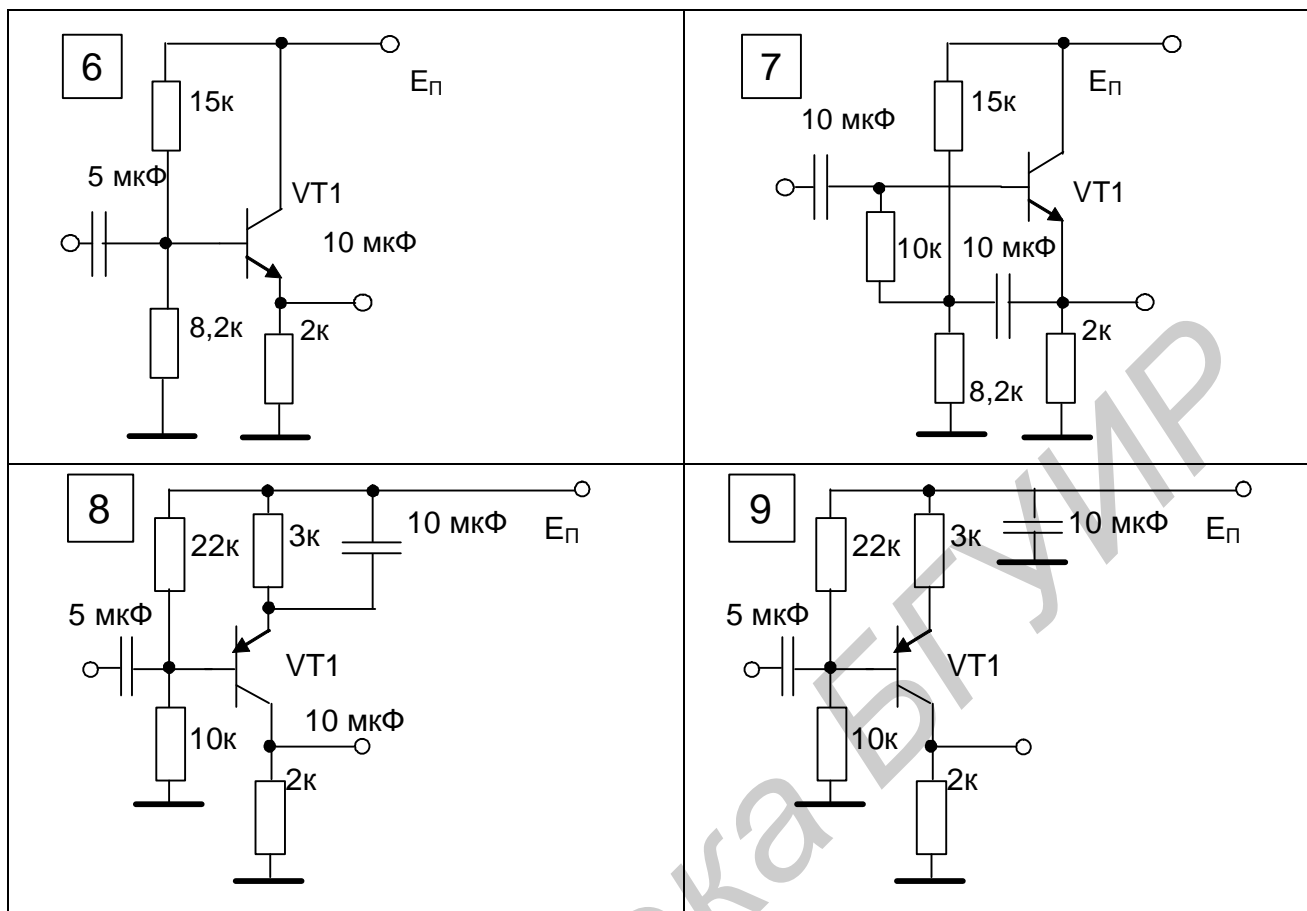


Таблица 3.2 – Принципиальные схемы усилителей блока 2



Продолжение таблицы 3.2



Литература

1. Автоматизация схемотехнического проектирования / под ред. В. М. Ильина. – М. : Радио и связь, 1987.
2. Шатило, Н. И. Основы автоматизации проектирования радиоэлектронных устройств: учеб.-метод. пособие для студ. спец. «Радиотехника» заоч. формы обуч. В 3 ч. Ч. 2. / Н. И. Шатило. – Минск : БГУИР, 1998.
3. Рыбаков, С. А. Основы компьютерного проектирования : лаб. практикум для студ. спец. «Радиотехника» / С. А Рыбаков, Н. И. Шатило. – Минск : БГУИР, 2005.
4. Амелин, М. А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap 8 / М. А. Амелин, С. А. Амелина. – М. : Горячая линия – Телеком, 2007.
5. Алексеев, О. В. Автоматизация проектирования радиоэлектронных средств / О. В. Алексеев, А. А. Головкин. – М. : Высш. шк., 2000.
6. Фидлер, Дж. К. Машинное проектирование электронных схем / Дж. К. Фидлер, К. Найтингейл. – М. : Высш. шк., 1985.

Содержание

Введение. Методические рекомендации к выполнению контрольных заданий	3
Контрольное задание 1	4
Контрольное задание 2	11
Контрольное задание 3	17
Литература	21

Библиотека БГУИР

Учебное издание

ОСНОВЫ КОМПЬЮТЕРНОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Методические указания и контрольные задания
для студентов специальности 1- 39 01 01 «Радиотехника»
заочной формы обучения

Составитель
Шатило Николай Иванович

Редактор Т. Н. Крюкова
Корректор Е. Н. Батурчик
Компьютерная верстка Е. С. Чайковская

Подписано в печать 21.12.2009.
Гарнитура «Таймс».
Уч.-изд. л. 1,5.

Формат 60x84 1/16.
Печать ризографическая.
Тираж 100 экз.

Бумага офсетная.
Усл. печ. л. 1,51.
Заказ 31.

Издатель и полиграфическое исполнение: Учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»
ЛИ №02330/0494371 от 16.03.2009. ЛП №02330/0494175 от 03.04.2009.
220013, Минск, П. Бровки, 6