

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

Национальный исследовательский университет «МЭИ»

Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова

Кафедра электроники и нанoeлектроники

Лабораторный практикум по дисциплине
«Автоматизация анализа электронных схем»
для студентов, обучающихся по направлению
11.03.04 «Электроника и нанoeлектроника»

Оглавление

Введение.....	3
Лабораторная работа № 1. Метод узловых потенциалов.....	4
Лабораторная работа № 2. Анализ электронных схем с пассивными элементами.....	18
Лабораторная работа № 3. Анализ электронных схем с активными элементами (диод). Параметрический анализ	34
Лабораторная работа № 4. Анализ электронных схем с активными элементами (биполярный транзистор)	53
Лабораторная работа № 5. Анализ электронных схем с активными элементами (МДП-транзистор).....	71
Список литературы	90

Введение

Лабораторная работа № 1. Метод узловых потенциалов

Цель работы – приобретение практических навыков расчёта электрических схем модифицированным методом узловых потенциалов, знакомство с программой схемотехнического моделирования Micro-Cap.

Теоретическое описание

Задачу анализа разветвлённых цепей можно значительно упростить, если воспользоваться специальными методами, предназначенными для расчёта сложных цепей. Одним из таких методов является метод узловых потенциалов. В методе узловых потенциалов независимыми переменными являются напряжения узлов цепи относительно выбранного базисного (опорного) узла. Эти величины называют *узловыми потенциалами*. В качестве базисного узла удобно выбирать заземлённый узел или узел, в котором сходится наибольшее число *ветвей*. Уравнения составляют только на основе первого закона Кирхгофа.

Метод узловых потенциалов является распространённым методом анализа электронных схем. Основная идея метода заключается в использовании системы уравнений на основе закона Ома в виде

$$\mathbf{G} \cdot \boldsymbol{\varphi} = \mathbf{I}, \quad (1.1)$$

где \mathbf{G} – матрица проводимостей,

$\boldsymbol{\varphi}$ – вектор потенциалов,

\mathbf{I} – вектор источников тока.

Рассмотрим пример формирования уравнений для данного метода на основе электрической схемы, представленной ниже.

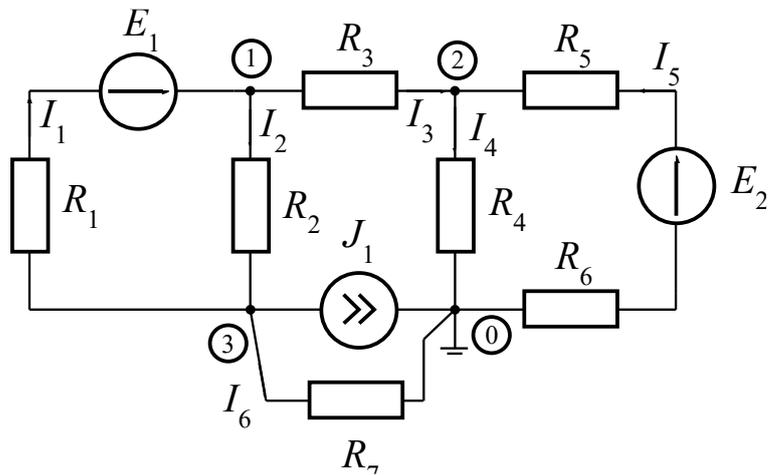


Рисунок 1.1 – Электрическая схема для примера

На схеме в кружочках обозначены узлы 1, 2 и 3. Также имеется базисный узел 0 – заземление. У каждой ветви (а их шесть) указаны токи и их направления. Запишем уравнения по первому закону Кирхгофа для всех узлов, кроме базисного.

Для узла 1:

$$I_1 = I_2 + I_3. \quad (1.2)$$

Для узла 2:

$$I_3 + I_5 = I_4. \quad (1.3)$$

Для узла 3:

$$I_2 = I_1 + I_6 + J_1. \quad (1.4)$$

Теперь выразим токи ветвей через напряжения (разность потенциалов) и проводимость ветвей.

$$\left\{ \begin{array}{l} I_1 = G_1(\varphi_3 - \varphi_1 + E_1), \\ I_2 = G_2(\varphi_1 - \varphi_3), \\ I_3 = G_3(\varphi_1 - \varphi_2), \\ I_4 = G_4(\varphi_2 - \varphi_0), \\ I_5 = G_5(\varphi_0 - \varphi_2 + E_2), \\ I_6 = G_6(\varphi_3 - \varphi_0), \end{array} \right. \quad (1.5)$$

где I_i – ток в i -ой ветви,

G_i – проводимость i -ой ветви.

Подставим равенства (1.5) в уравнения (1.2)–(1.4) и после преобразования получим:

$$\begin{cases} (G_1 + G_2 + G_3)\varphi_1 - G_3\varphi_2 - (G_1 + G_2)\varphi_3 = G_1E_1, \\ -G_3\varphi_1 + (G_3 + G_4 + G_5)\varphi_2 = G_5E_2, \\ -(G_1 + G_2)\varphi_1 + (G_1 + G_2 + G_6)\varphi_3 = -G_1E_1 - J_1. \end{cases} \quad (1.6)$$

Из сравнения выражений (1.1) и (1.6), можно заметить, что источники ЭДС E_1 и E_2 в ветвях 1 и 5 заменены на источники тока G_1E_1 и G_5E_2 .

Система уравнений (1.6), называемая *системой узловых уравнений*, позволяет легко найти потенциалы всех узлов и далее – токи во всех ветвях. Система решается *аналитически*, если уравнений достаточно мало, либо *численными методами*, если анализируется большая электрическая схема. Для численного анализа с применением ЭВМ удобно составить систему узловых уравнений в матричном виде и решать её с использованием операций над матрицами.

Проанализируем ту же схему (рисунок 1.1) **матричным методом узловых потенциалов**. В матричном виде система узловых уравнений выглядит следующим образом:

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{G} \cdot \mathbf{A}^T \cdot \boldsymbol{\varphi} = \mathbf{A}(\mathbf{J} + \mathbf{G} \cdot \mathbf{E}), \quad (1.7)$$

где \mathbf{A} – матрица соединений размером $(m-1) \times n$ (m – количество узлов, n – количество ветвей),

\mathbf{A}^T – транспонированная матрица соединений,

\mathbf{G} – диагональная матрица проводимостей размером $n \times n$, в которой элемент G_{ij} при $i = j$ определяется проводимостью j -ой ветви, а при $i \neq j$ равен нулю,

$\mathbf{A} \cdot \mathbf{G} \cdot \mathbf{A}^T$ – матрица проводимостей,

$\boldsymbol{\varphi}$ – вектор-столбец потенциалов размером $(m-1) \times 1$,

\mathbf{J} – вектор-столбец источников тока размером $n \times 1$, где каждый элемент равен току соответствующего источника, причём эта величина нулевая, если в данной ветви источник тока отсутствует; положительная, если направление

тока источника совпадает с направлением тока в ветви; и отрицательная в противном случае,

E – вектор-столбец источников ЭДС размером $n \times 1$, где каждый элемент равен ЭДС соответствующего источника, причём эта величина нулевая, если в данной ветви источник ЭДС отсутствует; положительная, если направление ЭДС источника совпадает с направлением тока в ветви; и отрицательная в противном случае.

Для матрицы соединений номер i -й строки соответствует i -му узлу, а номер j -го столбца – j -ой ветви. При этом элемент A_{ij} равен:

- 0, если i -й узел не соединён с j -ой ветвью,
- 1, если j -я ветвь входит в i -й узел,
- -1, если j -я ветвь выходит из i -го узла.

Стоит отметить, что «входит» и «выходит» определяется направлением тока в данной ветви по отношению к узлу.

Для схемы, представленной на рисунке 1.1, удобно нарисовать *граф схемы* (условное обозначение схемы, в котором каждая ветвь заменяется отрезком линии), который представлен на рисунке 1.2. В кружках указаны *узлы графа*. Номерами без кружков указаны *ветви графа*, которые имеют направления, соответствующие заданным направлениям протекания тока. Такой граф, у которого все ветви имеют направления, называют *ориентированным графом*.

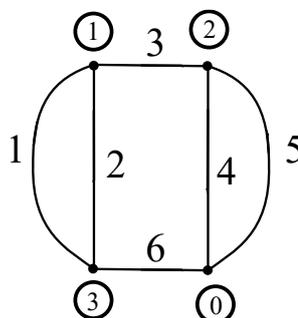


Рисунок 1.2 – Ориентированный граф электрической схемы, представленной на рисунке 1.1

Вектор-столбец источников ЭДС с учётом того, что направления источников совпадают с выбранным направлением тока в соответствующих ветвях (1-й и 5-й) выглядит так:

$$\mathbf{E} = \begin{pmatrix} E_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ E_2 \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (1.12)$$

После подстановки уравнений (1.8)–(1.12) в (1.7) можно получить выражение (1.6).

Перемножим матрицы:

$$\begin{aligned} \mathbf{A} \cdot \mathbf{G} &= \begin{pmatrix} 1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 1 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} G_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & G_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & G_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & G_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & G_5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & G_6 \end{pmatrix} = \\ &= \begin{pmatrix} G_1 & -G_2 & -G_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & G_3 & -G_4 & G_5 & 0 \\ -G_1 & G_2 & 0 & 0 & 0 & -G_6 \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (1.13)$$

$$\begin{aligned} (\mathbf{A} \cdot \mathbf{G}) \cdot \mathbf{A}^T &= \begin{pmatrix} G_1 & -G_2 & -G_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & G_3 & -G_4 & G_5 & 0 \\ -G_1 & G_2 & 0 & 0 & 0 & -G_6 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} = \\ &= \begin{pmatrix} G_1 + G_2 + G_3 & -G_3 & -(G_1 + G_2) \\ -G_3 & G_3 + G_4 + G_5 & 0 \\ -(G_1 + G_2) & 0 & G_1 + G_2 + G_6 \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (1.14)$$

$$\begin{aligned}
[(\mathbf{A} \cdot \mathbf{G}) \cdot \mathbf{A}^T] \boldsymbol{\varphi} &= \begin{pmatrix} G_1 + G_2 + G_3 & -G_3 & -(G_1 + G_2) \\ -G_3 & G_3 + G_4 + G_5 & 0 \\ -(G_1 + G_2) & 0 & G_1 + G_2 + G_6 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \varphi_3 \end{pmatrix} = \\
&= \begin{pmatrix} (G_1 + G_2 + G_3) \cdot \varphi_1 - G_3 \cdot \varphi_2 - (G_1 + G_2) \cdot \varphi_3 \\ -G_3 \cdot \varphi_1 + (G_3 + G_4 + G_5) \cdot \varphi_2 + 0 \cdot \varphi_3 \\ -(G_1 + G_2) \cdot \varphi_1 + 0 \cdot \varphi_2 + (G_1 + G_2 + G_6) \cdot \varphi_3 \end{pmatrix}.
\end{aligned} \tag{1.15}$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{J} + \mathbf{G} \cdot \mathbf{E} &= \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ J_1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} G_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & G_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & G_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & G_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & G_5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & G_6 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ E_2 \\ 0 \end{pmatrix} = \\
&= \begin{pmatrix} G_1 E_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ G_5 E_2 \\ J_1 \end{pmatrix}.
\end{aligned} \tag{1.16}$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}(\mathbf{J} + \mathbf{G} \cdot \mathbf{E}) &= \begin{pmatrix} 1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 1 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} G_1 E_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ G_5 E_2 \\ J_1 \end{pmatrix} = \\
&= \begin{pmatrix} G_1 E_1 \\ G_5 E_2 \\ -G_1 E_1 - J_1 \end{pmatrix}.
\end{aligned} \tag{1.17}$$

После раскрытия матричной записи легко убедиться, что получается точно такая же система уравнений (1.6).

Моделирование в программе Micro-Cap

Для того, чтобы провести анализ схемы в программе схемотехнического моделирования Micro-Cap, необходимо произвести следующие действия:

1. Открыть программу Micro-Cap (рисунок 1.3).

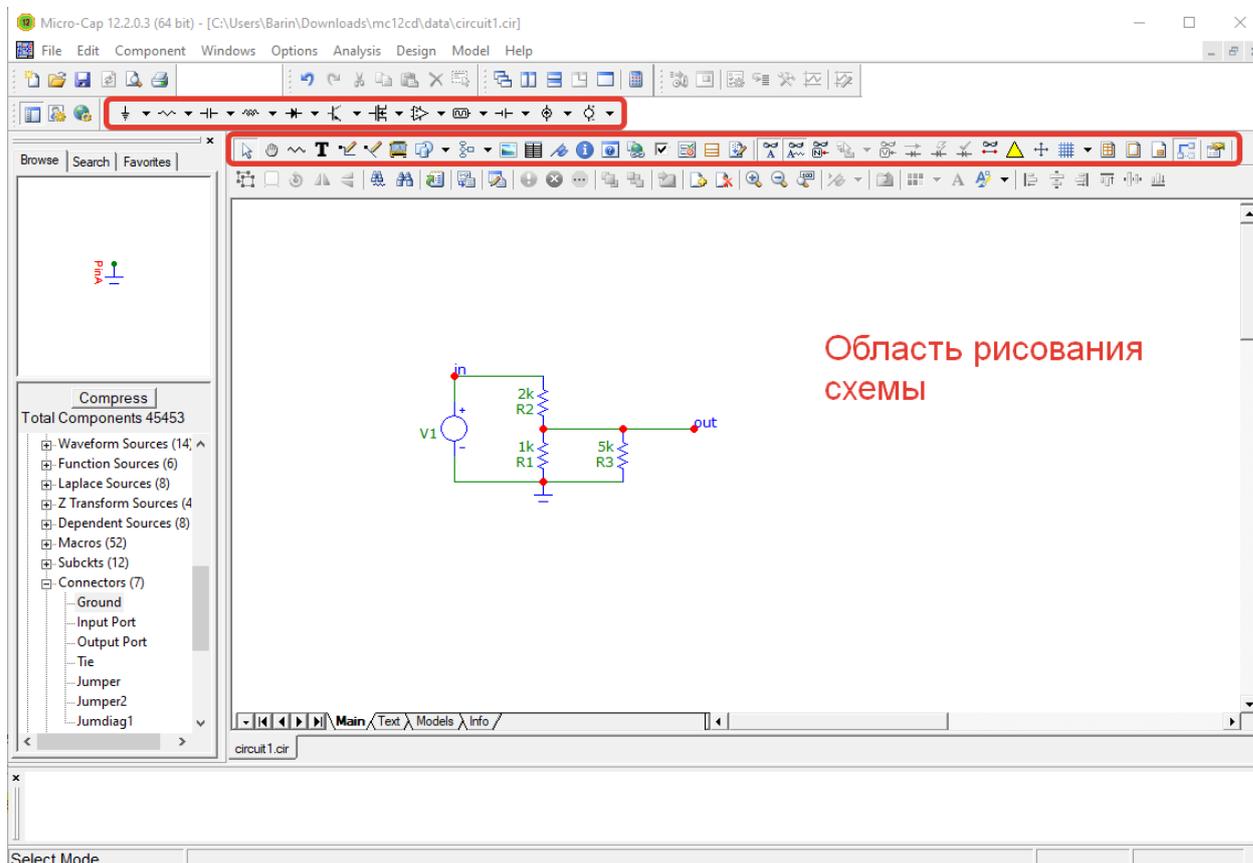


Рисунок 1.3 – Главное окно программы Micro-Cap (v. 12.2.0.3). Красным выделены панели выбора элементов (верхняя) и работы со схемой (нижняя)

2. При помощи инструментов на верхней панели меню выбрать резисторы, источники ЭДС и токов, расположить их в области рисования схемы. При расположении резистора в открывающемся окне в поле *Value* (см. рисунок 1.4) указать номинал сопротивления. При расположении источников ЭДС и токов указать их величины в поле DC (см. рисунок 1.5). **Обратите внимание, что на схеме обязательно должен быть нулевой потенциал (заземление)!**

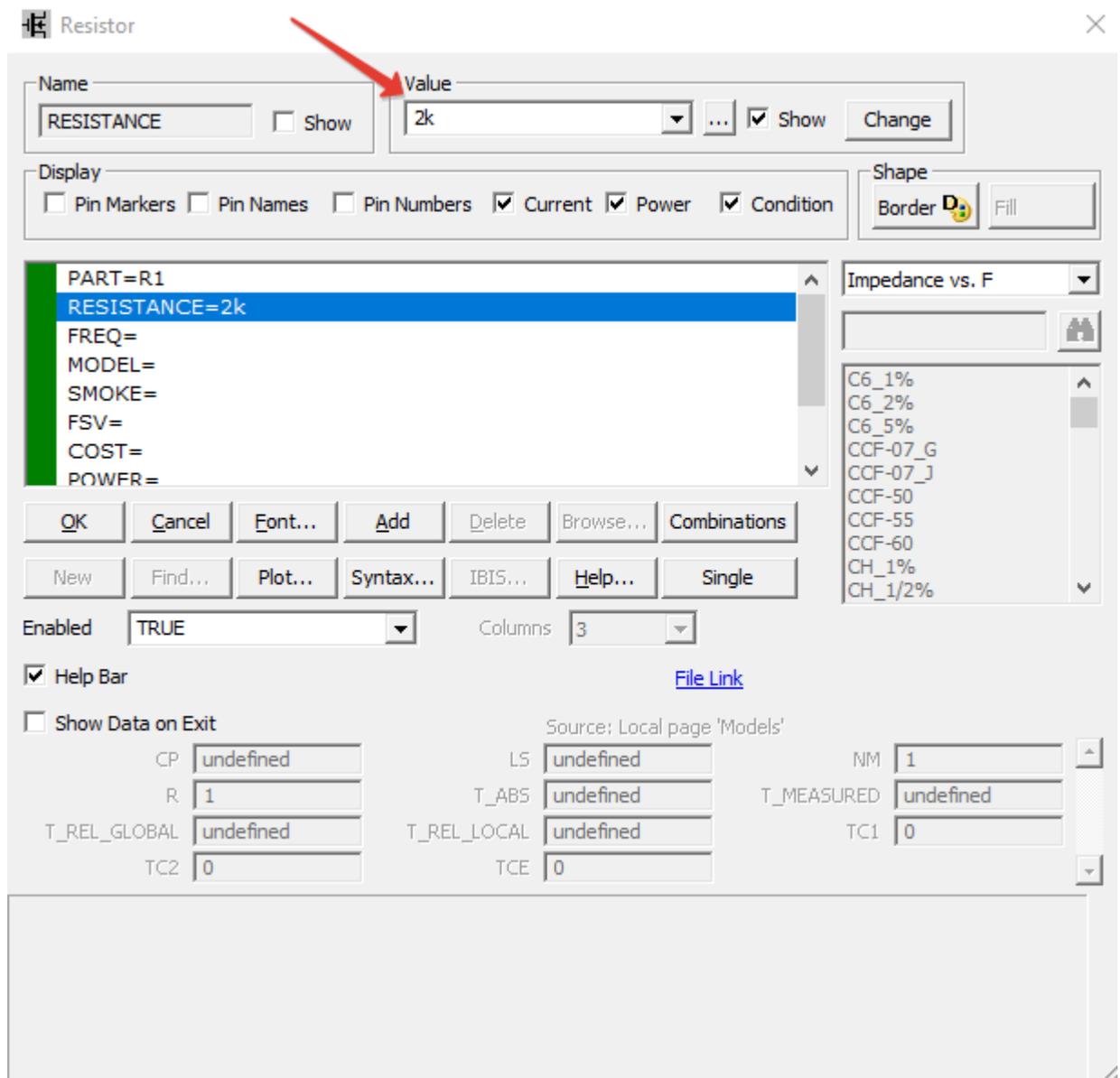


Рисунок 1.4 – Параметры модели резистора

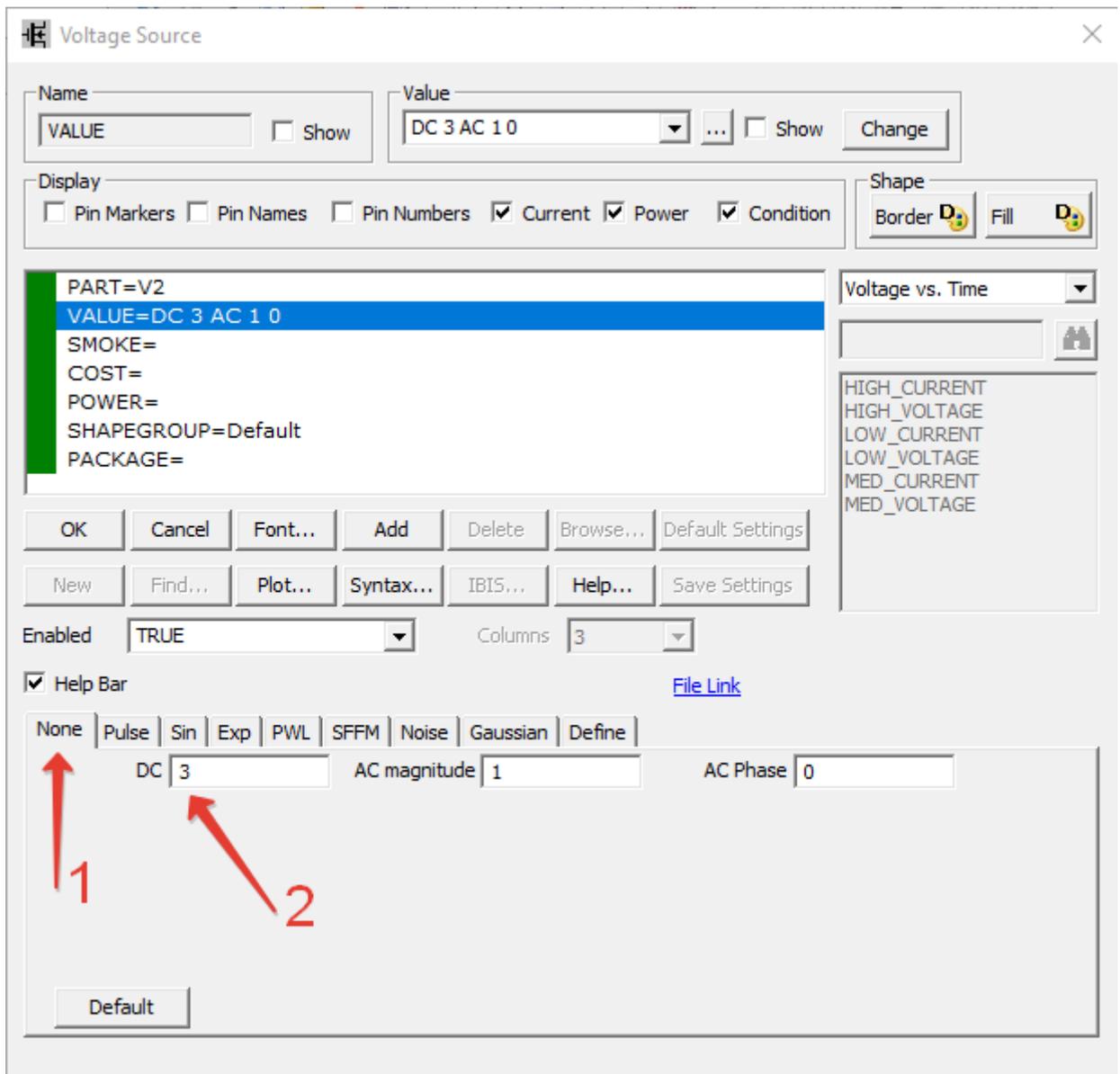


Рисунок 1.6 – Параметры модели источника ЭДС

3. Соединить элементы проводниками, нажав соответствующую кнопку на панели сверху (см. рисунок 1.6).



Рисунок 1.6 – Кнопки рисования проводников (слева – под 90°, справа – под любым углом)

4. Запустить динамический анализ по постоянному току (**Analysis** → **Dynamic DC...**). В появившемся окне нажать ОК. После этого действия будут доступны кнопки отображения узловых потенциалов (рисунок 1.7, кнопка *Node Voltages*) и токов в ветвях (рисунок 1.7, кнопка *Currents*).

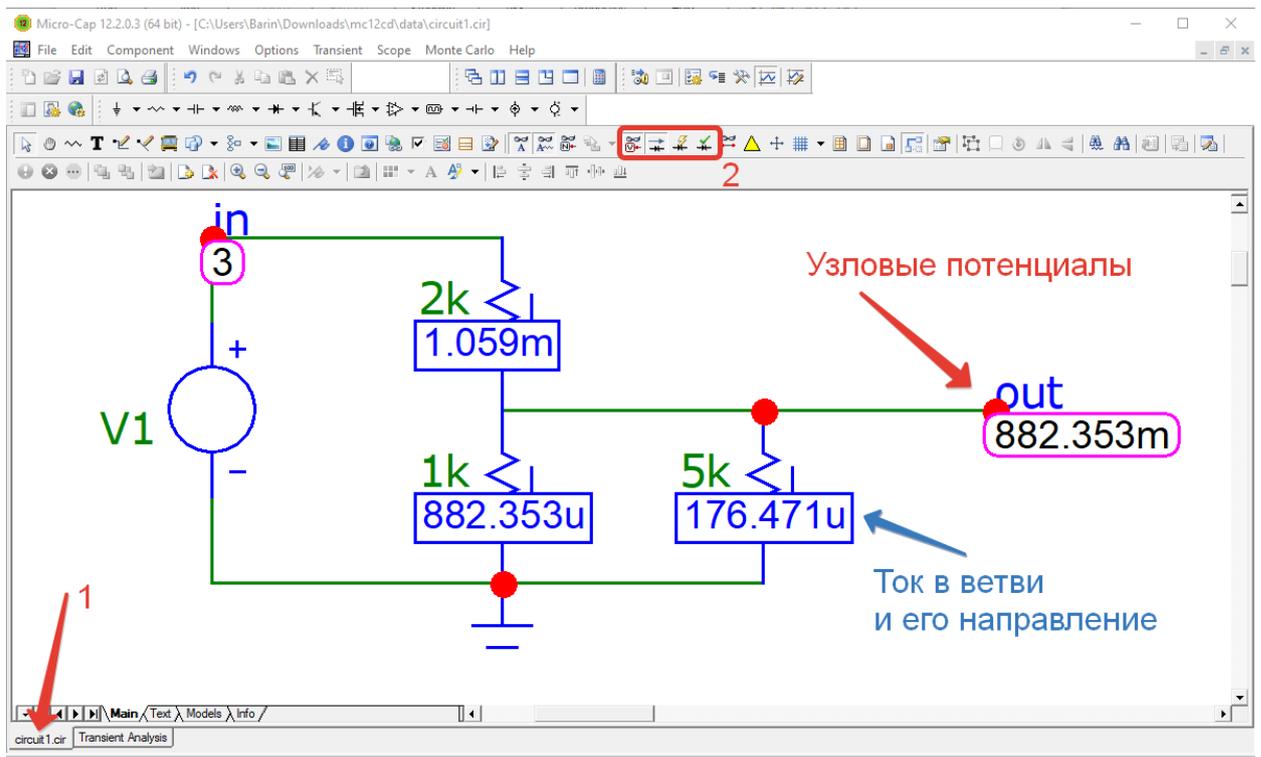


Рисунок 1.7 – Отображение узловых потенциалов и токов в ветвях цепи

5. При помощи кнопки *Powers* на той же панели можно отобразить потребляемые резисторами мощности (PD, power dissipation), а также генерируемую мощность источниками (PG, power generation).

Задание на лабораторную работу

1. Для электрической схемы, представленной ниже (номер схемы определяется исходя из номера студента в подгруппе / группе), записать систему узловых уравнений и решить её аналитически (найти ток в ветви с резистором R_7 и падение напряжения на нём). Численные значения параметров цепи представлены в таблице 1.2.

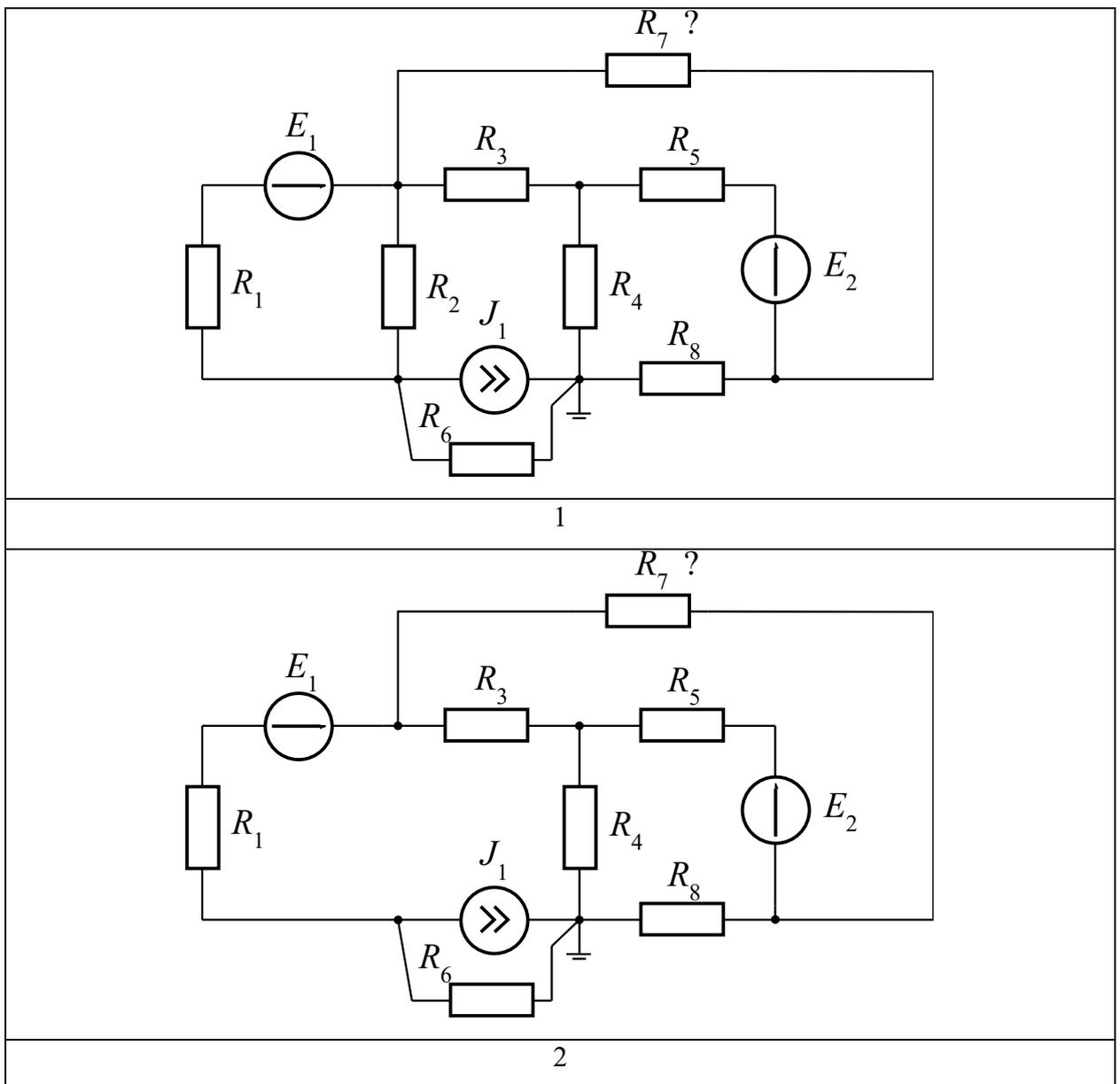
2. Для этой же схемы составить систему уравнений узловых потенциалов в матричном виде и решить её, используя удобный для себя программный продукт (например, MathCad, Matlab, Excel и пр.), а также поиск в сети Internet. Определить потенциалы всех узлов.

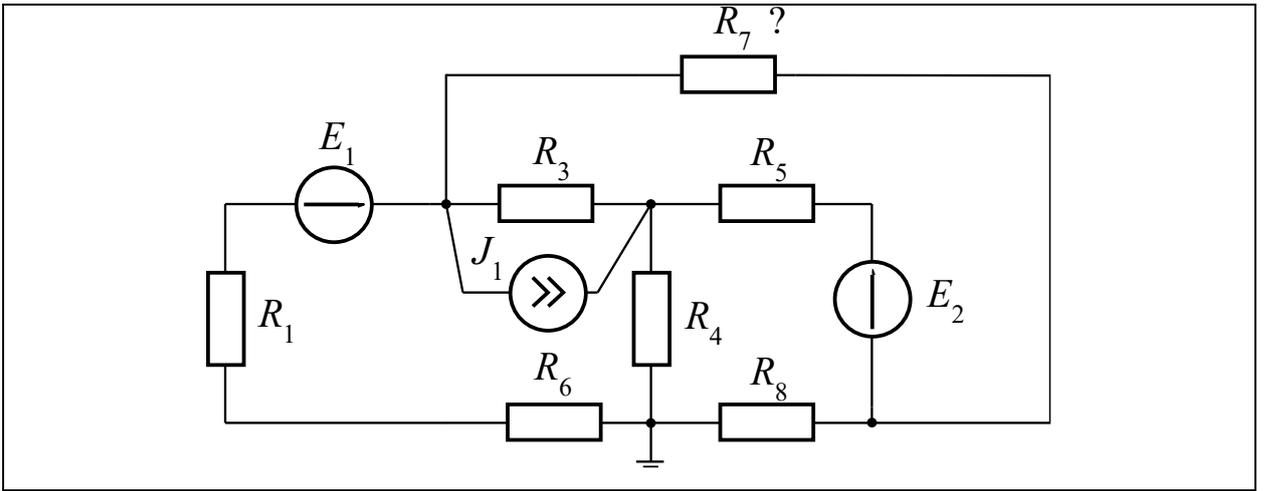
3. Представить отчёт преподавателю в электронном виде в формате PDF. В отчёте зарисовать электрическую схему, пронумеровать узлы, указать

направления токов, зарисовать граф схемы с нумерацией ветвей. По возможности предоставить листинг программы.

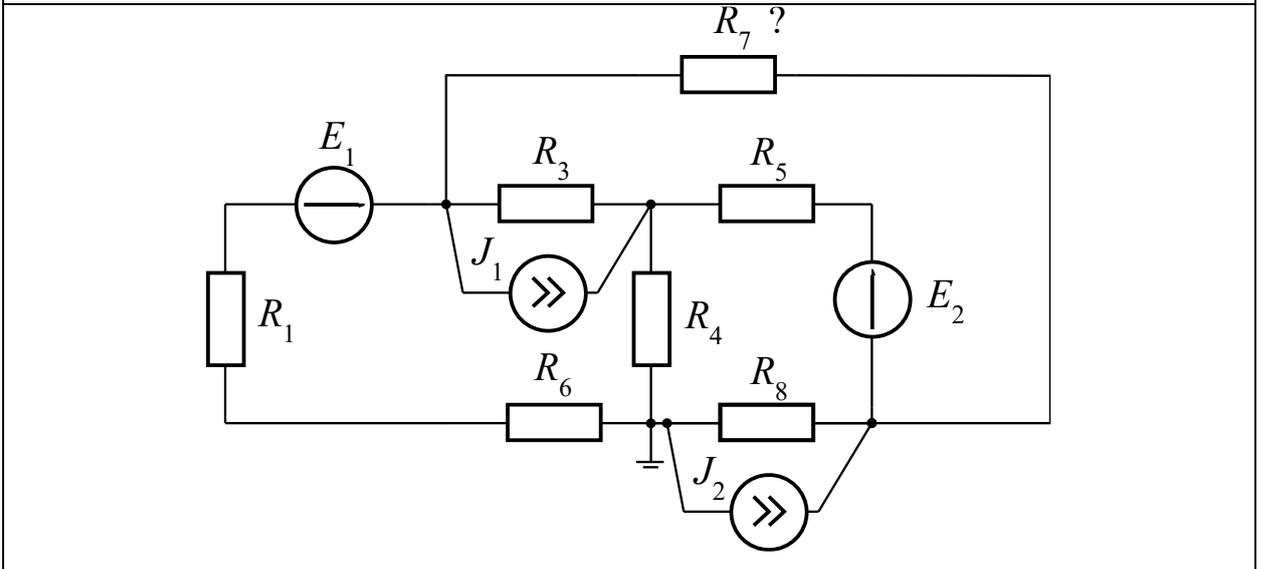
4. Собрать схему в программе схемотехнического моделирования Micro-Cap, провести численный анализ и убедиться в правильности произведённых в п. 2 расчётов (определить потенциалы всех узлов, а также токи во всех ветвях). Убедиться, что баланс мощностей сходится. Занести результаты в отчёт.

Таблица 1.1 – Электрические схемы для лабораторной работы

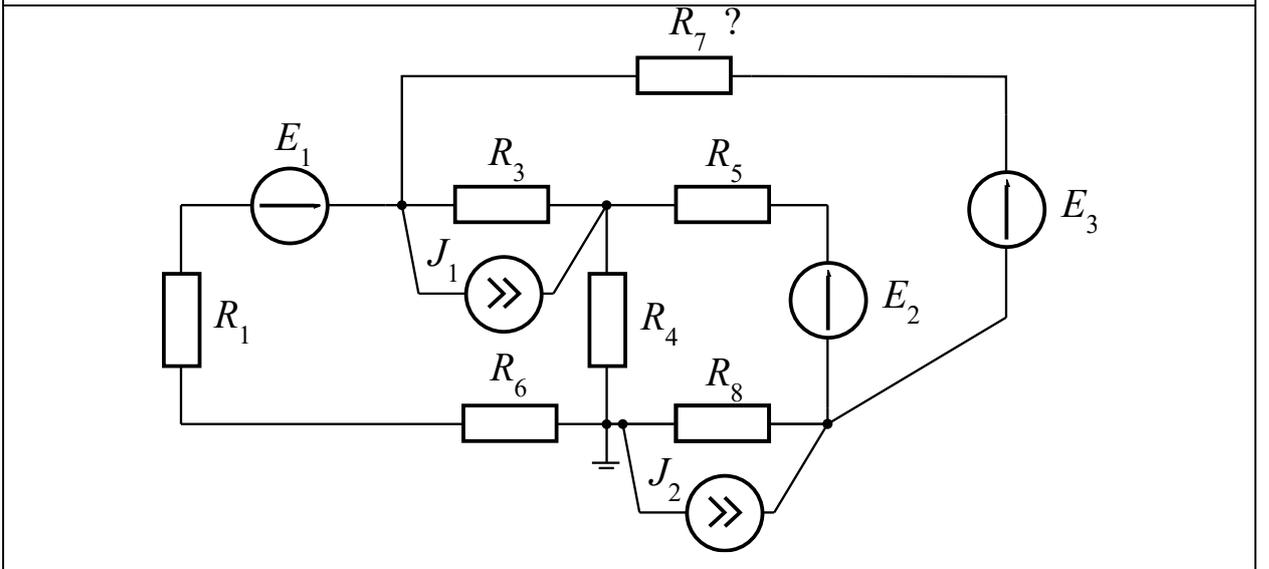




3



4



5

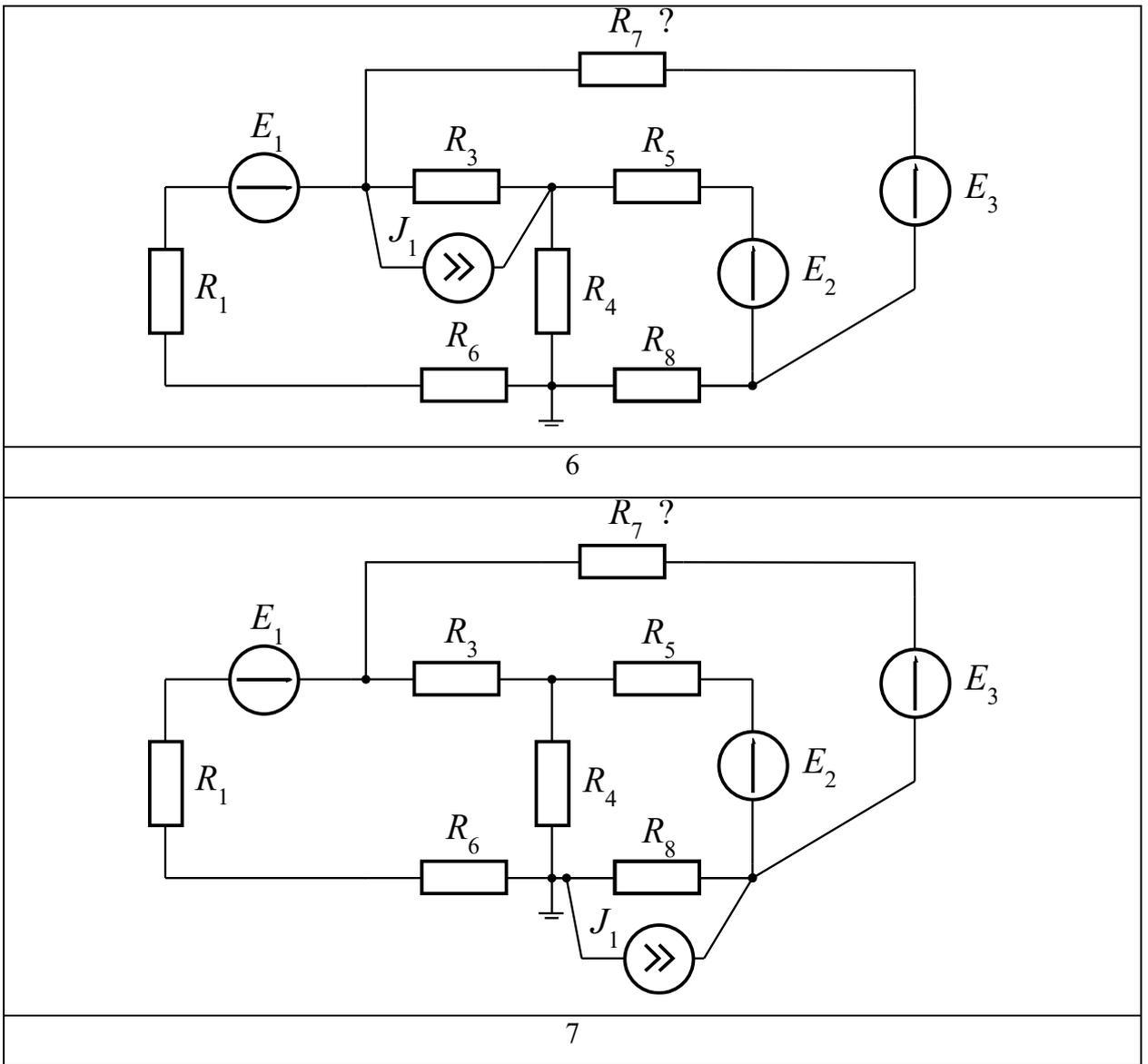


Таблица 1.2 – Значения параметров элементов цепи (сопротивления в [кОм], токи источников тока в [мА], напряжения источников ЭДС в [В])

№	R1	R2	R3	R4	R5	R6	R7	R8	J1	J2	E1	E2	E3
1	2	3	5	6	9	2	1	3	3	6	1	0,5	2
2	3	10	1	1	4	5	1	3	5	1	3	0,5	1
3	6	6	8	1	3	2	4	2	1	0,5	4	1	1
4	8	5	6	2	9	7	9	3	0,5	1	2	1	3
5	1	5	5	1	2	4	1	1	2	2	1	3	0,5
6	2	2	4	5	1	4	5	1	1	1	2	1	0,5
7	1	3	6	6	8	1	8	3	2	3	1	1	1

Лабораторная работа № 2. Анализ электронных схем с пассивными элементами

Цель работы – приобретение практических навыков анализа электрических схем с пассивными элементами, проведение анализа по постоянному току, по переменному току и исследование переходных процессов.

Теоретическое описание

Исследование характеристик элементов и электронных схем производится при помощи программы схемотехнического моделирования Micro-Cap v. 12, являющейся SPICE-подобной программой (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis).

Для подготовки схемы к моделированию необходимо сформировать входной файл в виде текстового (*.ckt) или графического (*.cir) описания схемы.

Входной формат для программы SPICE является форматом свободного описания, то есть отсутствуют жёсткие требования к последовательности записи входной информации. Всем элементам и узлам электрической схемы присваиваются имена, которые содержат буквенно-цифровые символы. В качестве символа используются только латинские буквы от A до Z и цифры от 0 до 9, а также знаки (\$ _ * / %). В качестве разделителей для обозначений применяются пробелы, число которых может быть произвольным. Для продолжения записи данных на другой строке необходимо записать знак плюс (+) в первой позиции следующей строки. Чтение строки продолжения в этом случае будет выполняться со второй позиции. В начале строки комментариев во входном файле ставится символ *.

Символы, следующие сразу за числом и не являющиеся масштабным обозначением, игнорируются. Следовательно, символы 5 и 5V являются одним и тем же числом.

Для указания номиналов элементов (например, сопротивления резистора, частота синусоидального сигнала и пр.) рекомендуется использовать буквенные обозначения масштабных коэффициентов (таблица 2.1). Так, например, сопротивление резистора в 5000 Ом, можно записывать как 5000, 5E3, 5K или 5k. Буквенное обозначение не является регистрозависимым, соответственно обозначение миллиом и мегаом мОм и МОм (mohm и Mohm) в SPICE будет являться одинаковым. Чтобы избежать этого для обозначения приставки «мега» используется MEG.

Таблица 2.1 – Буквенные обозначения масштабных коэффициентов

Обозначени е	Масштабны й коэффициен т	Обозначени е	Масштабны й коэффициен т	Обозначени е	Масштабны й коэффициен т
T	1E12	k	1E3	n	1E-9
G	1E9	m	1E-3	p	1E-12
MEG, Meg	1E6	u	1E-6	f	1E-15

Для определения параметров моделирования, задания начальных значений потенциалов узлов, описания модели и прочего используются специальные *директивы*. Их объявление всегда начинается с точки, например:

```
.MODEL DMOS D(IS=1E-18 RS=10)
.DC V1 0 5 0.1
.TRAN 1n 30u
.OP
```

Текстовое описание элементов схемы. Каждый элемент схемы идентифицируется с помощью записи, содержащей имя элемента, узлы схемы, с которыми элемент соединён, и значения параметров, определяющих характеристики элемента, или имён модели.

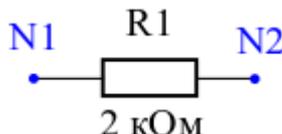
```
<имя_элемента>          <номера_узлов>          [имя_модели]
<значения_параметров>
```

Атрибуты, указанные в <угловых> скобках, являются обязательными, а в [квадратных] – необязательными.

Описание **резистора** выглядит следующим образом:

```
R<идентификатор>      <узел+>      <узел->      [имя_модели]
<номинал_сопротивления>
```

Так, для резистора, изображённого на рисунке ниже, описание будет следующим:



```
R1 N1 N2 2k
```

Порядок узлов не имеет значения¹. Номинал сопротивления резистора по умолчанию задаётся в Омах. Если известна модель резистора, то указываются параметры модели с использованием директивы .MODEL, например

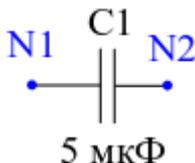
```
RL 3 6 RTEMP 10k
```

```
.MODEL RTEMP RES (R=3 DEV=5% TC1=0.01)
```

Описание **конденсатора** аналогично резистору:

```
C<идентификатор>      <узел+>      <узел->      [имя_модели]
<номинал_ёмкости>
```

Так, для конденсатора, изображённого на рисунке ниже, описание будет следующим:



```
C1 N1 N2 5u
```

Порядок узлов для конденсатора определяет знак напряжения на нём: положительным считается напряжение от плюса к минусу. Номинал ёмкости конденсатора по умолчанию задаётся в Фарадах. Если известна модель

¹ При моделировании положительным значением тока считается, если направление его протекания идёт от узла Plus к узлу Minus, а отрицательным в случае, когда ток протекает от узла Minus к узлу Plus.

конденсатора, то указываются параметры модели с использованием директивы .MODEL, например

```
CL 5 7 C_semi 10p
```

```
.MODEL C_semi CAP (C=3 TC1=0.01 VC1=0.2)
```

Описание **катушки индуктивности** также похоже на описание резистора и конденсатора. Номинал индуктивности по умолчанию задаётся в Генри.

```
L1 2 4 5m – катушка индуктивности, подключённая к узлам 2 и 4 и индуктивностью 5 мГн.
```

Описание **независимого источника напряжения** (общий вид):

```
V<идентификатор> <узел+> <узел-> <тип> <параметры>
```

Описание источника постоянного напряжения:

```
V<идентификатор> <узел+> <узел-> [DC] <значение>
```

Например, источник питания 5 В, включённый между узлами А и Т, будет записан как

```
VCC A T 5
```

или

```
VCC AT DC 5
```

Источник напряжения для проведения анализа по переменному сигналу (AC):

```
V<идентификатор> <узел+> <узел-> DC
```

```
<постоянная_составляющая> AC <амплитуда> <фаза>
```

```
VIN 5 7 DC 5 AC 1m 0
```

Источник синусоидального напряжения:

```
V<идентификатор> <узел+> <узел-> SIN (<VO> <VA> <F0> <TD>  
<DA> <PH>),
```

где **VO** – напряжение смещения, В,

VA – амплитуда напряжения, В,

F0 – частота, Гц,

TD – запаздывание, сек,

DA – коэффициент затухания, сек⁻¹,

PH – фаза сигнала, град.

Например,

VIN 5 7 SIN(0 1 1k 0 0 0) – источник с амплитудой 1 В и частотой сигнала 1 кГц.

VIN 5 7 SIN(1 1m 10k 0 10 0) – источник с постоянной составляющей 1 В и затухающей синусоидой амплитудой 1 мВ и частотой 10 кГц со скоростью затухания 10 сек⁻¹.

Источник импульсного напряжения (рисунок 2.1):

V<идентификатор> <узел+> <узел-> PULSE (<V1> <V2> <TD> <TR> <TF> <PW> <PER>),

где **V1** – минимальное напряжение импульса, В,

V2 – максимальное напряжение импульса, В,

TD – время задержки, сек,

TR – время фронта, сек,

TF – время спада, сек,

PW – длительность импульса, сек,

PER – период импульса, сек.

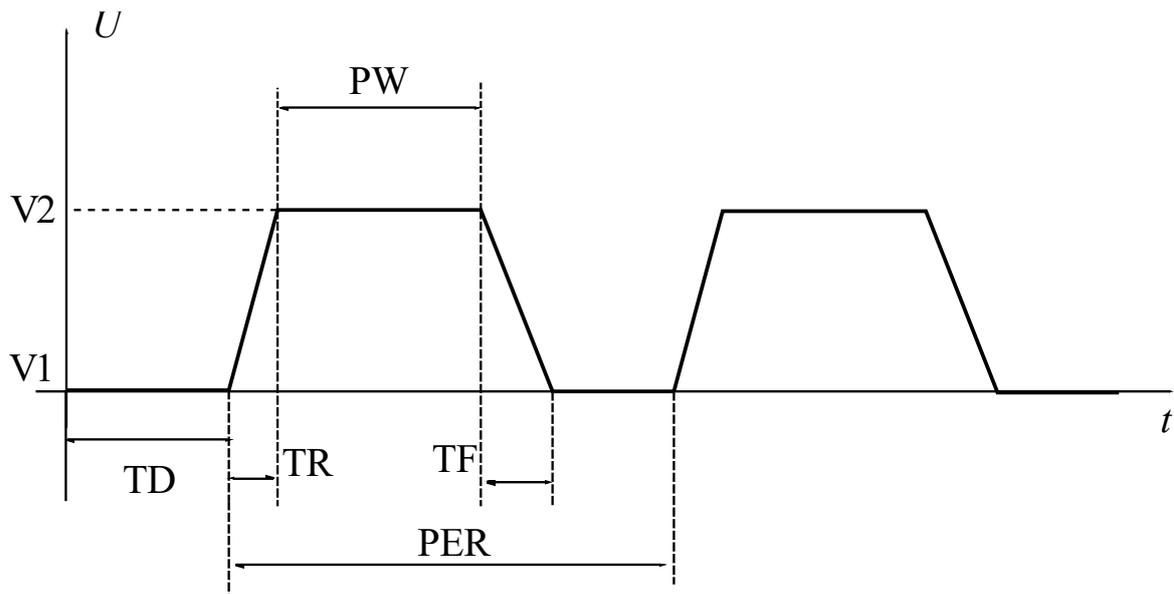


Рисунок 2.1 – Параметры импульса

Пример SPICE-описания электрической схемы, изображённой на рисунке 2.2, приведён в листинге 2.1.

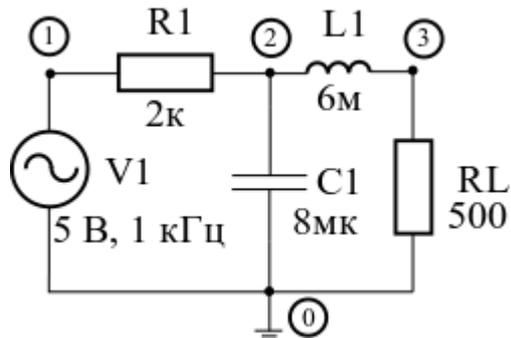


Рисунок 2.2 – Электрическая схема для примера

Листинг 2.1 – SPICE-описание схемы

*список соединений

R1 1 2 2k

R2 3 0 500

L1 2 3 6m

C1 2 0 8u

*источник напряжения с описанием для проведения DC-анализа, AC-анализа и Transient-анализа

V1 1 0 DC 0 AC 1 0 SIN(0 5 1k 0 0 0)

*переходной процесс в течение 30 мс с шагом по времени 1 мкс

.TRAN 1u 30m

*вывод осциллограмм напряжений на резисторе RL и потенциала узла 2 после проведения анализа переходных процессов (на одном графике)

.PLOT TRAN V(RL) V(2)

*проведение AC-анализа в диапазоне частот от 1 до 100 МГц

.AC DEC 20 1MEG 100MEG

*вывод графика напряжения на резисторе RL в обычных и переведённых в децибелы значениях (на двух разных

графиках с добавлением на втором фазового сдвига напряжения)

```
.PLOT AC V(RL)
```

```
.PLOT AC vDB(RL) vP(RL)
```

*конец списка соединений

```
.END
```

Анализ по постоянному току (DC)

Анализ в режиме постоянного тока (Direct Current) проводится при моделировании процессов, например:

а) в рабочей точке;

б) при исследовании влияния источников постоянного напряжения и тока, температуры и других параметров;

в) при исследовании чувствительности схемы к изменению параметров её компонентов.

При установившемся процессе программа рассчитывает напряжения в узлах, падения напряжения на элементах и токи выводов элементов.

Директива, отвечающая за анализ по постоянному току:

```
.DC <имя_1-й_переменной> <начальное_значение>  
<конечное_значение> <шаг> [<имя_2-й_переменной>  
<начальное_значение> <конечное_значение> <шаг>]
```

В программе Micro-Cap анализ вызывается меню **Analysis** → **DC...**, после чего появляется окно настройки параметров анализа (рисунок 2.2).

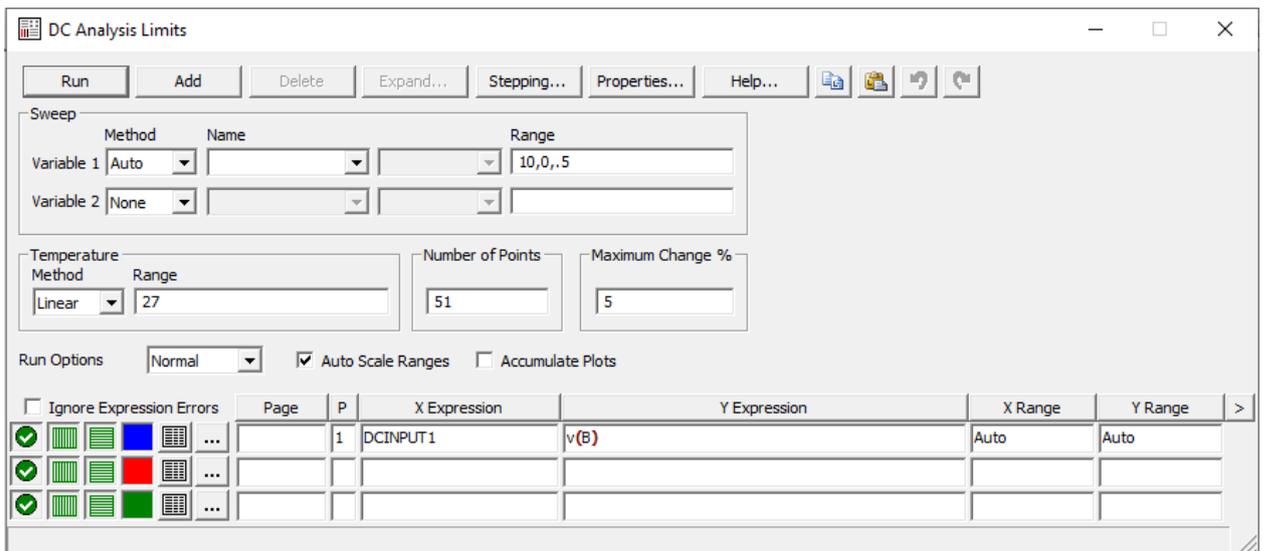


Рисунок 2.2 – Настройки параметров анализа по постоянному току

В блоке **Sweep** указывается имя источника сигнала (Name), диапазон (Range), в котором изменяется сигнал (сначала идёт конечное, затем начальное значения и указывается шаг через запятую). В поле Method выбирается способ изменения величины: линейно (Linear), логарифмически (Log) или задаётся список значений (List).

В блоке **Temperature** указывается способ изменения температуры, при которой происходит анализ работы схемы. Если температура не меняется, то указывается рабочая температура (обычно комнатная, 27 °C).

В поле **Number of Points** указывается количество точек, по которым строятся графики (или выводятся числовые значения).

Внизу указываются выражения, согласно которым выводятся графики (рисунок 2.3):

- **Page** – определяет номер страницы, на котором выводится график,
- **P** – определяет номер группы на текущей странице, в которой строится график (если графиков на странице несколько),
- **X Expression** – выражение по оси X (обычно величина изменяющегося источника),
- **Y Expression** – выражение по оси Y, например:
 - $v(R1)$ – напряжение на резисторе R1,

- $v(A)$ – напряжение между узлом A и землёй (потенциал узла A),
- $v(A) - v(B)$ или $v(A,B)$ – напряжение между узлами A и B,
- и прочее,
- **X и Y Range** – диапазон значений по осям X и Y соответственно. Можно либо указать значения напрямую, либо выбрать способ формирования диапазонов (от максимального до минимального значения изменяющегося источника DCMAX, DCMIN, либо автоматически для текущего моделирования Auto, либо всегда автоматически AutoAlways).

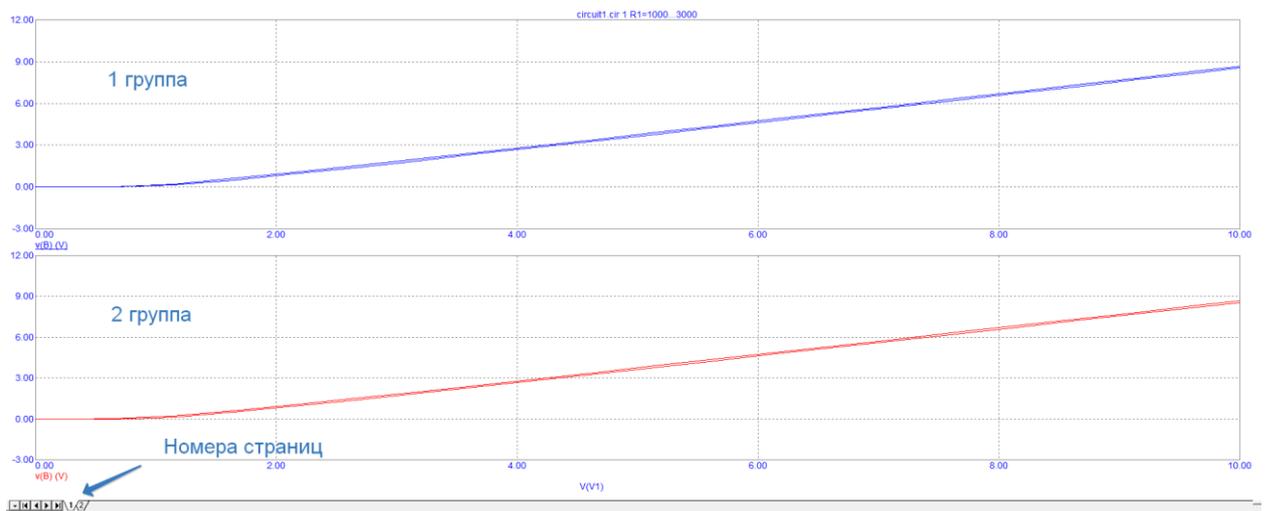


Рисунок 2.3 – Пример графиков

Анализ по переменному току (AC)

Основная задача анализа в режиме переменного тока (Alternate Current) заключается в получении амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик электрических схем. Например, фильтров.

Вызывается анализ при помощи меню **Analysis** → **AC...**, после чего появляется окно настройки параметров анализа (рисунок 2.4).

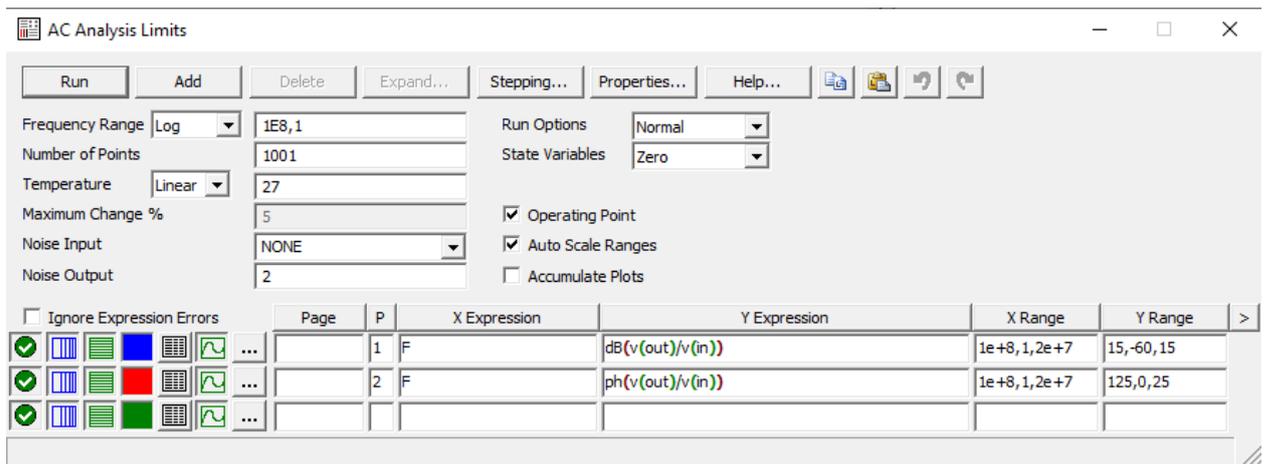


Рисунок 2.4 – Настройка параметров анализа по переменному сигналу

В **Frequency Range** задаётся диапазон изменения частоты с выбором способа изменения (логарифмический **Log**, линейный **Linear** или список **List**).

В поле **Number of Points** указывается количество точек на графике.

В поле **Temperature** задаётся температура анализа (либо её изменение).

Поля **Noise Input** и **Noise Output** в данной лабораторной работе не используются.

В поле **Y Expression** в случае необходимости вывода АЧХ в единицах дБ, указывается dB(<сигнал>), а для фазы – ph(<сигнал>).

Директива, описывающая анализ:

```
.AC [LIN] [OCT] [DEC] <число_точек> <начальная_частота>
<конечная_частота>
```

Параметры [LIN] [OCT] [DEC] устанавливают характер изменения частоты (линейный или логарифмический октавами или декадами)

Примеры:

```
.AC LIN 101 10 200
.AC OCT 10 1K 16K
.AC DEC 20 1MEG 100MEG
```

Анализ переходных процессов (Transient)

Анализ в режиме переходного процесса проводится в случае, если необходимо получить реакцию электрической схемы на импульсный источник

напряжения или тока. Также этот режим используется, если необходимо проанализировать схему с синусоидальным источником сигнала. В общем случае проводится исследование работы схемы по временной оси.

Вызывается анализ при помощи меню **Analysis** → **Transient...**, после чего появляется окно настройки параметров анализа (рисунок 2.5).

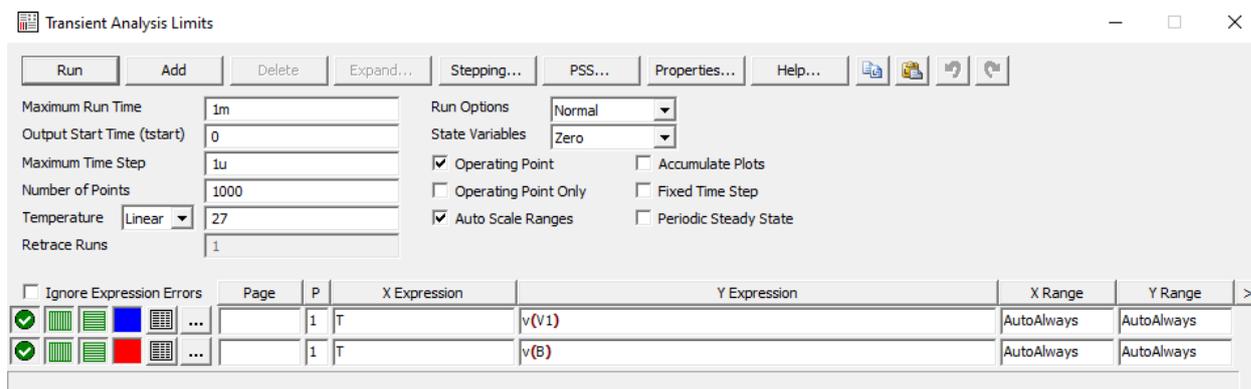


Рисунок 2.5 – Настройка параметров моделирования переходных процессов

В поле **Maximum Run Time** задаётся максимальное время анализа (конечное значение по оси времени).

В поле **Output Start Time (tstart)** указывается начальное время, с которого начинается вывод данных. Отличается от 0 в тех случаях, когда нет необходимости отображать стадию установки значений.

В поле **Maximum Time Step** задаётся максимальное значение шага по времени, чтобы при использовании оптимизации шага методом Ньютона-Рафсона это значение не превышалось. Рекомендуется выставить это значение примерно в 1000 раз меньше времени анализа, чтобы осциллограмма сигнала выглядела сглаженной.

В поле **Number of Points** указывается количество точек на графике (в таблице числовых данных).

Соответствующая директива для анализа:

```
.TRAN [ /OP ] [ <шаг> ] <время_анализа> [ <tstart> ]
[ <максимальный_шаг> ] [ UIC ]
```

Примеры:

```
.TRAN 3u ; указано только конечное время анализа
```

.TRAN 1n 100n ;указаны шаг и время анализа

.TRAN/OP 1n 100n 2n 0n UIC ;шаг, время, начало анализа и максимальный шаг, а также отключение начальных состояний

.TRAN 1n 100n 0n .1n;шаг, время, начало анализа и максимальный шаг

Задание на лабораторную работу

Задание 1. Для резистора R1 на электрической схеме, представленной ниже, провести проверку выполнения закона Ома, получив вольт-амперную характеристику (ВАХ) элемента – зависимость тока через резистор $I(R1)$ от напряжения на резисторе $V(R1)$ (или для данной схемы от напряжения на источнике питания $V(V1)$). Для этого сформировать SPICE-описание схемы, задать режим анализа по постоянному току, а также рассчитать зависимость тока I от напряжения на источнике $V1$ (рассчитать по закону Ома и подтвердить правильность моделирования). Номинал сопротивления и диапазон изменения напряжения выбирается исходя из таблицы 2.2.

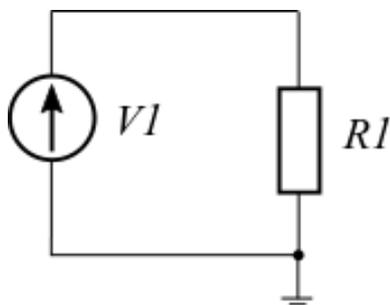


Рисунок 2.6 – Схема моделирования для получения ВАХ резистора

Задание 2. Описать схему резистивного делителя напряжения, получить зависимость напряжения на выходе $V(OUT)$ от напряжения на входе $V(V1)$. Промоделировать передаточную характеристику. Подключить к R2 параллельно сопротивление нагрузки RL (L – от англ. Load, нагрузка). Промоделировать и определить влияние нагрузочного сопротивления на потенциал $VOUT$. Пояснить результат.

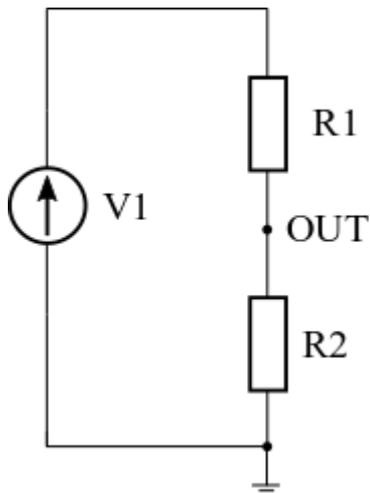


Рисунок 2.7 – Схема моделирования для получения передаточной характеристики

Задание 3. Для RC-цепочек, представленных ниже, рассчитать τ – постоянную времени реакции на импульс, привести SPICE-описание схемы, промоделировать реакцию на импульс и получить переходную характеристику. Параметры импульсного источника напряжения следующие: $V1 = 0$ В; $V2 = 5$ В; $TD = 0,5$ мкс; $TR = TF = 1$ нс; $PW = 0,2$ мкс; $PER = 0,5$ мкс. При анализе выбрать максимальное время таким, чтобы на осциллограмме было видно три-четыре периода.

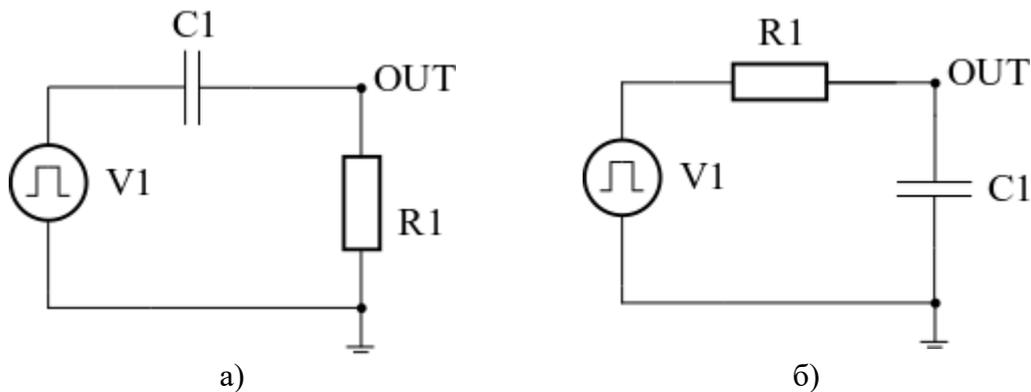


Рисунок 2.8 – Схемы моделирования для получения переходной характеристики:
a – интегрирующая цепочка, *б* – дифференцирующая цепочка

Задание 4. Для этих же схем (п. 3), но с источником напряжения для анализа по переменному сигналу (AC magnitude = 1 В, AC phase = 0), привести SPICE-описание, провести моделирование и построить амплитудно-частотную (АЧХ) и фазо-частотную (ФЧХ) характеристики фильтра.

Рассчитать частоту среза по формуле $f_{cp} = \frac{1}{2\pi\tau}$. На основе АЧХ определить

тип фильтра и его частоту среза (на уровне -3 дБ) – проверить правильность расчёта частоты. Моделирование проводить в диапазоне частот от 1 до 10^8 Гц.

Задание 5. Описать и промоделировать схему, представленную ниже (рисунок 2.9), построить осциллограммы напряжения на источнике V1 и нагрузочном сопротивлении R1 без сглаживающего конденсатора C1 и с ним. Объяснить вид осциллограмм на сопротивлении R1 в обоих случаях. Параметры синусоидального источника напряжения V1: $V_0 = 0$; $V_A = 15$ В; $F_0 = 10$ кГц; $R_N = 30$.

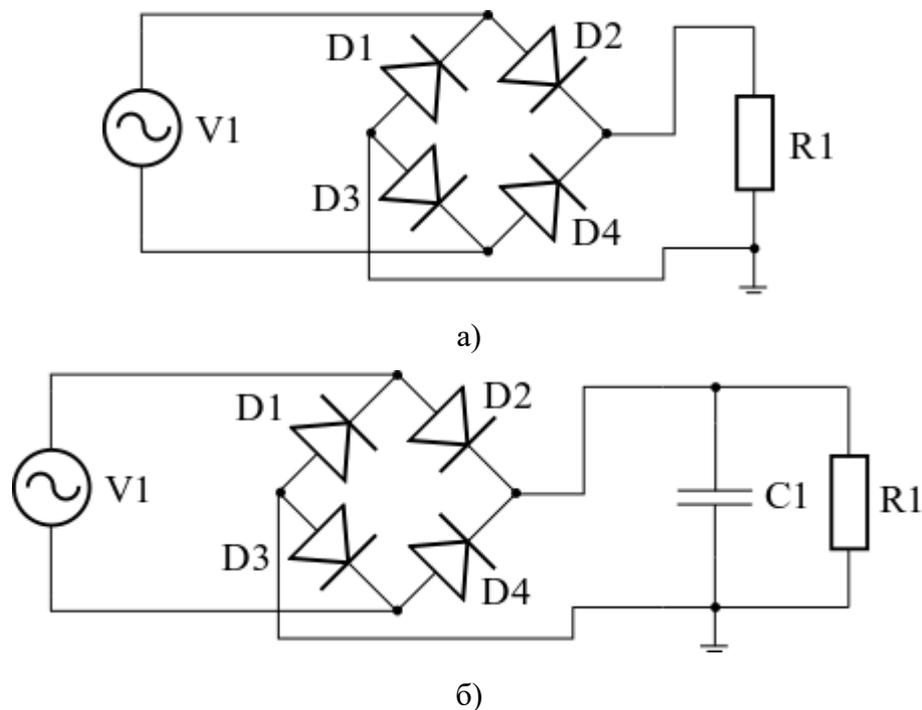


Рисунок 2.9 – Схема для моделирования работы выпрямителя:

а – без сглаживающего конденсатора, б – со сглаживающим конденсатором

Указание: а) в качестве модели диода выбрать \$GENERIC,

б) для диода SPICE-описание выглядит следующим образом:

D<идентификатор> <А> <К> <имя_модели>

.model <имя_модели> D [(параметры_модели)],

где <А> – узел, к которому подключается анод,

<К> – узел, к которому подключается катод,

<имя_модели> – название модели, параметры которой описываются директивой .model.

Например, для диода D1 в схеме запись может выглядеть следующим образом (для аналогичных диодов D2–D4 писать директиву .model нет необходимости):

```
D1 1 2 $GENERIC  
.model $GENERIC D
```

в) время окончания моделирования выбрать таким, чтобы на осциллограмме уложилось 10 периодов сигнала.

Содержание отчёта:

1. Титульный лист.
2. Задание.
3. Графическое представление схемы.
4. SPICE-описание схемы.
5. Результат моделирования.

Таблица 2.2 – Данные для лабораторной работы

№	Схема								
	1		2			3, 4		5	
	R1, кОм	V1, В	V1, В	R1 / R2, кОм	RL, кОм	R1, кОм	C1, пФ	R1, кОм	C1, мкФ
1	10	0–7	0–2	2 / 2	1 / 2 / 4	1	10	0,1	10
2	7	0–7	0–3	3 / 3	1 / 3 / 6	1,5	10	1,5	1
3	3,5	0–7	0–4	4 / 4	1 / 4 / 8	2	10	2	1
4	2	0–7	0–5	5 / 10	1 / 5 / 10	2,5	10	2,5	1
5	1	0–7	0–6	5 / 5	1 / 5 / 10	3	10	0,3	10
6	10	0–5	0–7	6 / 3	1 / 3 / 6	3,5	10	3,5	1
7	5	0–5	0–8	4 / 8	1 / 4 / 8	4	10	0,4	10
8	2,5	0–5	0–9	4 / 4	1 / 4 / 8	4,5	10	4,5	10
9	2	0–5	0–10	6 / 6	1 / 6 / 12	5	5	5	0,5
10	1	0–5	0–2	1 / 9	1 / 3 / 9	5,5	5	5,5	0,5
11	10	0–4	0–3	9 / 1	1 / 3 / 9	6	5	6	0,5
12	8	0–4	0–4	3 / 6	1 / 3 / 6	6,5	5	6,5	0,5
13	6	0–4	0–5	8 / 4	1 / 4 / 8	7	5	7	0,5

Лабораторная работа № 3. Анализ электронных схем с активными элементами (диод). Параметрический анализ

Цель работы – приобретение практических навыков анализа электрических схем с активными элементами и проведения параметрического анализа, изучение схемы замещения и SPICE-параметров диода.

Теоретическое описание

При домашней подготовке ознакомиться со следующей литературой:

[1] §§ 1.1 (с. 17 – 27), 1.3 (с. 31 – 40),

[2] § 4.1 (с. 99 – 126),

а также выполнить **задание 1** данной работы.

Статический режим

В статическом режиме ток через диод I_D описывается тремя составляющими:

$$I_D = I_{DD} + I_{DR} + I_{DBR},$$

где I_{DD} – диффузионный ток через диод (англ. *diffuse*),

I_{DR} – рекомбинационный ток, возникающий в результате рекомбинации в области пространственного заряда (англ. *recombination*),

I_{DBR} – ток диода в состоянии пробоя (англ. *breakdown*).

Выражение для *диффузионной составляющей тока* диода имеет вид

$$I_{DD}(U) = \mathbf{IS} \cdot \exp\left(\frac{U}{\mathbf{N} \cdot \varphi_T}\right), \quad (3.1)$$

где \mathbf{IS} – ток насыщения диода,

\mathbf{N} – коэффициент эмиссии (равен 1 для идеального диода и находится в диапазоне от 1 до 2 для реального), или степень идеальности диода,

$\varphi_T = \frac{kT}{e}$ – тепловой потенциал.

Однако это выражение действует в области низкого уровня инжекции (НУИ). При переходе к высокому уровню инжекции (ВУИ) происходит изменение коэффициента эмиссии с \mathbf{N} на $2\mathbf{N}$. На вольт-амперной

характеристике появляется излом, который моделируется током перехода к высокому уровню инжекции **IKF** (от англ. *knee* – колено, *forward* – прямо). Выражение для вольт-амперной характеристики приобретает дополнение:

$$I_{DD}(U) = \frac{\mathbf{IS} \cdot \left[\exp\left(\frac{U}{\mathbf{N} \cdot \varphi_T}\right) - 1 \right]}{\sqrt{1 + \frac{\mathbf{IS}}{\mathbf{IKF}} \cdot \left[\exp\left(\frac{U}{\mathbf{N} \cdot \varphi_T}\right) - 1 \right]}} \approx \begin{cases} \mathbf{IS} \cdot \exp\left(\frac{U}{\mathbf{N} \cdot \varphi_T}\right), & \mathbf{IS} \cdot \exp\left(\frac{U}{\mathbf{N} \cdot \varphi_T}\right) < \mathbf{IKF} \\ \sqrt{\mathbf{IS} \cdot \mathbf{IKF}} \cdot \exp\left(\frac{U}{2 \cdot \mathbf{N} \cdot \varphi_T}\right), & \mathbf{IS} \cdot \exp\left(\frac{U}{\mathbf{N} \cdot \varphi_T}\right) > \mathbf{IKF} \end{cases} \quad (3.2)$$

Рекомбинационный ток с учётом уширения области пространственного заряда при обратном смещении описывается выражением:

$$I_{DR}(U) = \mathbf{ISR} \cdot \left[\left(1 - \frac{U}{\mathbf{VJ}}\right)^2 + 0,001 \right]^{\mathbf{M}/2} \cdot \left[\exp\left(\frac{U}{\mathbf{NR} \cdot \varphi_T}\right) - 1 \right], \quad (3.3)$$

где **ISR** – ток рекомбинации при нулевом смещении диода,

VJ – контактная разность потенциалов,

M – коэффициент резкости *pn*-перехода (находится в диапазоне от 1/3 для плавного перехода до 1/2 для резкого перехода),

NR – коэффициент эмиссии для рекомбинационного тока.

Константа 0,001 введена для решения проблем со сходимостью в программе SPICE при численном решении системы уравнений.

Пробой на обратной ветви ВАХ диода моделируется тремя параметрами:

- напряжением пробоя **BV**,
- током **IBV**, соответствующим напряжению **BV**,
- **NBV** – коэффициент плавности на участке пробоя.

$$I_{DBR}(U) = -\mathbf{IBV} \cdot \exp\left(-\frac{U + \mathbf{BV}}{\mathbf{NBV} \cdot \varphi_T}\right). \quad (3.4)$$

Влияние *прямого сопротивления* (см. рисунок 3.1) возникает при описании внешнего напряжения на диоде:

$$U_D = U + I_D(U) \cdot R_S, \quad (3.5)$$

где U – внутреннее напряжение на диоде (падение напряжения на ОПЗ),

U_D – внешнее напряжение, приложенное между анодом и катодом диода.

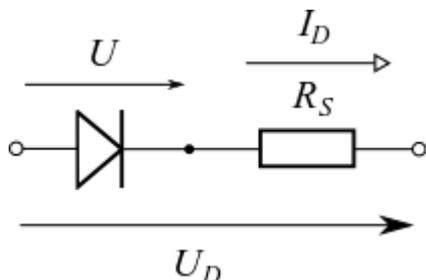


Рисунок 3.1 – Последовательное сопротивление диода

В выражения для токов, описанные выше, подставляется внутреннее напряжение диода.

На прямой ветви ВАХ диода (рисунок 3.2) можно выделить 4 участка, характеризующиеся преобладанием того или иного механизма:

I – преобладание рекомбинационного тока I_{DR} ,

II – преобладание диффузионного тока I_{DD} ,

III – влияние высокого уровня инжекции,

IV – влияние последовательного сопротивления R_S .

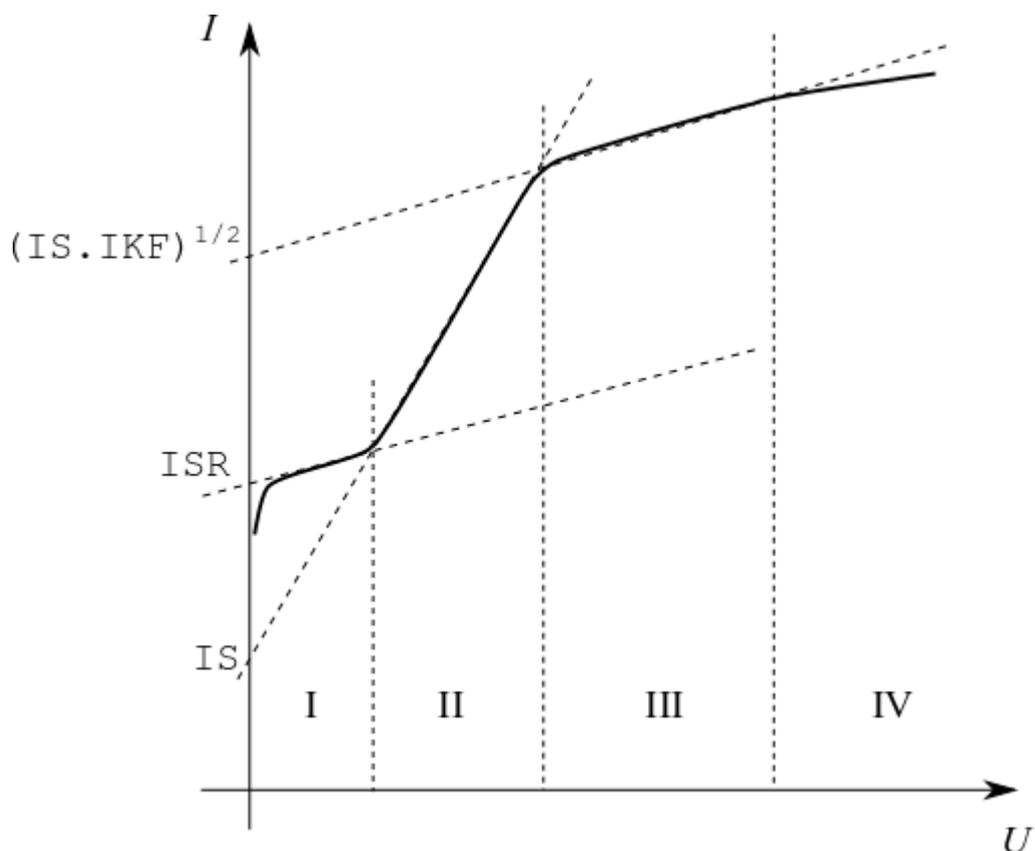


Рисунок 3.2 – Прямая ветвь ВАХ диода

Динамический режим

Для динамического режима изменение рабочей точки диода импульсным или синусоидальным источником не может быть описано в рамках параметров, описывающих статический режим работы. Изменение заряда, вызванное изменением падения напряжения на ОПЗ, само по себе нелинейно. Нелинейная ёмкость pn -перехода описывается двумя составляющими: барьерной и диффузионной ёмкостями.

Барьерная ёмкость C_j (от англ. *junction* – переход) является следствием модуляции ширины ОПЗ при изменении напряжения обратного смещения:

$$C_j(U) = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{U}{V_J}\right)^m}, \quad (3.6)$$

где C_{j0} – величина барьерной ёмкости в отсутствие смещения.

Однако это выражение не работает при достижении напряжения смещения величины контактной разности потенциалов $U \rightarrow \mathbf{VJ}$. После $U > \mathbf{FC} \cdot \mathbf{VJ}$ зависимость становится прямолинейной:

$$C_j(U) = \begin{cases} \frac{\mathbf{CJO}}{\left(1 - \frac{U}{\mathbf{VJ}}\right)^{\mathbf{M}}}, & U < \mathbf{FC} \cdot \mathbf{VJ} \\ \mathbf{CJO} \cdot \frac{1 - \mathbf{FC} \cdot (1 + \mathbf{M}) + \mathbf{M} \cdot U / \mathbf{VJ}}{(1 - \mathbf{FC})^{1 + \mathbf{M}}}, & U > \mathbf{FC} \cdot \mathbf{VJ} \end{cases} \quad (3.7)$$

где $\mathbf{FC} \approx 0,4 - 0,7$ – коэффициент ёмкостной зависимости при прямом смещении, определяющий переход к диффузионной ёмкости.

Диффузионная ёмкость представляет собой изменение накапливаемого в базе диода заряда Q_D при изменении напряжения смещения U :

$$C_d(U) = \frac{dQ_d}{dU} = \frac{d(\mathbf{TT} \cdot I_{DD}(U))}{dU} = \mathbf{TT} \cdot G_D \approx \frac{\mathbf{TT} \cdot I_{DD}(U)}{\mathbf{N} \cdot \varphi_T}, \quad (3.8)$$

где \mathbf{TT} – время переноса носителей заряда,

G_D – дифференциальная проводимость диода (см. формулу (3.12)).

Полная ёмкость диода определяется суммой двух ёмкостей

$$C = C_j + C_d.$$

Температурный режим

Для полупроводниковых приборов важным является изменение их параметров от температуры.

Ток насыщения имеет следующую температурную зависимость:

$$I_S(T) = I_S(T_0) \cdot \exp\left[\left(\frac{T}{T_0} - 1\right) \cdot \frac{e \cdot \mathbf{EG}}{\mathbf{N} \cdot \varphi_T}\right] \cdot \left(\frac{T}{T_0}\right)^{\frac{\mathbf{XTT}}{\mathbf{N}}}, \quad (3.9)$$

где $I_S(T_0)$ – ток насыщения при температуре T_0 (обычно $T_0 = 300$ К, тогда

$$I_S(T_0) \equiv \mathbf{IS}),$$

EG – ширина запрещённой зоны материала при комнатной температуре (слабой температурной зависимостью этого параметра пренебрегают),

XTI – экспоненциальный температурный коэффициент для тока насыщения (обычно равен 3).

Температурная зависимость сопротивления R_S определяется как температурная зависимость сопротивления обычного резистора:

$$R_S(T) = RS \cdot \left[1 + TRS1 \cdot (T - TNOM) + TRS2 \cdot (T - TNOM)^2 \right], \quad (3.10)$$

где **TNOM** – температура номинальная (начальная), задаваемая директивой .TEMP (обычно 300 К, или 27 °C),

TRS1, **TRS2** – линейный и квадратичный температурные коэффициенты соответственно.

Аналогично температурная зависимость напряжения пробоя:

$$V_B(T) = BV \cdot \left[1 + TBV1 \cdot (T - TNOM) + TBV2 \cdot (T - TNOM)^2 \right], \quad (3.11)$$

где **TBV1**, **TBV2** – линейный и квадратичный температурные коэффициенты соответственно.

Полная модель диода представлена на рисунке 3.4, на котором ток I_{DBR} представлен как управляемый источник тока (ИТУН – источник тока, управляемый напряжением).

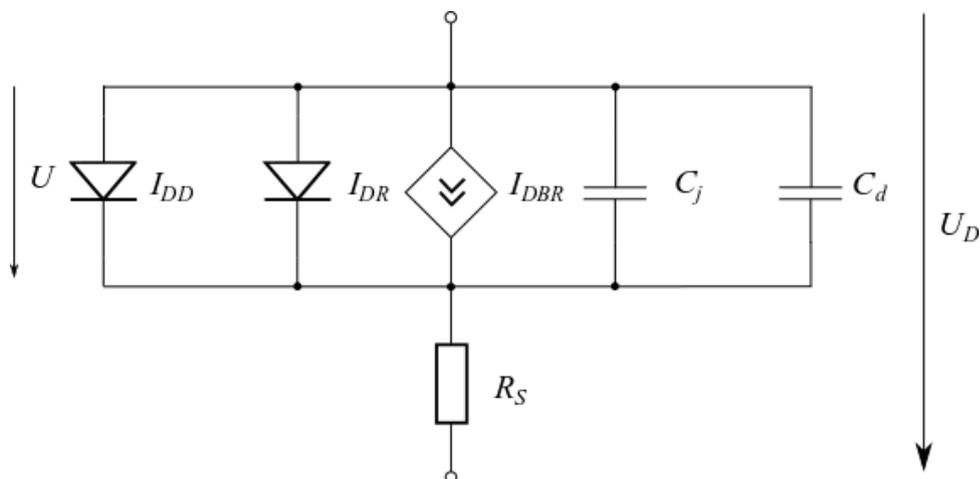


Рисунок 3.4 – Полная модель диода

Малосигнальная схема замещения диода

При работе в области малого сигнала (напряжение порядка φ_T) нелинейные элементы в схеме замещения заменяются линейными дифференциальными параметрами, определяемыми для текущей рабочей точки.

При моделировании в области малых сигналов диод заменяется дифференциальным сопротивлением (или проводимостью)

$$\frac{1}{r_D} = G_D = \left. \frac{dI_D}{dU} \right|_{U=U_A} = \left. \frac{dI_{DD}}{dU} \right|_{U=U_A} + \left. \frac{dI_{DR}}{dU} \right|_{U=U_A} + \left. \frac{dI_{DBR}}{dU} \right|_{U=U_A}, \quad (3.12)$$

где U_A – напряжение на pn -переходе в рабочей точке А.

Исходя из рисунка 3.4 можно получить, что

$$r_D = r_{DD} \parallel r_{DR} \parallel r_{DBR}. \quad (3.13)$$

При прямом смещении в области токов меньших токов высокого уровня инжекции можно полагать, что

$$r_D = r_{DD} \approx \frac{N \cdot \varphi_T}{I_D}. \quad (3.14)$$

При этих смещениях дифференциальное сопротивление имеет значения порядка 25–50 Ом, а при обратных – 10^6 – 10^9 Ом.

Соответствующая схема замещения диода для малого сигнала показана на рисунке 3.5. На схеме дополнительно введены элементы L_S и C_S , которые представляют собой индуктивность и ёмкость корпуса (индуктивность выводов $L_S \approx 1$ – 10 нГн и геометрическая ёмкость $C_S \approx 0,1$ – 1 пФ). Эти параметры необходимо учитывать при моделировании в высокочастотной области.

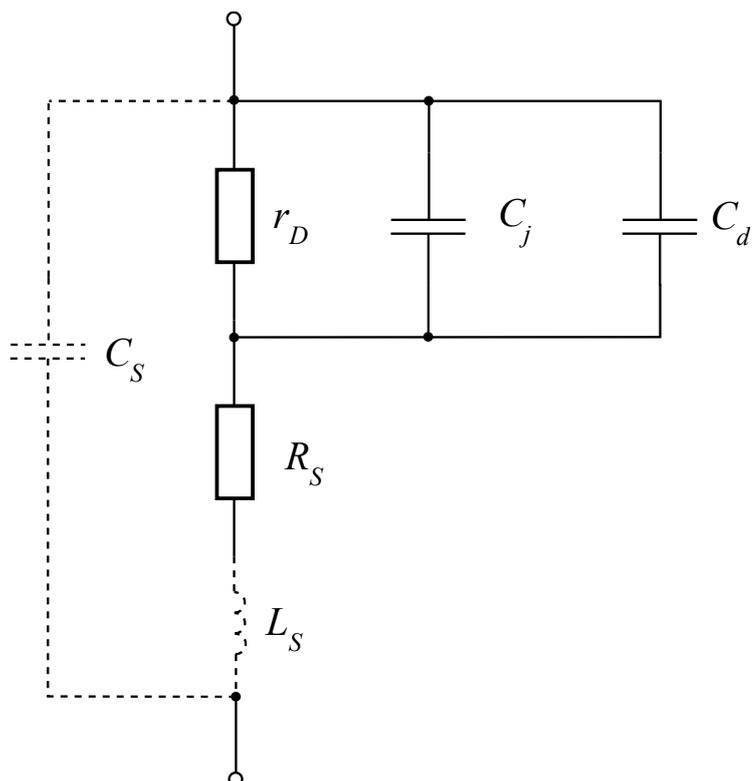


Рисунок 3.5 – Схема замещения диода для малого сигнала

В завершение в таблице 3.1 приведено описание SPICE-параметров модели диода.

Таблица 3.1 – SPICE-параметры модели диода (на примере модели \$GENERIC)

Параметр	Описание	Типичное значение	Единица измерения
Статика			
EG	Ширина запрещённой зоны материала диода	1,11	эВ
VJ	Контактная разность потенциалов	0,7	В
IS	Ток насыщения	$8 \cdot 10^{-9}$	А
RS	Последовательное сопротивление тела диода (базы)	0,4	Ом
N	Коэффициент эмиссии для тока насыщения	1	–
ISR	Ток рекомбинации	0	А
NR	Коэффициент эмиссии для тока рекомбинации	2	–
IKF	Ток перехода к высокому уровню инжекции	0	А
RL	Сопротивление утечки <i>pn</i> -перехода	$5 \cdot 10^{12}$	Ом
M	Коэффициент резкости <i>pn</i> -перехода	0,333	–

Параметр	Описание	Типичное значение	Единица измерения
BV	Напряжение пробоя	500	В
IBV	Ток, соответствующий напряжению BV	$1 \cdot 10^{-10}$	А
NBV	Коэффициент плавности на участке пробоя	1	–
Температурные параметры			
TIKF	Температурный коэффициент тока IKF (линейный)	0	–
XTI	Температурный коэффициент для тока IS (экспоненциальный)	3	–
TRS1	Температурный коэффициент сопротивления RS (линейный)	0	1/К
TRS2	Температурный коэффициент сопротивления RS (квадратичный)	0	1/К ²
TBV1	Температурный коэффициент напряжения BV (линейный)	0	1/К
TBV2	Температурный коэффициент напряжения BV (квадратичный)	0	1/К ²
Динамика			
CJO	Барьерная ёмкость обеднённой области (ОПЗ) при 0 В	$2,5 \cdot 10^{-12}$	Ф
FC	Коэффициент ёмкостной зависимости при прямом смещении	0,5	–
TT	Время переноса носителей заряда	$1 \cdot 10^{-9}$	сек

Проведение **параметрического анализа** позволяет получать различные характеристики (при анализе по постоянному току, при анализе по переменному току, временном анализе) в зависимости от одного или нескольких **параметров** элемента цепи. К таким параметрам относятся, например, температура, величина напряжения дополнительного источника питания, номинал сопротивления в электрической цепи, номинал ёмкости в электрической цепи, SPICE-параметр модели элемента цепи (будь то

линейный или нелинейный элемент) и пр. Такой анализ позволяет построить сразу несколько кривых в зависимости от величины изменяемого параметра.

Для описания параметрического анализа в SPICE используется директива `.STEP`, после объявления которой указываются варьируемые параметры и их диапазон изменений. Данная директива позволяет неоднократно проводить анализ при ступенчатом изменении указанного параметра.

*изменение тока независимого источника тока I1 в диапазоне от 1 до 10 мкА с шагом 10 мкА

```
.step I1 1u 10u 1u
```

*выполнение моделирования с параметром RL со значениями 1 кОм, 2 кОм и 5 кОм

```
.step RL list 1k 2k 5k
```

*ступенчатое изменение параметра RS в модели диода myDiode в диапазоне от 1 до 10 Ом с шагом 1 Ом

```
.step D myDiode(RS) 1 10 1
```

*ступенчатое изменение глобального параметра температуры в диапазоне от -55 до 125 °С с шагом 10 °С

```
.step TEMP -55 125 10
```

*ступенчатое изменение тока независимого источника тока I1 в диапазоне от 1 до 10 мкА с шагом 1 мкА при двух температурах 27 и 55 °С.

```
.step I1 1u 10u 1u TEMP list 27 55
```

Например, для задания 2 из лабораторной работы № 2 можно провести параметрический анализ с варьированием номинала сопротивления нагрузки RL. SPICE-описание такого анализа будет выглядеть следующим образом:

Листинг 3.1 – Пример SPICE-описания параметрического анализа

*Схема задания № 2

*список соединений

```
R1 1 OUT 1k
```

```
R2 OUT 0 2k
```

```

RL OUT 0 1k
V1 1 0 DC 0
.TEMP 27;температура анализа (комнатная)
.STEP RL List 1k 2k 5k;изменение RL
.DC V1 0 5 0.1;настройка DC-анализа
.PLOT DC V(RL);вывод напряжения на нагрузочном сопротивлении
.END;конец программы

```

Результат выполнения программы (после активации меню **Analysis** → **DC...** и нажатия кнопки **ОК**) представлен на рисунке 3.6.

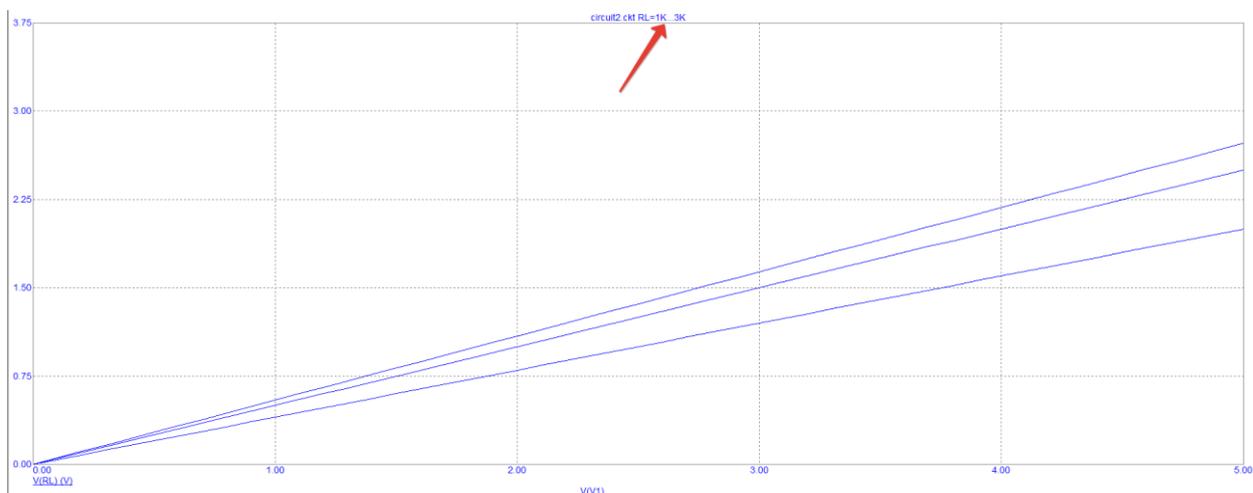


Рисунок 3.6 – Результат параметрического DC-анализа (стрелкой указано, что в названии отмечается изменяемый параметр)

Задание на лабораторную работу

Задание 1. Рассчитать и построить при комнатной температуре вольт-амперную характеристику диода согласно параметрам, указанным в таблице 3.2. Прямую ветвь вольт-амперной характеристики построить в линейном и полулогарифмическом масштабах до напряжения 1 В (ток ограничить 0,5 мА). Обратную ветвь построить до напряжения пробоя (ток ограничить 5 мА). На графиках показать способ определения SPICE-параметров.

Задание 2. В программе Micro-Cap сформировать модель диода с данными из таблицы 3.2, смоделировать вольт-амперную характеристику диода при комнатной температуре:

1.1 прямая ветвь в линейном и полулогарифмическом масштабах (ток ограничить 0,5 мА);

1.2 обратная ветвь в линейном масштабе (показать пробой, обратный ток ограничить 5 мА);

1.3 вся характеристика в линейном и полулогарифмическом масштабах (напряжение в диапазоне от -3 до 1 В, ток в полулогарифмическом масштабе ограничить $1 \cdot 10^{-13}$ и 1 А).

Сформировать SPICE-описание программы моделирования. Сравнить результаты моделирования с п. 1.

Указания. Для того чтобы перевести ось в логарифмический масштаб, необходимо в окне вывода графиков нажать кнопку **Properties**  (или клавишу F10, или совершить двойной щелчок левой кнопки мыши в области построения графиков). Откроется окно настройки свойств графика (рисунок 3.7), где во вкладке *Scales and Formats* (1) в блоке *Curves* (2) выбрать необходимую кривую, а затем в блоке настройки параметров оси Y (3) отметить галочкой Log масштаб (4). После чего в полях Range Low и Range High (5) можно указать нижний и верхний пределы отображаемых значений.

Так как обратный ток имеет отрицательное значение, то для отображения его в логарифмическом масштабе необходимо выводить модуль тока. Для этого при построении ВАХ в поле Y Expression необходимо указать модуль тока при помощи функции ABS: ABS(I(имя_элемента)).

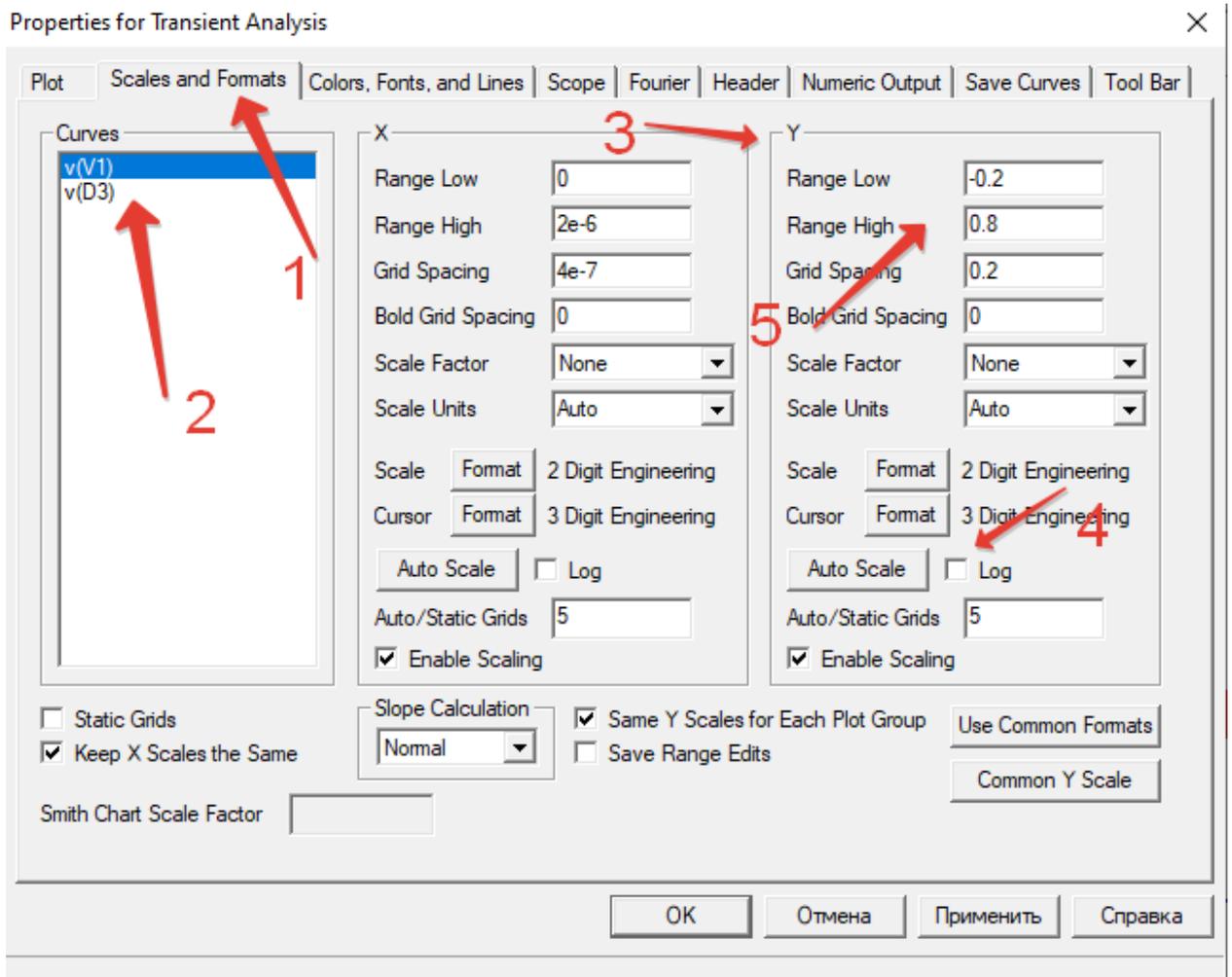


Рисунок 3.7 – Окно настройки свойств

SPICE-описание диода как элемента выглядит следующим образом (листинг 3.2).

Листинг 3.2 – SPICE-описание модели диода

```
D1 N1 0 myDiode; диод D1 подключается анодом к узлу N1, а
катодом - к глобальному узлу 0, модель диода myDiode
.model myDiode D(IS=1p RS=0.1 VJ=0.7 EG=1.11 XTI=3); директива
раскрывает, что модель myDiode относится к моделям диода (D),
параметры модели перечисляются в скобках (последовательность не
важна, также не обязательно перечислять все SPICE-параметры, не
перечисленные будут приняты значениями по умолчанию)
```

Задание 3. Для того же диода построить вольт-амперные характеристики в диапазоне температур от -50 до +50 °C с шагом 25 °C.

Объяснить влияние температуры на ВАХ диода, указав какие параметры модели играют определяющую роль.

Указания. Для того, чтобы построить кривые при различных температурах в окне настройки параметров процесса моделирования (рисунок 3.8) в блоке *Temperature* указывается способ изменения температуры (Method) и задаётся диапазон изменений или значения температуры (Range). Если выбирается линейное изменение, то через запятую указываются конечное значение температуры, начальное значение температуры и шаг изменения. При изменении списком через запятую указываются все значения температуры, при которых необходимо произвести моделирование.

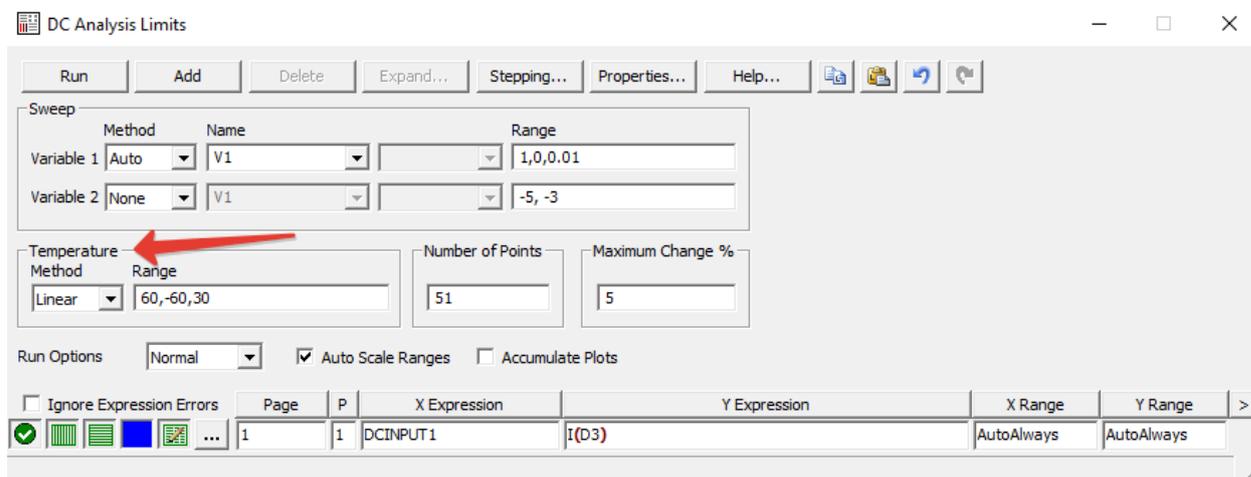


Рисунок 3.8 – Настройка параметров температуры

Задание 4. Для того же диода построить зависимость обратного тока через диод при напряжении $\mathbf{BV}/2$ и $\mathbf{BV}/4$ от температуры в диапазоне от -50 до $+50$ °C с шагом 1 °C. Объяснить полученную зависимость.

Указание. Данное задание похоже на предыдущее с той лишь разницей, что необходимо построить температурную зависимость. Для этого, как отмечено на рисунке 3.9, необходимо в качестве переменной (Variable), по которой будет производиться развёртка (Sweep) в блоке *Sweep* выбрать имя TEMP, указать метод изменения линейный, а также задать требуемый диапазон изменения от конечного к начальному с указанием шага изменения (1). Напряжение источника V1 становится уже параметром, поэтому

указывается в качестве второй переменной (2) с указанием конкретных величин (изменение указывается списком List).

Чтобы построить зависимость обратного тока от температуры в X Expression указывается переменная, по которой производится развёртка – TEMP (3), а в Y Expression (4) та величина, график которой строится ABS(I(имя_диода)). Здесь указывается модуль тока для того, чтобы можно было перестроить зависимость в логарифмическом масштабе.

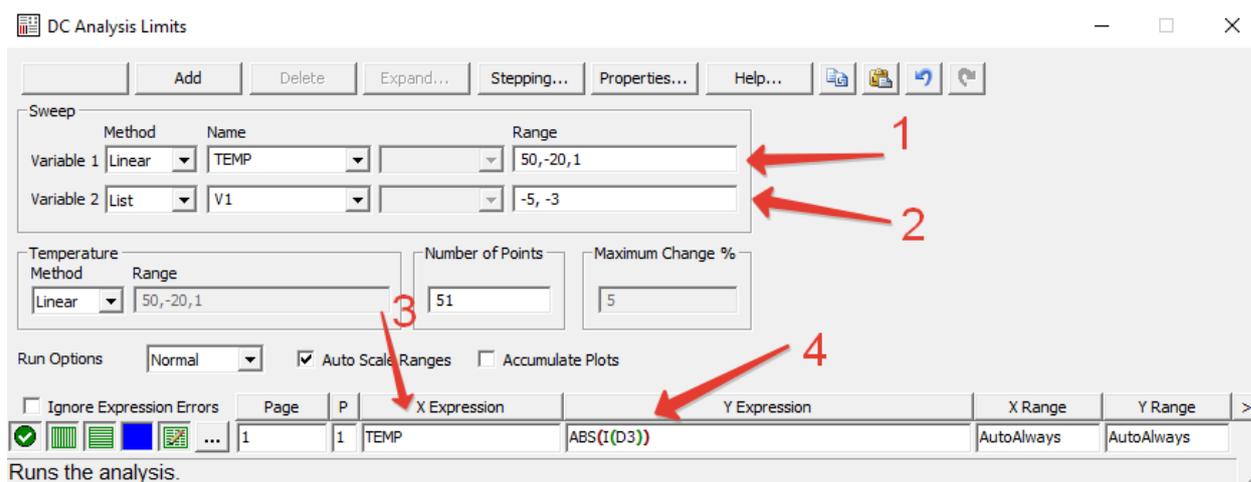


Рисунок 3.9 – Настройка для построения температурной зависимости

SPICE-описание построения такого графика представлено в листинге 3.3.

Листинг 3.3 – SPICE-описание построения температурной зависимости

*первым указывается параметр, по которому будет проводиться развёртка, вторым – изменяемая величина напряжения источника V1 (параметр)

.DC LIN TEMP -50 50 1 V1 list -3 -3/2; обратите внимание, одно из напряжений указано как -3/2, программа сама рассчитает и сделает напряжение -1,5

.PLOT ABS(I(D1)); вывод графика модуля тока через диод D1

Задание 5. Для того же диода промоделировать реакцию (зависимость напряжения на диоде) на импульсный источник напряжения, подключив его последовательно через резистор номиналом 1 кОм. Параметры источника напряжения: $V1 = 0$; $V2 = 0,5$; $TD = 100$ нс; $TR = TF = 1$ пс; $PW = 0,2$ мкс; PER

= 0,5 мкс. Показать на осциллограмме не менее 4 периодов. Провести параметрический анализ, увеличив ёмкость **CJO** в 2 и 5 раз.

Указание. При моделировании переходных процессов отсутствует возможность выбора параметра в основном окне настройки анализа, как это есть в анализе по постоянному току. Здесь в окне настройки необходимо нажать кнопку **Stepping...**, после чего в открывшемся окне настройки (рисунок 3.10) можно указать параметры, которые будут меняться в процессе моделирования (таких параметров можно указать очень много, каждый в своей вкладке). В поле *Step What* указывается имя элемента, параметр которого будет меняться, после выбора элемента (имя диода) активируется второе поле с выбором изменяемого параметра (**CJO**). Далее в случае, если в качестве способа изменения *Method* указано *Linear* или *Log*, в полях *From*, *To* и *Step Value* задаётся начальное, конечное значения параметра и шаг его изменения соответственно. Если в качестве *Method* указано *List*, то будет активно только одно поле *List*, в котором через запятую необходимо указать все значения изменяемого параметра. Затем в блоке *Step It* указывается *Yes*, если необходимо учитывать изменение этого параметра при моделировании, либо *No*, если изменение игнорируется. Далее нажимается **OK** и запускается процесс моделирования кнопкой **Run**  (или клавишей F2).

Если необходимо изменить параметры анализа, в меню **Transient** можно выбрать **Limits...** (для настройки процесса моделирования, указания пределов) или **Stepping...** (для настройки параметров).

Варьирование параметра SPICE-модели для диода будет описываться следующим образом (листинг 3.4).

Листинг 3.4 – SPICE-описание варьирования параметра **CJO** модели диода *myDiode*

```
.step D myDiode (CJO) List 2p 5p 10p
```

Обратите внимание, если в схеме присутствует несколько элементов с одинаковым именем модели, то варьируемый параметр модели будет изменяться у всех этих элементов!

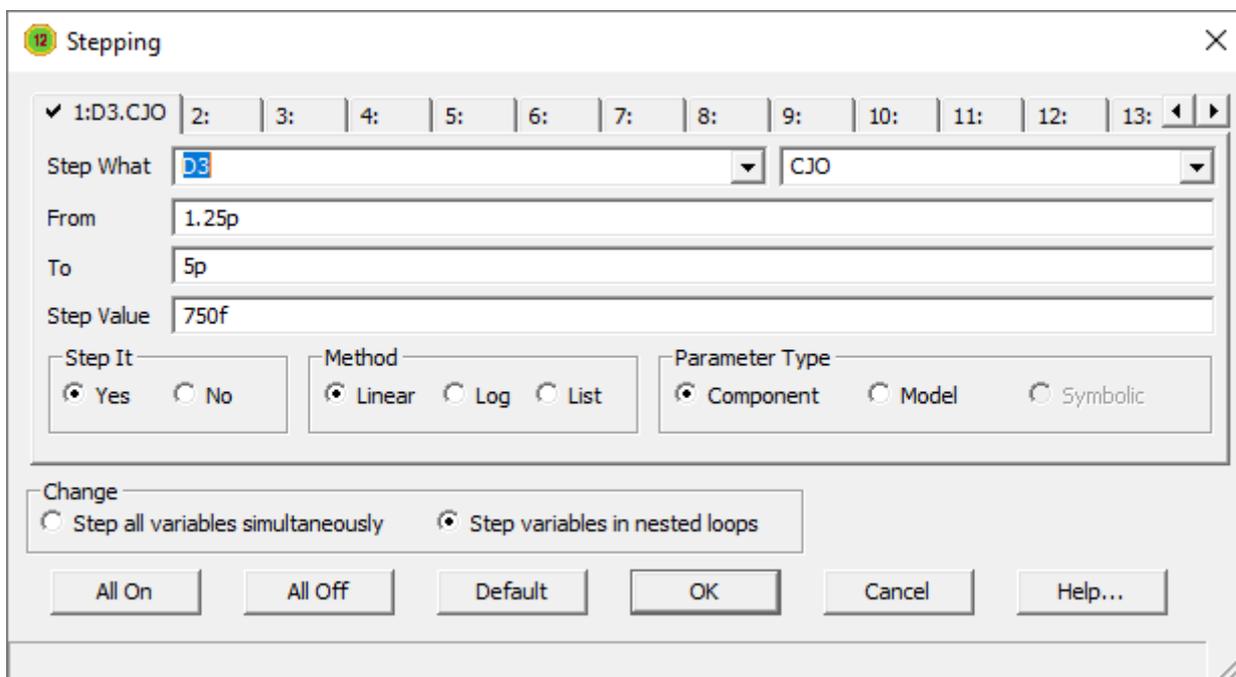


Рисунок 3.10 – Настройка параметра

При построении графиков в случае параметрического анализа, кривые будут иметь одинаковый цвет. В настройках анализа (рисунок 3.11) можно задать построение кривых с разным цветом. Для этого во вкладке *Colors, Fonts, and Lines* в группе *Objects* выбрать необходимый набор графиков (1), затем в поле *Curve Line* отметить галочкой *Rainbow* (2), нажать **ОК** (3) и убедиться, что цвета кривых теперь различаются (4).

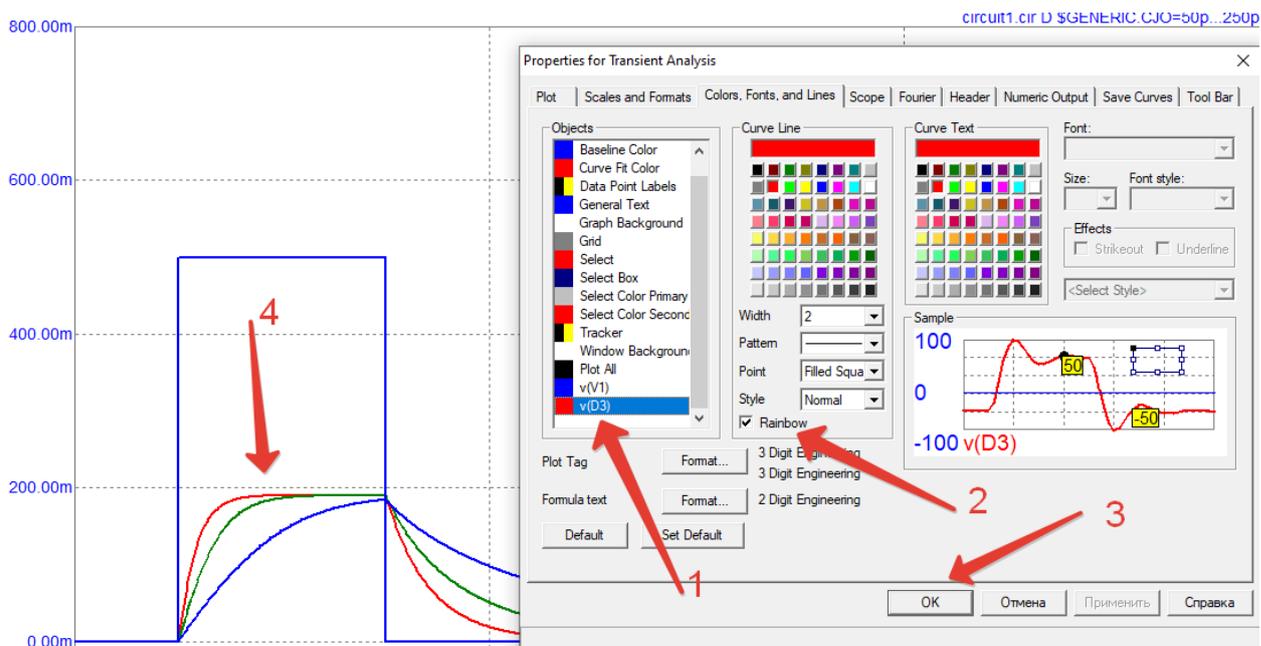


Рисунок 3.11 – Настройка цвета кривых на графике

Содержание отчёта:

1. Титульный лист.
2. Задание.
3. Графическое представление схемы.
4. SPICE-описание схемы и параметров моделирования.
5. Результат моделирования.

Таблица 3.2 – Данные для домашней подготовки

Параметр	Единица измерения	Номер варианта												
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
EG	эВ	1,1												
VJ	В	0,7	0,75	0,8	0,7	0,75	0,8	0,7	0,75	0,8	0,7	0,75	0,8	0,7
IS	нА	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
RS	Ом	0,1	0,15	0,2	0,5	0,1	0,15	0,2	0,5	0,1	0,15	0,2	0,5	0,1
N	–	1,3	1,5	1	2	1,5	1,4	2	1,5	1,8	1,5	2	1,6	2
ISR	мкА	6	7	8	9	10	1	2	11	12	13	3	4	5
NR	–	2	1,8	2	1	1,5	1,6	1,4	1,3	2	1	1,5	1,6	1
IKF	мА	0,1	0,5	0,3	0,2	0,05	0,1	0,2	0,15	0,05	0,3	0,5	0,4	0,2
RL	ГОм	5												
M	–	0,333						0,5						
BV	В	50	70	60	100	50	80	70	50	70	60	100	50	80
IBV	нА	0,1												
NBV	–	1	1,5	2	1	1,5	2	1	1,5	2	1	1,5	2	2
CJO	пФ	10	20	30	40	50	15	25	35	45	10	15	25	30
FC	–	0,5												
TT	нс	30	10	20	50	10	40	20	30	50	40	20	30	50

Лабораторная работа № 4. Анализ электронных схем с активными элементами (биполярный транзистор)

Цель работы – приобретение практических навыков анализа электрических схем с активными элементами и проведения параметрического анализа, изучение схемы замещения и SPICE-параметров биполярного транзистора.

При домашней подготовке ознакомиться со следующей литературой:

[1] §§ 2.1, 2.3 (с. 52 – 74, 78 – 104),

[2] §§ 5.1, 5.2 (с. 159–186).

Теоретическое описание

Рассмотрим статические свойства *npr*-транзистора; *npr*-транзистор отличается лишь противоположными знаками всех напряжений и токов. Простейшей моделью биполярного транзистора является **модель Эберса–Молла**, в основу которой положена диодная эквивалентная схема. Модель имеет три параметра и описывает все первичные эффекты. Ради большей точности моделирования выполняется преобразование, которое сначала приводит к **транспортной модели**, а после ввода дополнительных характеристик для описания вторичных эффектов даёт **модель Гуммеля–Пуна**, которая позволяет весьма точно описывать статические свойства и применяется в программах компьютерного проектирования.

Модель Эберса-Молла

Структура транзистора рассматривается с позиции встречно включённых *pn*-переходов, между которыми находится тонкая область базы (рисунок 4.1). Модель состоит из двух диодов и двух источников тока, которые описывают протекающий через базовую область ток (рисунок 4.2).

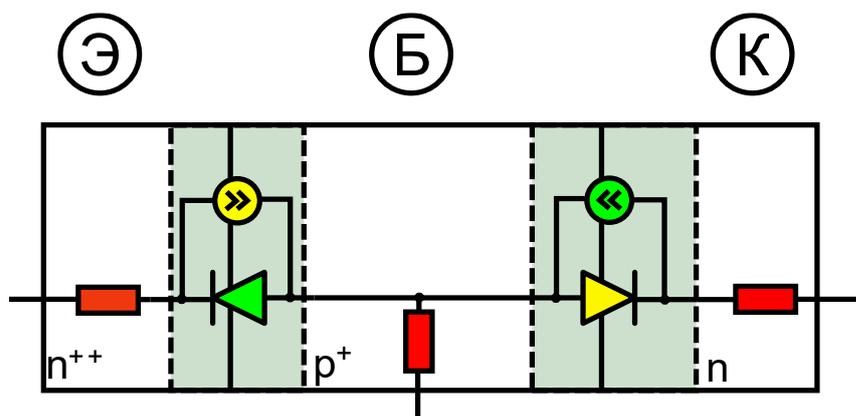


Рисунок 4.1 – Структура *npn*-транзистора для формирования модели Эберса-Молла

При формировании модели считают, что сопротивления квазинейтральных областей (резисторы на рисунке 4.1) эмиттера, базы и коллектора равны нулю.

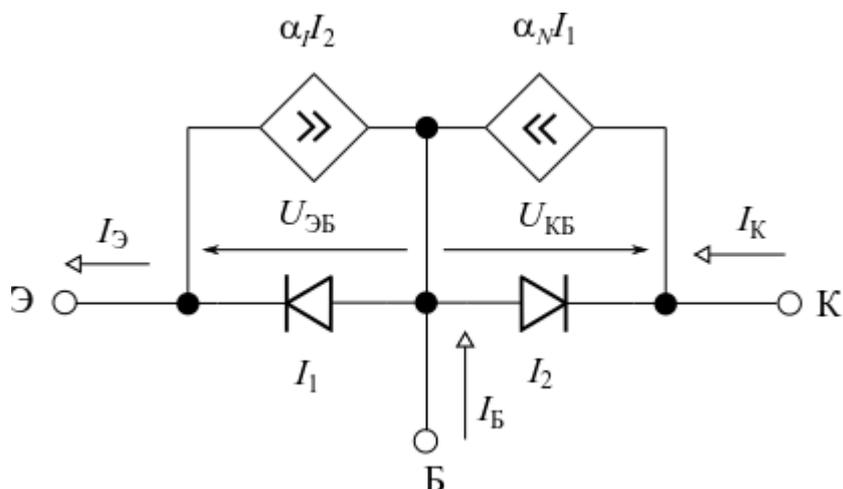


Рисунок 4.2 – Модель Эберса-Молла для *npn*-транзистора

Математическое описание модели основано на предположении, что токи через *pn*-переходы определяются уравнением ВАХ идеального *pn*-перехода:

$$\begin{aligned}
 I_1(U_{ЭБ}) &= I_{Э0} \cdot \left[\exp\left(\frac{U_{ЭБ}}{\Phi_T}\right) - 1 \right], \\
 I_2(U_{КБ}) &= I_{К0} \cdot \left[\exp\left(\frac{U_{КБ}}{\Phi_T}\right) - 1 \right],
 \end{aligned}
 \tag{4.1}$$

где $I_{Э0}$, $I_{К0}$ – токи насыщения эмиттерного и коллекторного переходов соответственно,

$U_{ЭБ}$, $U_{КБ}$ – напряжение между эмиттером и базой и коллектором и базой соответственно.

Коэффициенты пропорциональности (передачи тока) управляемых источников обозначаются α_N (для нормального режима работы) и α_I (для инверсного режима работы). При этом $\alpha_N \approx 0,95..0,99$ и $\alpha_I \approx 0,5..0,9$. Различие коэффициентов передачи тока определяется разницей в площадях pn -переходов: площадь эмиттерного перехода меньше коллекторного.

Исходя из рисунка 4.2, получают систему уравнений Эберса-Молла, связывающую токи эмиттера, базы и коллектора с напряжением на эмиттерном и коллекторном переходах:

$$\begin{cases} I_{Э} = \frac{I_{Э0}}{1 - \alpha_N \alpha_I} \cdot \left[\exp\left(\frac{U_{ЭБ}}{\Phi_T}\right) - 1 \right] - \frac{\alpha_I I_{К0}}{1 - \alpha_N \alpha_I} \cdot \left[\exp\left(\frac{U_{КБ}}{\Phi_T}\right) - 1 \right], \\ I_{К} = \frac{\alpha_N I_{Э0}}{1 - \alpha_N \alpha_I} \cdot \left[\exp\left(\frac{U_{ЭБ}}{\Phi_T}\right) - 1 \right] - \frac{I_{К0}}{1 - \alpha_N \alpha_I} \cdot \left[\exp\left(\frac{U_{КБ}}{\Phi_T}\right) - 1 \right], \\ I_{Б} = I_{Э} - I_{К} = \frac{(1 - \alpha_N) I_{Э0}}{1 - \alpha_N \alpha_I} \cdot \left[\exp\left(\frac{U_{ЭБ}}{\Phi_T}\right) - 1 \right] - \frac{(1 - \alpha_I) I_{К0}}{1 - \alpha_N \alpha_I} \cdot \left[\exp\left(\frac{U_{КБ}}{\Phi_T}\right) - 1 \right]. \end{cases} \quad (4.2)$$

Для идеального транзистора можно записать *соотношение взаимности*:

$$\alpha_N I_{Э0} = \alpha_I I_{К0} = I_S, \quad (4.3)$$

где I_S – ток насыщения.

Таким образом, модель Эберса-Молла полностью описывается тремя параметрами: α_N , α_I и I_S .

Связь между токами эмиттера, базы и коллектора в **активном нормальном** режиме работы транзистора можно выразить следующими соотношениями:

$$\begin{cases} I_{К} = \alpha_N I_{Э}, \\ I_{К} = \frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N} I_{Б} = \beta_N I_{Б}, \end{cases} \quad (4.4)$$

где строго говоря α_N – коэффициент усиления тока эмиттера, β_N – коэффициент усиления тока базы.

В активном инверсном режиме, когда коллектор начинает выполнять роль эмиттера, а эмиттер – коллектора, связь токов выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} I_{\text{Э}} = \alpha_I I_{\text{К}}, \\ I_{\text{Э}} = \frac{\alpha_I}{1 - \alpha_I} I_{\text{Б}} = \beta_I I_{\text{Б}}, \end{cases} \quad (4.5)$$

где аналогично нормальному режиму α_I – коэффициент усиления тока эмиттера, β_I – коэффициент усиления тока базы.

Упрощённые схемы модели Эберса-Молла для активного нормального и инверсного режимов представлены на рисунке 4.3.

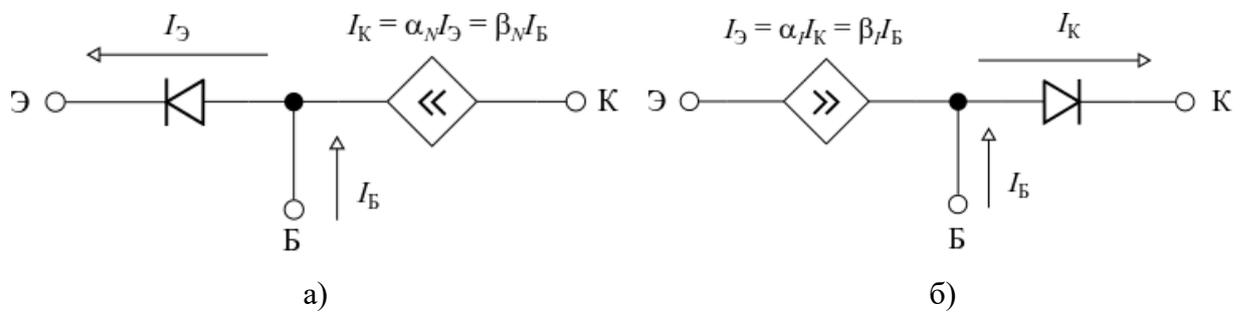


Рисунок 4.3 – Упрощённые схемы модели Эберса-Молла для *npn*-транзистора:

а – активный нормальный режим; *б* – активный инверсный режим

Транспортная модель

Транспортная модель получается из модели Эберса-Молла путём эквивалентного преобразования двух управляемых источников тока в один (рисунок 4.4). Данная модель служит основой моделирования многих эффектов.

Рассмотрим преобразование источников тока. Для нормального и инверсного режимов работы транзистора ток базы можно записать в виде:

$$\begin{cases} I_{\text{Б},N} = \frac{I_S}{\beta_N} \left[\exp\left(\frac{U_{\text{БЭ}}}{\Phi_T}\right) - 1 \right], \\ I_{\text{Б},I} = \frac{I_S}{\beta_I} \left[\exp\left(\frac{U_{\text{БК}}}{\Phi_T}\right) - 1 \right], \end{cases} \quad (4.6)$$

где $I_{Б,N}$, $I_{Б,I}$ – ток базы в случае нормального и инверсного режимов работы транзистора соответственно.

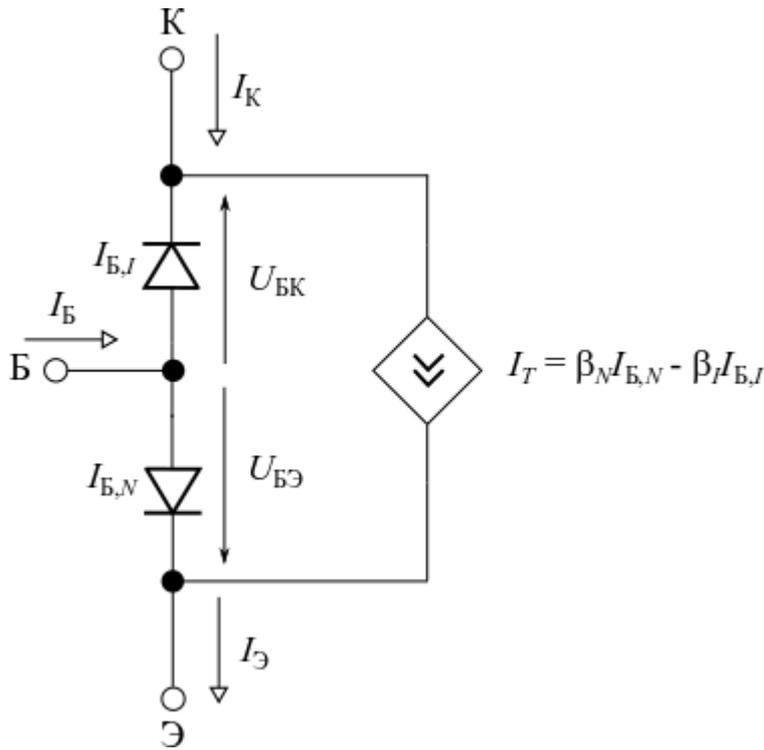


Рисунок 4.4 – Схема замещения для транспортной модели *pnp*-транзистора

Вводится управляемый источник тока, описывающий перенос заряда через базовую область

$$I_T = \beta_N I_{Б,N} - \beta_I I_{Б,I} = I_S \left[\exp\left(\frac{U_{БЭ}}{\varphi_T}\right) - \exp\left(\frac{U_{БК}}{\varphi_T}\right) \right]. \quad (4.7)$$

Исходя из схемы на рисунке 4.4 получаем выражения для токов эмиттера, базы и коллектора:

$$\begin{cases} I_B = \frac{I_S}{\beta_N} \cdot \left[\exp\left(\frac{U_{БЭ}}{\varphi_T}\right) - 1 \right] + \frac{I_S}{\beta_I} \cdot \left[\exp\left(\frac{U_{БК}}{\varphi_T}\right) - 1 \right], \\ I_K = I_S \cdot \left[\exp\left(\frac{U_{БЭ}}{\varphi_T}\right) - \left(1 - \frac{1}{\beta_I}\right) \cdot \exp\left(\frac{U_{БК}}{\varphi_T}\right) + \frac{1}{\beta_I} \right], \\ I_Э = I_S \cdot \left[-\left(1 + \frac{1}{\beta_N}\right) \exp\left(\frac{U_{БЭ}}{\varphi_T}\right) + \exp\left(\frac{U_{БК}}{\varphi_T}\right) + \frac{1}{\beta_N} \right]. \end{cases} \quad (4.8)$$

Транспортная модель, как и модель Эберса-Молла, описывает основные (первичные) характеристики биполярного транзистора в статическом режиме. В отличие от модели Эберса-Молла ток переноса носителей заряда здесь

рассматривается отдельно. Модель также описывается тремя параметрами: I_S , β_N и β_I .

Для более адекватного описания работы транзистора транспортная модель несколько уточняется:

- в эмиттерном и коллекторном переходе появляются генерационно-рекомбинационные токи (токи утечки), которые складываются с током базы и слабо влияют на ток переноса I_T ;
- при сильных токах значительно возрастает концентрация носителей заряда в базе, что приводит к изменению тока I_T ;
- напряжения эмиттерного и коллекторного переходов влияют на величину эффективной ширины базы, что приводит к изменению коэффициентов β_N и β_I , и как следствие влияет на ток I_T – эффект Эрли.

Для того, чтобы учесть дополнительные *генерационно-рекомбинационные токи (токи утечки)*, в транспортную модель необходимо ввести два диода, описываемых выражениями:

$$\begin{cases} I_{БЭ} = I_{SЭ} \cdot \left[\exp\left(\frac{U_{БЭ}}{n_Э \Phi_T}\right) - 1 \right], \\ I_{БК} = I_{СК} \cdot \left[\exp\left(\frac{U_{БК}}{n_К \Phi_T}\right) - 1 \right], \end{cases} \quad (4.9)$$

где $I_{SЭ}$, $I_{СК}$ – обратные токи насыщения для токов утечки эмиттерного и коллекторного переходов соответственно,

$n_Э$, $n_К$ – коэффициенты эмиссии эмиттерного и коллекторного переходов соответственно (обычно $n_Э \approx 1,5$ и $n_К \approx 2$).

Влияние *высокого уровня инжекции* и *эффекта Эрли* на ток I_T описывается безразмерной величиной q_B :

$$I_T = \frac{\beta_N I_{Б,N} - \beta_I I_{Б,I}}{q_B} = \frac{I_S}{q_B} \left[\exp\left(\frac{U_{БЭ}}{\Phi_T}\right) - \exp\left(\frac{U_{БК}}{\Phi_T}\right) \right]. \quad (4.10)$$

Величина $q_B = \frac{Q_B}{Q_{B0}}$ является мерой относительной концентрации заряда

основных носителей в базе и складывается с величинами q_1 , которая описывает влияние эффекта Эрли, и q_2 , которая описывает влияние высокого уровня инжекции:

$$\begin{cases} q_B = \frac{q_1}{2} (1 + \sqrt{1 + 4q_2}), \\ q_1 = \left(1 - \frac{U_{БЭ}}{U_{Эрли,I}} - \frac{U_{БК}}{U_{Эрли,N}} \right)^{-1} \approx 1 + \frac{U_{БЭ}}{U_{Эрли,I}} + \frac{U_{БК}}{U_{Эрли,N}}, \\ q_2 = \frac{I_S}{I_{K,N}} \left[\exp\left(\frac{U_{БЭ}}{\Phi_T}\right) - 1 \right] + \frac{I_S}{I_{K,I}} \left[\exp\left(\frac{U_{БК}}{\Phi_T}\right) - 1 \right], \end{cases} \quad (4.11)$$

где $U_{Эрли,N}$ и $U_{Эрли,I}$ – напряжение Эрли при активном нормальном и инверсном режимах работы соответственно,

$I_{K,N}$ и $I_{K,I}$ – токи перехода к высокому уровню инжекции при нормальном и инверсном режимах работы соответственно (см. лабораторную работу № 3).

Уточнённая транспортная модель представлена на рисунке 4.5.

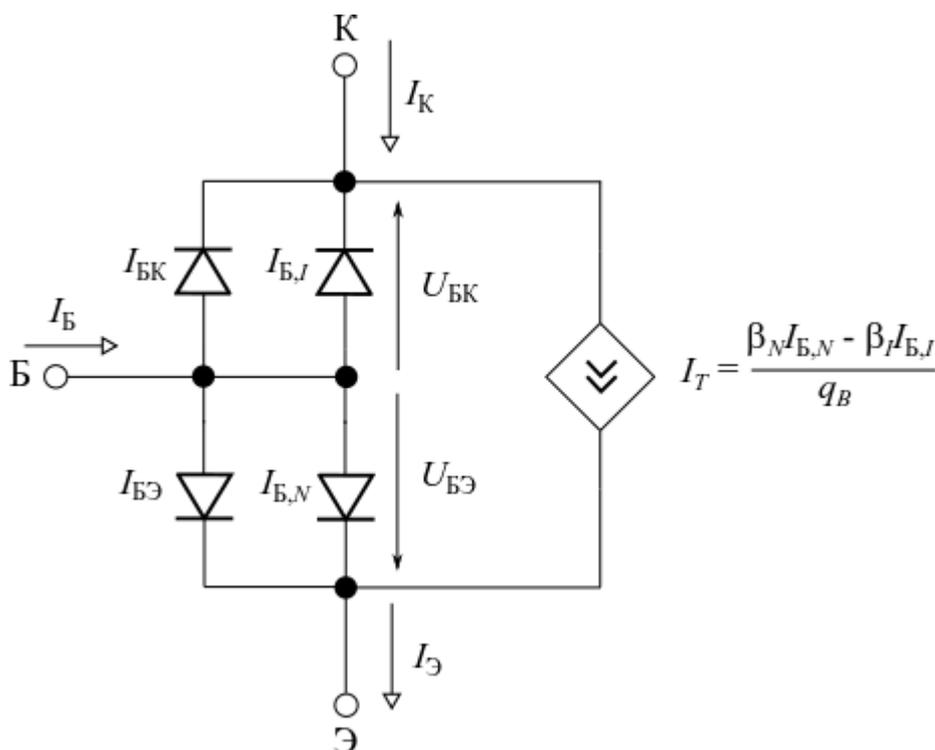


Рисунок 4.5 –
Уточнённая
транспортная
модель

Уравнения токов для уточнённой модели на основании рисунка 4.5 и уравнений (4.9) и (4.10) запишутся в следующем виде:

$$\begin{cases} I_B = I_{B,N} + I_{B,I} + I_{BЭ} + I_{BK}, \\ I_K = \frac{\beta_N}{q_B} I_{B,N} - \left(\frac{\beta_I}{q_B} + 1 \right) I_{B,I} - I_{BK}, \\ I_Э = \left(\frac{\beta_N}{q_B} + 1 \right) I_{B,N} - \frac{\beta_I}{q_B} I_{B,I} + I_{BЭ}. \end{cases}$$

Такое дополнительное уточнение транспортной модели позволяет описать зависимость коэффициента передачи тока β от величины тока коллектора:

$$\beta = \frac{I_K}{I_Э} = \frac{\beta_N}{q_B + \beta_N \cdot \left(\frac{q_B}{I_S} \right)^{1/n_Э} \cdot I_{SЭ} \cdot I_K^{(1/n_Э - 1)}}.$$

Графически эта зависимость представлена на рисунке 4.6.

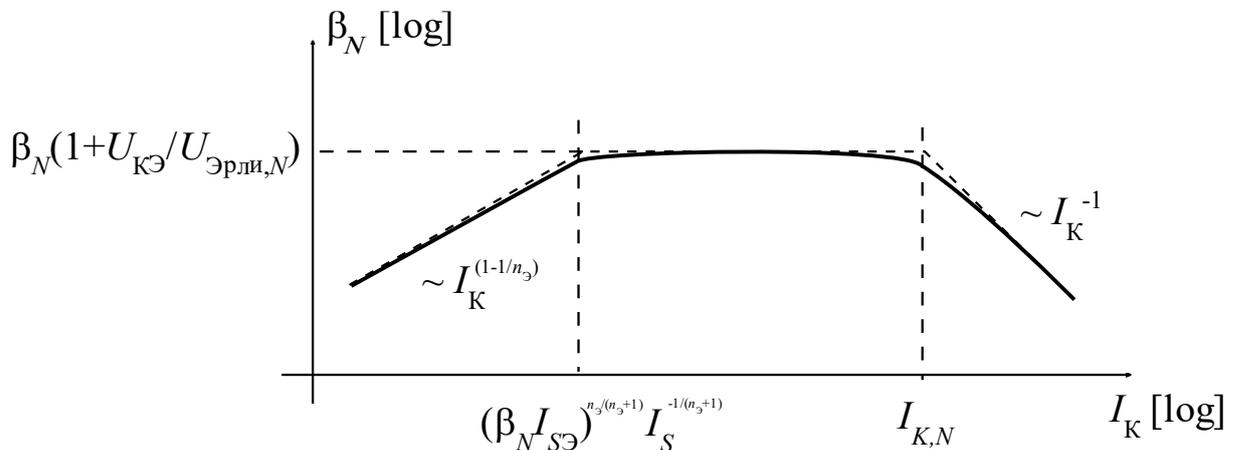


Рисунок 4.6 – Зависимость коэффициента β_N от тока коллектора в двойном логарифмическом масштабе при напряжении $U_{кЭ} = \text{const}$

На токовой зависимости коэффициента усиления β (как для активного нормального, так и для инверсного режима работы) выделяют три участка:

1. участок малых токов $I_K < \left[\frac{(\beta_N I_{SЭ})^{n_э}}{I_S} \right]^{\frac{1}{n_э+1}}$, в которых велико влияние

генерационно-рекомбинационных токов (токов утечки) и коэффициент β растёт с увеличением тока коллектора как $I_K^{1-1/n_э}$;

2. нормальная область, в которой коэффициент β практически не зависит от тока коллектора;

3. область больших токов $I_K > I_{K,N}$, при которой коэффициент β обратно пропорционален току коллектора.

Помимо эффектов Эрли и высокого уровня инжекции, описание статических характеристик биполярного транзистора необходимо дополнить влиянием *объёмных сопротивлений квазинейтральных областей*. Рассмотрим структуру интегрального *npn*-транзистора (рисунок 4.7).

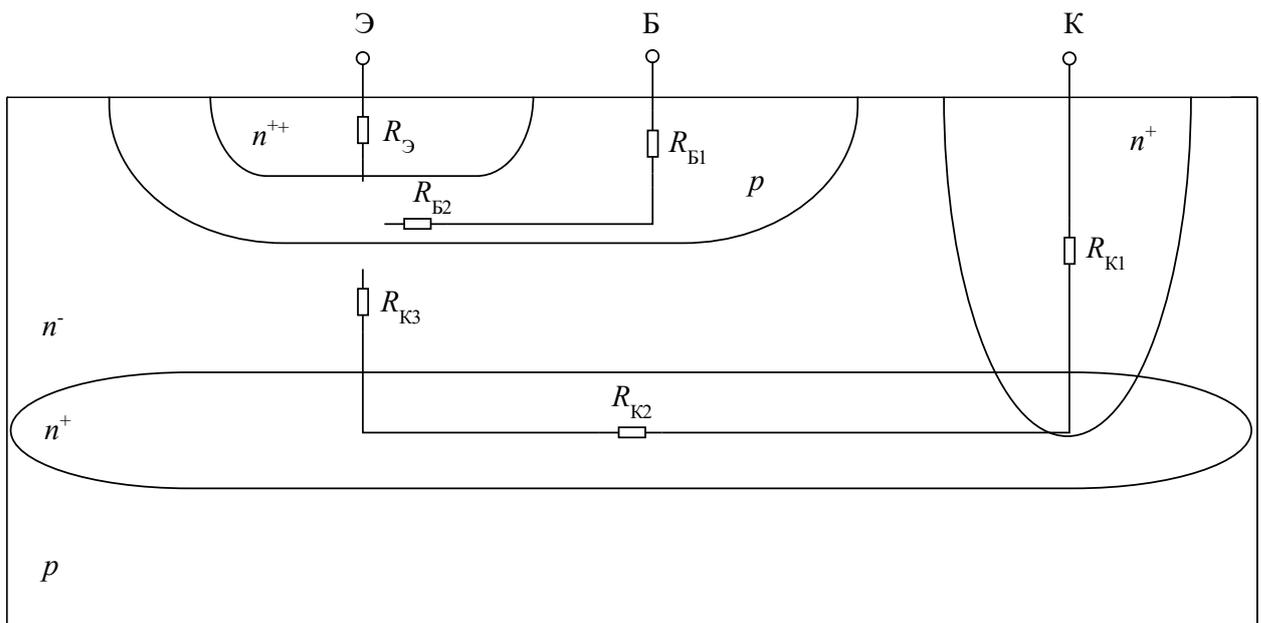


Рисунок 4.7 – Структура интегрального биполярного *npn*-транзистора с сопротивлениями квазинейтральных областей

Благодаря высокой степени легирования сопротивление эмиттерной области $R_{Э}$ очень мало и составляет обычно 0,1–1 Ом.

Сопротивление базовой области $R_{Б}$ складывается из двух составляющих: сопротивление области между контактом базы и активной областью базы $R_{Б1}$ и сопротивление активной области между эмиттером и коллектором $R_{Б2}$. При

этом в результате изменения количества заряда основных носителей в базе происходит модуляция сопротивления $R_{Б2}$: с увеличением уровня инжекции сопротивление этой области уменьшается. Так же на эту величину влияет эффект Эрли, благодаря которому при изменении ширины областей пространственного заряда меняется величина сопротивления активной области базы. Влияние указанных параметров описывается при помощи величины q_B :

$$R_B = R_{Б1} + \frac{R_{Б2}}{q_B}.$$

С увеличением уровня инжекции, когда $I_K \rightarrow \infty$, сопротивление $R_B = R_{Б1}$.

Сопротивление коллекторной области R_K также, как и в случае с базовой областью, определяется несколькими составляющими: сопротивлением глубокого коллектора R_{K1} , сопротивлением скрытого слоя R_{K2} и сопротивлением эпитаксиального слоя R_{K3} . Из-за низкой степени легирования эпитаксиального слоя объёмное сопротивление коллектора практически полностью определяется сопротивлением этой области $R_K = R_{K3}$.

Для маломощных транзисторов сопротивлением эмиттера и коллектора можно пренебречь, так как падение напряжения на них достаточно мало. Однако сопротивление базы учитывать необходимо. Несмотря на такое же малое падение напряжение, сопротивление базы сильно влияет на частотные свойства транзистора.

Модель Гуммеля-Пуна

Основной чертой модели Гуммеля-Пуна является отслеживание заряда основных носителей q_B в базе транзистора в соответствие с его режимом работы. Данная модель отличается от транспортной тем, что включается в себя *диффузионные и барьерные ёмкости* эмиттерного и коллекторного *pn*-переходов (рисунок 4.8), что позволяет проводить моделирование динамических характеристик транзистора.

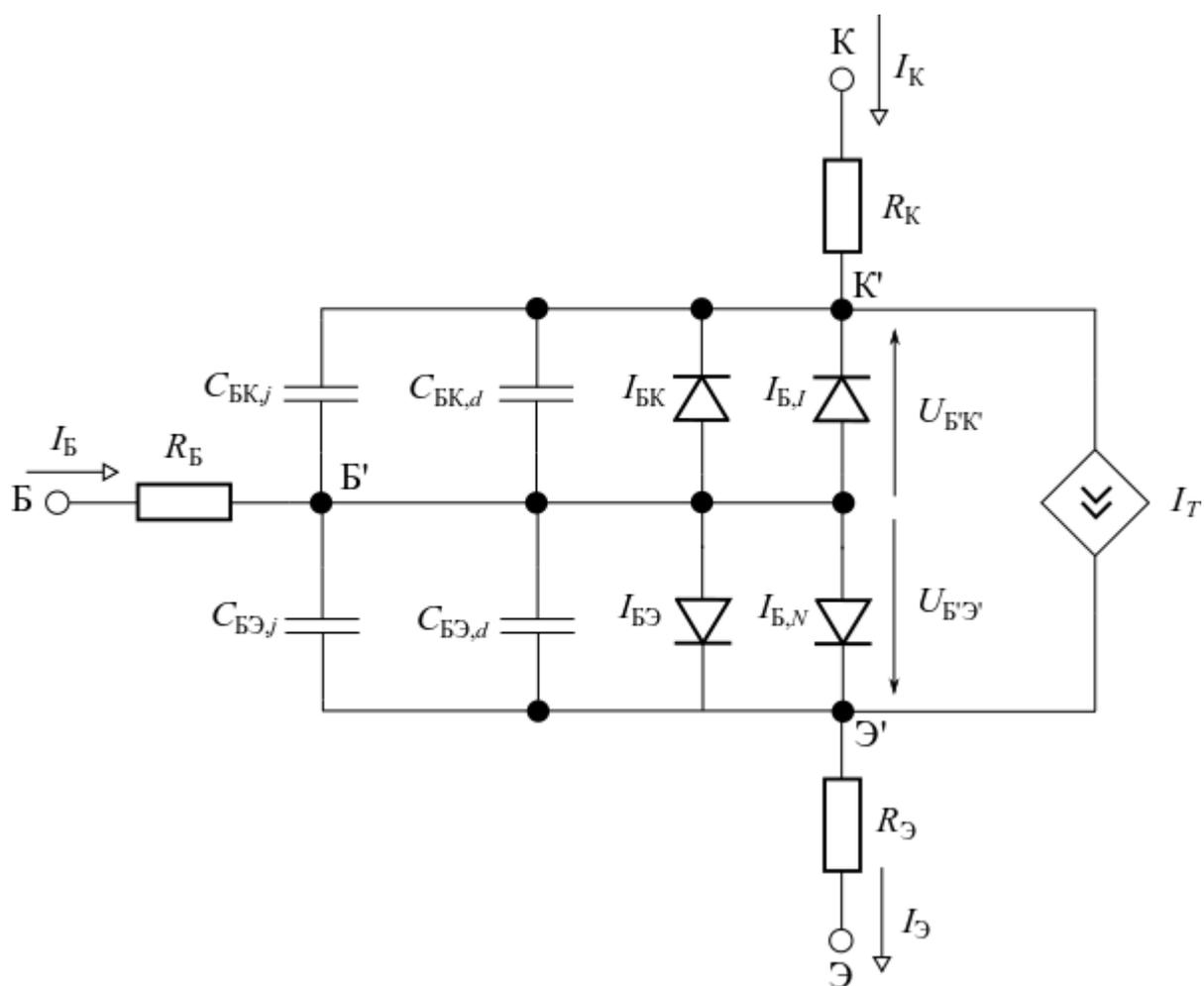


Рисунок 4.8 – Модель Гуммеля-Пуна

По аналогии с диодом для характеристики барьерной ёмкости эмиттерного и коллекторного *pn*-переходов в транзисторе используются такие SPICE-параметры как:

- **CJE** и **CJC** – барьерные ёмкости эмиттерного и коллекторного переходов в отсутствие напряжения,
- **MJE** и **MJC**, которые определяют плавность эмиттерного и коллекторного переходов,
- **FC** – параметр, учитывающий прямое смещение для расчёта барьерной ёмкости.

Диффузионные ёмкости связаны с временами пролёта носителей заряда через базу в нормальном (**TF**, от англ. *forward* – прямой) и инверсном (**TR**, от англ. *reverse* – обратный) режимах.

Таким образом, модель Гуммеля-Пуна описывается следующими SPICE-параметрами.

Таблица 4.1 – SPICE-параметры биполярного транзистора (модель Гуммеля-Пуна)

Параметр	Описание	Типичное значение	Единица измерения
Статика			
IS	Сквозной ток насыщения	10^{-16}	А
ISE	Рекомбинационный ток насыщения эмиттерного перехода	0	А
ISC	Рекомбинационный ток насыщения коллекторного перехода	0	А
IKF	Ток перехода к ВУИ при нормальном режиме	Inf	А
IKR	Ток перехода к ВУИ при инверсном режиме	Inf	А
NE	Коэффициент эмиссии эмиттерного перехода	1,5	–
NC	Коэффициент эмиссии коллекторного перехода	2	–
NF	Коэффициент эмиссии при нормальном режиме	1	–
NR	Коэффициент эмиссии при инверсном режиме	1	–
RE	Сопротивление эмиттерной области	0	Ом
RC	Сопротивление коллекторной области	0	Ом
RB	Сопротивление базовой области	0	Ом
RBM	Минимальное сопротивление базовой области в области высоких токов	0	Ом
BF	Коэффициент передачи тока базы в нормальном режиме	100	–
BR	Коэффициент передачи тока базы в инверсном режиме	1	–
EG	Ширина запрещённой зоны	1,11	эВ
VJE	Контактная разность потенциалов эмиттерного перехода	0,75	В
VJC	Контактная разность потенциалов коллекторного перехода	0,75	В
MJE	Коэффициент резкости эмиттерного перехода	0,33	–
MJC	Коэффициент резкости коллекторного перехода	0,33	–

Параметр	Описание	Типичное значение	Единица измерения
VAF	Напряжение Эрли в нормальном режиме	Inf	B
VAR	Напряжение Эрли в инверсном режиме	Inf	B
Температурные параметры			
TRB1	Линейный температурный коэффициент для RB	3	1/°C
TRB2	Квадратичный температурный коэффициент для RB	3	(1/°C) ²
TRM1	Линейный температурный коэффициент для RBM	3	1/°C
TRM2	Квадратичный температурный коэффициент для RBM	3	(1/°C) ²
TRE1	Линейный температурный коэффициент для RE	3	1/°C
TRE2	Квадратичный температурный коэффициент для RE	3	(1/°C) ²
TRC1	Линейный температурный коэффициент для RC	3	1/°C
TRC2	Квадратичный температурный коэффициент для RC	3	(1/°C) ²
XTI	Экспоненциальный температурный коэффициент для тока насыщения IS	3	–
XTB	Температурный коэффициент для BF и BR	0	–
Динамика			
CJE	Барьерная ёмкость эмиттерного перехода в отсутствие смещения	0	Ф
CJC	Барьерная ёмкость коллекторного перехода в отсутствие смещения	0	Ф
TF	Время пролёта носителей заряда через базу в нормальном режиме	0	с
TR	Время пролёта носителей заряда через базу в инверсном режиме	0	с

SPICE-описание транзистора

Для того, чтобы описать в текстовом формате биполярный транзистор, используется следующая запись.

Листинг 4.1 – SPICE-описание биполярного транзистора

* узлы подключаются в порядке: коллектор <C>, база , эмиттер <E>

Qxxx <C> <E> <имя_модели>

* модель NPN-транзистора

.model <имя_модели> NPN ([SPICE-параметры])

* модель PNP-транзистора

.model <имя_модели> PNP ([SPICE-параметры])

Задание на лабораторную работу

Задание 1. Смоделировать семейство входных и выходных ВАХ биполярного транзистора (модель и тип транзистора указаны в таблице 4.2), включённого по схеме с общей базой:

Входные характеристики построить при двух напряжениях на выходе: $|U_{КБ}| = 0$ и 5 В. Ток ограничить 10 мА (по модулю).

Выходные характеристики построить при пяти значениях тока эмиттера на входе: от 0 до 10 мА с шагом 2 мА (по модулю).

Для вывода значений токов базы, эмиттера и коллектора используются соответствующие записи $I_B(Q1)$, $I_E(Q1)$ и $I_C(Q1)$.

Задание 2. Аналогично смоделировать семейство входных и выходных характеристик при включении по схеме с общим эмиттером.

Входные характеристики построить при двух напряжениях на выходе: $|U_{КЭ}| = 0$ и 5 В. Ток ограничить 10 мА (по модулю).

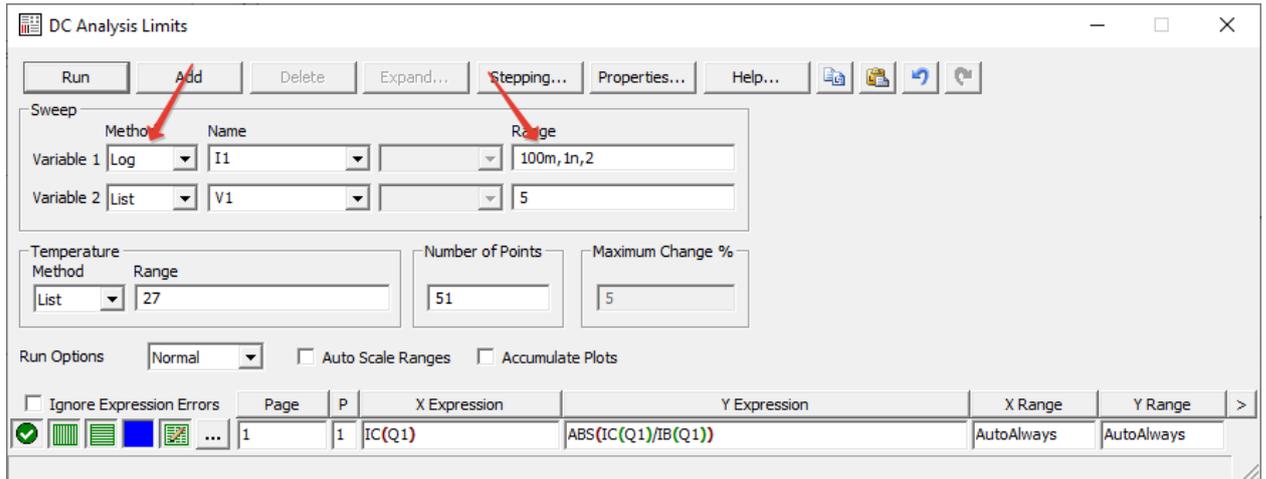
Выходные характеристики построить при пяти значениях тока базы на входе: от 0 до 10 мА с шагом 2 мА (по модулю).

На полученных выходных ВАХ путём экстраполяции линейного наклона в активной области, определить напряжение Эрли, сравнить его параметром модели **VAF**.

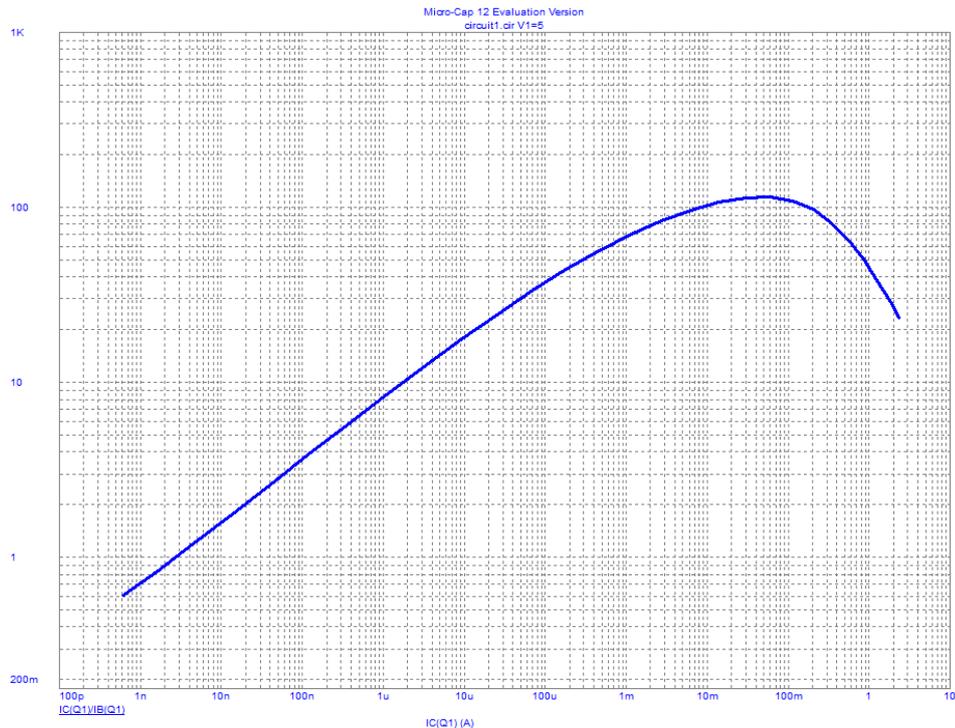
Предоставить схему моделирования, spice-описание процесса моделирования, результаты моделирования в виде графиков.

Задание 3. Для предыдущей схемы (п. 2) промоделировать и построить зависимость коэффициента передачи тока базы $\beta = \frac{I_K}{I_B}$ от тока коллектора в полулогарифмическом масштабе, меняя величину тока коллектора от 1 нА до 100 мА. Объяснить полученную зависимость. 

Для источника тока рекомендуется метод изменения величины выставить Log, как показано на рисунке ниже.



Ось тока коллектора на графике перевести в логарифмический масштаб.



Задание 4. Собрать схему усилительного каскада, представленную ниже, с транзистором, соответствующим своему варианту.

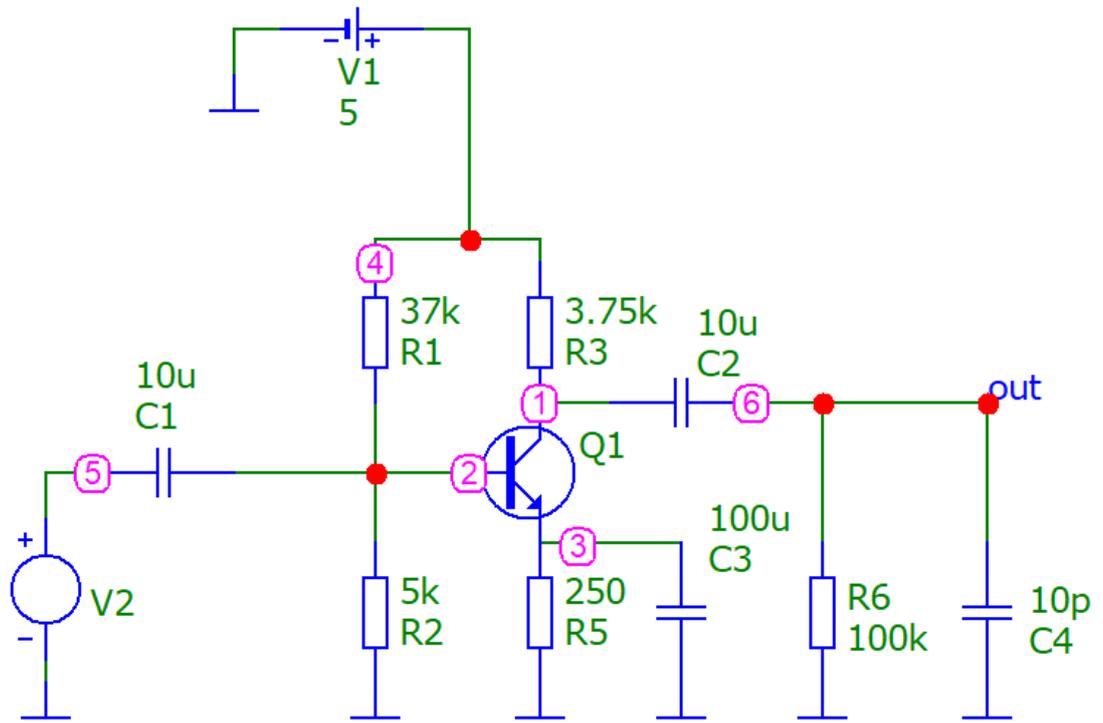
1. Рассчитать каскад по постоянному току: определить потенциалы эмиттера, базы и коллектора транзистора Q1. Проверить результат, проведя динамический анализа по постоянному току (**Analysis** → **Dynamic DC...**).

Нажатием кнопки  **Conditions**, удостовериться, что транзистор находится в усилительном режиме. Об этом свидетельствует подпись LIN, появившаяся рядом с Q1. Транзистор также может находиться в состоянии насыщения (SAT) и отсечки (OFF).

2. Рассчитать коэффициент усиления K_U^{\max} .

2а. Промоделировать реакцию (напряжение в узле out) на синусоидальный сигнал на входе (V2) с параметрами $V_A = 1m$, $F_0 = 100k$. Длительность Transient-анализа – 50 мкс, максимальный шаг по времени – 1 нс.

2б. Используя возможности АС-анализа, определить полосу пропускания каскада, промоделировав работу в диапазоне частот от 1 до 10^9 Гц. Полоса пропускания определяется по уровню $K_U^{\max} / \sqrt{2} \approx 0,7K_U^{\max}$. Амплитуда сигнала в АС-анализе – 1 мВ.



DC 0 AC 1m 0 Sin 0 1m 100k 0 0 0

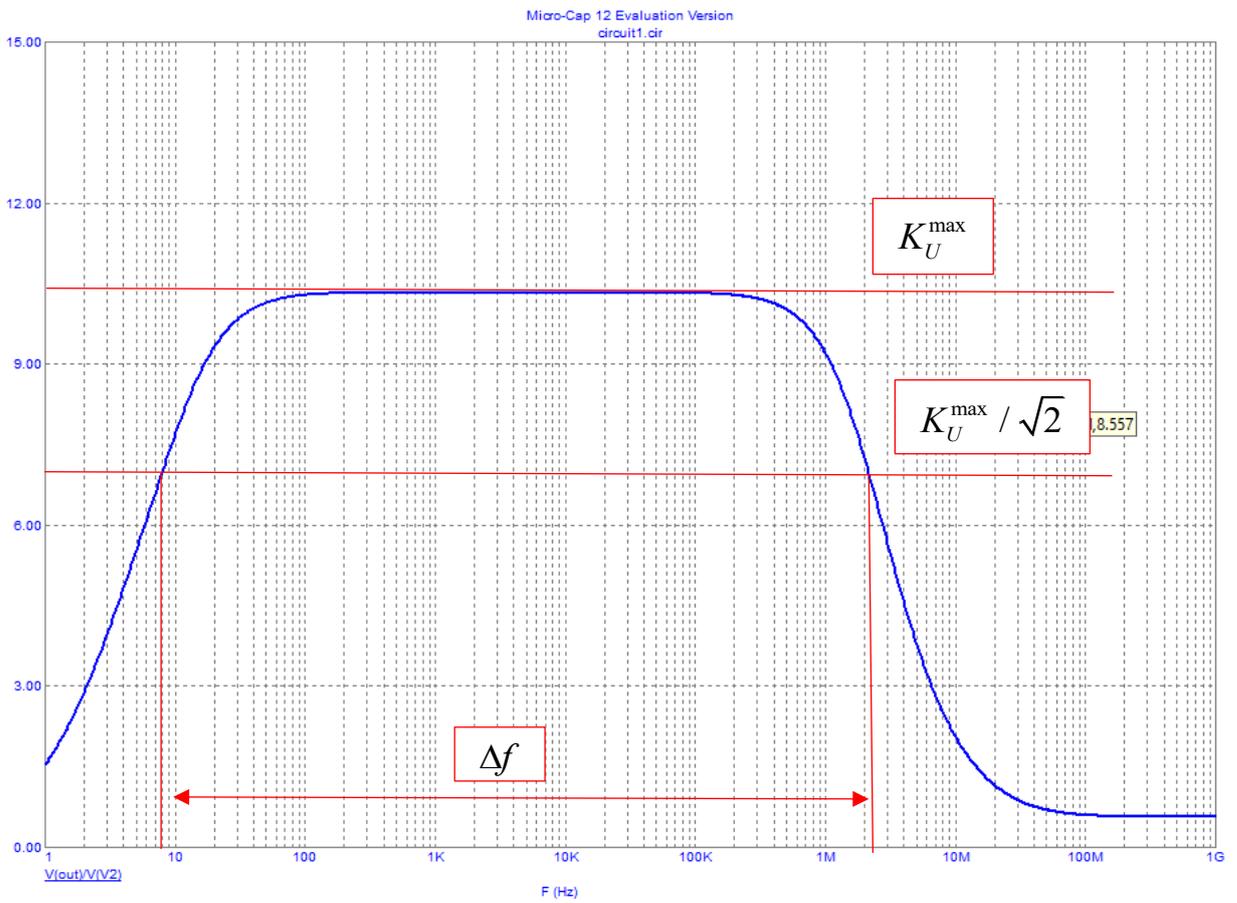


Таблица 4.2 – Варианты транзисторов

№ варианта	Транзистор (npn)	№ варианта	Транзистор (npn)
1, 13	2N2218	7	2N3252
2	2N2222	8	2N3439
3	2N2222A	9	MJE240
4	2N2368	10	2N4123
5	2N3020	11	2N3946
6	2N3055A	12	2N3903

Лабораторная работа № 5. Анализ электронных схем с активными элементами (МДП-транзистор)

Цель работы – приобретение практических навыков анализа электрических схем с активными элементами и проведения параметрического анализа, изучение схемы замещения и SPICE-параметров МДП-транзистора.

При домашней подготовке ознакомиться со следующей литературой:

[1] §§ 3.1, 3.3 (с. 199 – 220, 227 – 255),

[2] § 6.2 (с. 216–237),

[3] §§ 1.1-1.3, 7.1, 7.2 (с. 4-13, 91-99)

Теоретическое описание

МДП-транзистор в цифровой схемотехнике является самым распространённым типом транзисторов. Поэтому, если биполярный транзистор может быть описан на основе модели Гуммеля-Пуна, то для МДП-транзисторов существует больше количество моделей. Мы рассмотрим только две модели: модель Шихмана-Ходжеса, основанную на зарядоуправляемой модели, и модель Мейера, которая обеспечивает более точное описание характеристик транзистора.

При проектировании интегральных схем основные размеры транзистора ширину канала W и его длину L рассчитывают по приближённым формулам. Затем, используя программы схемотехнического моделирования, проводят анализ поведения схемы в целом и её элементов. В зависимости от результатов «точного» анализа осуществляют коррекцию размеров транзистора.

При анализе работы МДП-транзистора используется приближение плавного канала. Критерием применения данного приближения является преобладание вертикальной составляющей электрического поля (от затвор в глубь полупроводника) над горизонтальной (между стоком и истоком), $E_x \gg E_y$.

Модель Шихмана-Ходжеса (Level 1)

Вывод выражения для зависимости величины тока стока от напряжения затвор-исток и сток-исток основывается на зарядоуправляемой модели, в которой предполагается равномерное распределение заряда в канале. Заряд в обеднённой области считается постоянным вдоль всего канала и не учитывается.

$$I_D(V_{DS}, V_{GS}) = \begin{cases} \frac{W \cdot KP}{L_{eff}} \cdot \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right], & V_{DS} \leq V_{GS} - V_T \\ \frac{W \cdot KP}{L_{eff}} \cdot (V_{GS} - V_T)^2, & V_{DS} > V_{GS} - V_T \end{cases} \quad (5.1)$$

где $L_{eff} = \frac{L - 2 \cdot LD}{1 + \lambda \cdot V_{DS}}$ - эффективная длина канала;

W, L – ширина и длина канала соответственно;

LD – увеличение размеров стока и истока в результате латеральной диффузии;

λ – параметр, который определяет зависимость длины канала от напряжения сток-исток;

KP – удельная «технологическая» крутизна.

Первое уравнение в выражении (5.1) описывает поведение **выходной ВАХ** (зависимость тока стока от напряжения сток-исток) в линейной области характеристик. Второе уравнение описывает поведение ВАХ в области насыщения, когда канал «оторван» от области стока и ток продолжает протекать за счёт вытягивания носителей заряда из канала в сток полем обратносмещённого *pn*-перехода. Также это уравнение описывает **передаточную характеристику** – зависимость тока стока от напряжения затвор-исток.

Важный параметр для МДП-транзистора – **пороговое напряжение** V_T . В программе SPICE оно задаётся выражением, учитывающим возможность управления пороговым напряжением смещением подложки относительно истока:

$$V_T = V_{TO} + \text{GAMMA} \cdot \left(\sqrt{\text{PHI}} + |V_{BS}| - \sqrt{\text{PHI}} \right), \quad (5.2)$$

где V_{TO} – пороговое напряжение без учёта влияния подложки;

GAMMA – коэффициент подложки;

PHI – поверхностный потенциал;

V_{BS} – напряжение подложка-исток.

Ёмкости МДП-транзистора

Определение ёмкостей в МДП-транзисторе – задача не тривиальная. Основная сложность – ёмкость затвор-подложка, которая представляет собой распределённую ёмкость по длине канала. Мейер предложил модель, которая состоит из трёх сосредоточенных ёмкостей (рисунок 5.1).

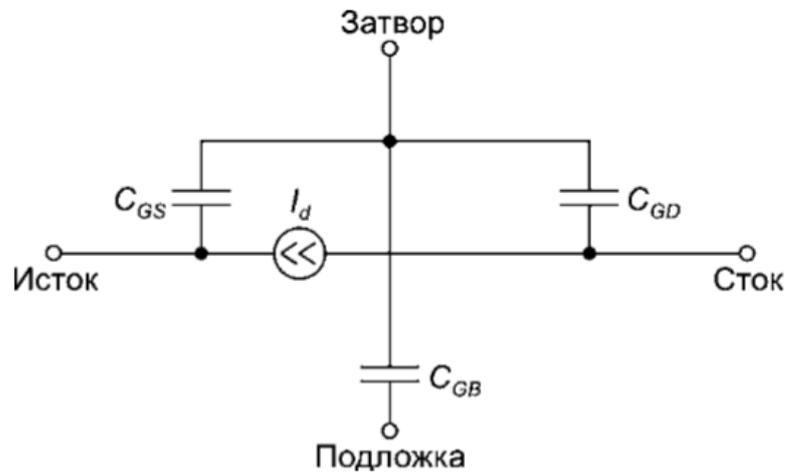


Рис. 5.1 – Ёмкостная модель Мейера

В этой модели выделяются три ёмкости как частные производные заряда в подзатворной области по одному из трёх напряжений:

1. затвор-исток $C_{GS} = \left. \frac{\partial Q_G}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{GD}, V_{GB}}$;
2. затвор-сток $C_{GD} = \left. \frac{\partial Q_G}{\partial V_{GD}} \right|_{V_{GS}, V_{GB}}$;
3. затвор-подложка $C_{GB} = \left. \frac{\partial Q_G}{\partial V_{GB}} \right|_{V_{GS}, V_{GD}}$.

Для моделирования емкостей в программе SPICE используются параметры **CGSO**, **CGDO** и **CGBO** – погонные ёмкости [Ф/м].

Схема замещения МДП-транзистора

Схема замещения МДП-транзистора для модели Level 1 представлена на рисунке 5.2. На ней также отмечены сопротивления квазинейтральных областей истока, сток, подложки и затвора. Сопротивления моделируются двумя способами:

1. полные значения сопротивлений **RS**, **RD**, **RB** и **RG**;
2. удельным поверхностным сопротивлением **RSH** и количеством «квадратов» поверхности каждой области **NRS**, **NRD**, **NRB** и **NRG**.

Связь обоих вариантов следующая:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{RS} \\ \mathbf{RD} \\ \mathbf{RB} \\ \mathbf{RG} \end{pmatrix} = \mathbf{RSH} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{NRS} \\ \mathbf{NRD} \\ \mathbf{NRB} \\ \mathbf{NRG} \end{pmatrix}. \quad (5.3)$$

Помимо этого на схеме присутствует влияние обратнорасположенных *pn*-переходов подложка-исток и подложка-сток в виде соответствующих диодов I_{BS} и I_{BD} и их барьерных емкостей C_{BS} и C_{BD} (моделирование токов *pn*-перехода и барьерной ёмкости описано в лабораторной работе № 3).

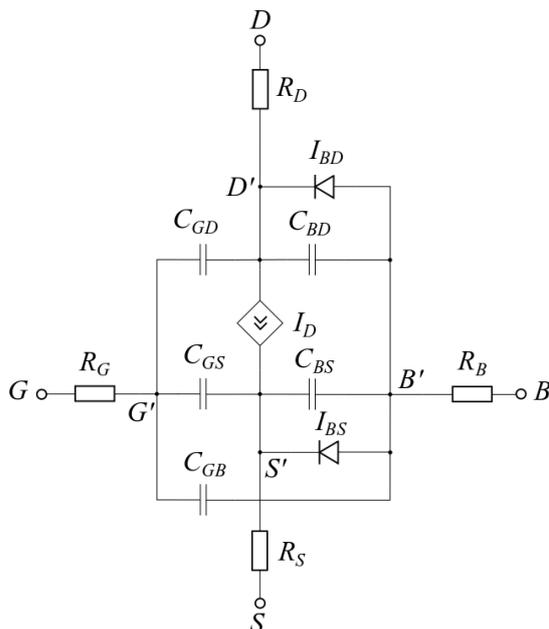


Рис. 5.2 – Схема замещения *n*-канального МДП-транзистора для большого сигнала

Усовершенствованная модель Мейера (Level 2)

Модель Шихмана-Ходжеса позволяет достаточно грубо описать статические характеристики МДП-транзистора, но благодаря простоте выражения (5.1) расчёты производятся быстро.

Для более точного описания статических характеристик применяется модель Мейера, которая в программе SPICE усовершенствована.

В отличие от модели Шихмана-Ходжеса модель Мейера учитывает неравномерность заряда в обеднённой области вдоль канала. Выражение для тока стока усложняется и приобретает следующий вид:

$$I_D = \frac{W}{L - 2 \cdot LD} \cdot \frac{KP}{1 - LAMBDA \cdot V_{DS}} \cdot \left\{ \left(V_{GS} - V_{FB} - PHI - \frac{1}{2} V_{DS} \right) V_{DS} - \frac{2}{3} \cdot GAMMA \cdot \left[(V_{DS} - V_{BS} + PHI)^{3/2} - (-V_{BS} + PHI)^{3/2} \right] \right\}, \quad (5.4)$$

где V_{FB} – потенциал плоских зон.

Выражение (5.4) описывает зависимость тока стока от напряжения сток-исток в линейной области характеристик до напряжения насыщения $V_{DS} = V_{SAT}$, которое в общем случае не равно $V_{GS} - V_T$.

Одним из эффектов, который учитывает модель Мейера, имеющий важное значение для короткоканальных транзисторов, является эффект насыщения скорости дрейфа.

Учёт насыщения скорости дрейфа

Зависимость скорости дрейфа от напряжённости электрического поля описывается выражением

$$v(E) = \frac{\mu \cdot E}{\left[1 + \left(\frac{\mu \cdot E}{v_s} \right)^m \right]^{1/m}}, \quad (5.5)$$

где μ – подвижность основных носителей в канале;

E – напряжённость электрического поля;

v_s – максимальная скорость дрейфа;

m – показатель степени равный 1 для p -канальных транзисторов и 2 – для n -канальных.

Тогда напряжение, при котором происходит насыщение дрейфовой скорости, определяется как

$$V_L = E_s \cdot L = L \cdot \frac{v_s}{\mu} = L \cdot \frac{V_{MAX}}{U_0}, \quad (5.6)$$

где E_s – напряжённость электрического поля в канале, при которой наступило насыщение дрейфовой скорости;

V_{MAX} – максимальная скорость носителей заряда в канале;

U_0 – параметр подвижности носителей заряда в канале в области малых электрических полей.

Дальнейшее развитие анализа работы МДП-транзистора начинает учитывать зависимость скорости дрейфа не только от горизонтальной составляющей электрического поля, но также зависимость подвижности носителей заряда в канале от вертикальной составляющей электрического поля (модель Level 3). В рамках данного практикума эта модель не рассматривается.

SPICE-описание транзистора

Для того, чтобы описать в текстовом формате биполярный транзистор, используется следующая запись.

Листинг 5.1 – SPICE-описание МДП-транзистора

```
* узлы подключаются в порядке: сток <D>, затвор <G>, исток <S>,
подложка <B>
Mxxx <D> <G> <S> <B> <имя_модели> [M=<множитель>]
+ [L=<длинна канала>] [W=<ширина канала>] [AD=<площадь стока>]
+ [AS=<площадь истока>] [PD=<периметр стока>]
+ [PS=<периметр истока>] [NRD=<квадраты стока>]
+ [NRS=<квадраты истока>] [NRG=<квадраты затвора>]
+ [NRB=<квадраты подложки>] [OFF] [IC=<vds>[, vgs [, vbs]]]
* модель n-МОП
.model <имя_модели> NMOS ([SPICE-параметры])
```

* модель p-MOS

```
.model <имя_модели> PMOS ([SPICE-параметры])
```

Усилители аналоговых сигналов

Усилители аналоговых сигналов широко применяются в интегральной схемотехнике. Они используются для усиления сигналов первичных преобразователей (датчиков) физических величин с целью приведения амплитуды этих сигналов к стандартной величине, достаточной для дальнейшей цифровой обработки. На основе усилителей возможно создание генераторов гармонических и импульсных сигналов. В данном разделе описаны основные принципы построения усилителей.

Усилительный каскад с транзисторной нагрузкой

На рисунке 5.3, а приведена схема усилительного каскада с p -канальным транзистором в качестве нагрузки. Сток и затвор нагрузочного транзистора соединены. На рисунке 5.3, б нагрузочный транзистор изображён отдельно, а на рисунке 5.3, в приведена его ВАХ, описываемая соотношением

$$I_c = \frac{\beta_2}{2} (U - U_{\text{пор}})^2, \quad (5.7)$$

где напряжения U и $U_{\text{пи}}$ отсчитываются от потенциала истока. Использование формулы (5.7) правомерно, поскольку транзистор работает в пологой области ВАХ ($U_{\text{си}} = U_{\text{зи}} = U$).

Определим передаточную ВАХ усилительного каскада. Для этого заметим, что через транзисторы VT1 и VT2 протекает общий ток I . Для транзистора VT2 он выражается формулой (5.7), в которой следует принять $U = E_{\text{пит}} - U_{\text{вых}}$ и $U_{\text{пор}} = U_{\text{пор}2}$. Транзистор VT1 при малых входных напряжениях работает в пологой области, и его передаточная характеристика соответствует выражению:

$$I_c = \frac{\beta_1}{2} (U_{\text{вх}} - U_{\text{пор}1})^2. \quad (5.8)$$

Приравнивая токи, задаваемые формулами (5.7) и (5.8) с учётом отмеченных значений U и $U_{\text{пор}}$, получаем:

$$U = (E_{\text{пит}} - U_{\text{пор2}}) - \sqrt{\frac{\beta_1}{\beta_2}} \cdot (U_{\text{вх}} - U_{\text{пор1}}). \quad (5.9)$$

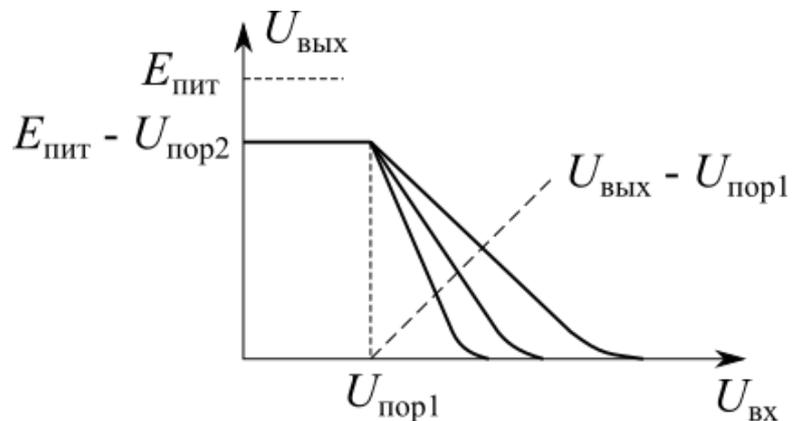
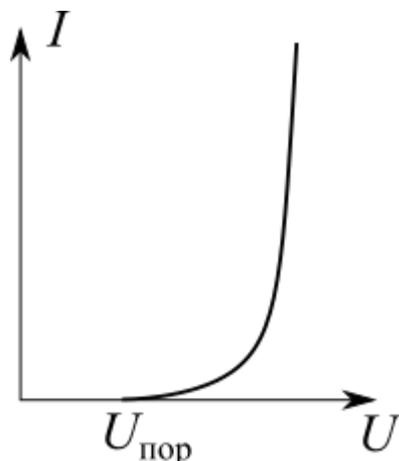
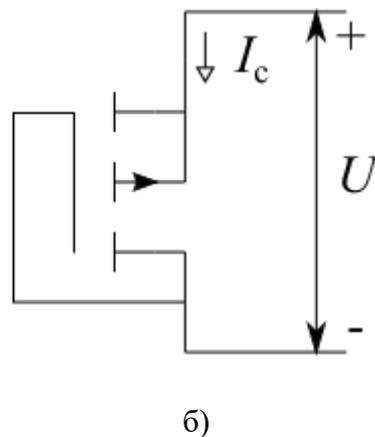
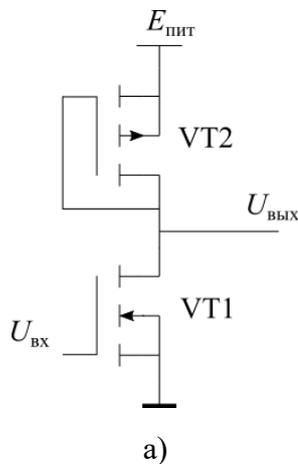
Как видно из выражения (5.9), зависимость $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ линейная (рисунок 5.3, г). Наклон передаточной характеристики выражает коэффициент усиления каскада:

$$K_U = -\frac{dU_{\text{вых}}}{dU_{\text{вх}}} = -\sqrt{\frac{\beta_1}{\beta_2}}. \quad (5.10)$$

Линейный участок будет наблюдаться вплоть до выхода транзистора VT1 из пологой области характеристик. На границе пологой и крутой областей выполняется условие $U_{\text{си}} = U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}}$, которое в принятых на рисунке 5.3, а обозначениях имеет вид:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - U_{\text{пор1}}. \quad (5.11)$$

Прямая (5.11), показанная на рисунке 5.3, г, является границей линейного участка семейства передаточных характеристик, изображённых для различных коэффициентов усиления K_U .



в)

г)

Рисунок 5.3 – Схема каскада транзисторной нагрузкой (а), нагрузочный транзистор (б), передаточная ВАХ нагрузочного транзистора (в), передаточные характеристики каскада (г)

Максимальное выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ меньше напряжения питания и составляет величину $U_{\text{вых}} = E_{\text{пит}} - U_{\text{пор1}}$.

Выражение для нелинейной части передаточной характеристики, наблюдаемой правее границы (рисунок 5.3, г), получить не сложно. Однако оно в данном случае не представляет интереса и поэтому здесь не приводится.

Усилительный каскад на рисунке 5.3, а, как самостоятельная единица обычно не используется, поскольку для его работы на линейном участке невозможно точно поддерживать напряжение $U_{\text{вх}} - U_{\text{пор1}}$, особенно при больших коэффициентах усиления K_U (см. рисунок 5.3, г) и в условиях нестабильности порогового напряжения $U_{\text{пор1}}$, которое меняется от образца к образцу микросхемы и зависит от температуры и радиационных воздействий. Однако эти проблемы легко преодолеваются в балансной схеме.

Параллельно-балансный каскад с транзисторной нагрузкой

Добавить

Усилительный каскад с динамической нагрузкой

В качестве нагрузочного сопротивления используется дифференциальное (или «динамическое») сопротивление пологой области транзистора. На рисунке 5.5, а «динамическую нагрузку» обеспечивает транзистор VT2. Рисунок 5.5, б показывает, что небольшие сдвиги ВАХ транзистора VT1, обусловленные напряжением $U_{\text{вх}}$, вызывают значительное перемещение рабочей точки вдоль оси напряжений. Именно это и определяет высокие значения коэффициента усиления схемы. Рассмотрим основные характеристики каскада.

Качественный анализ характеристик, показанных на рисунке 55, б, позволяет сделать вывод, что значение коэффициента усиления будет тем

выше, чем выше выходные сопротивления обоих транзисторов и чем больше крутизна передаточной характеристики транзистора VT1.

Выходное сопротивление транзистора в пологой области характеристик $\frac{dU_{си}}{dI_c}$ можно получить, дифференцируя выражение (5.1) для тока стока:

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{dV_{DS}}{dI_D} = \frac{1}{\lambda \cdot I_D}. \quad (5.12)$$

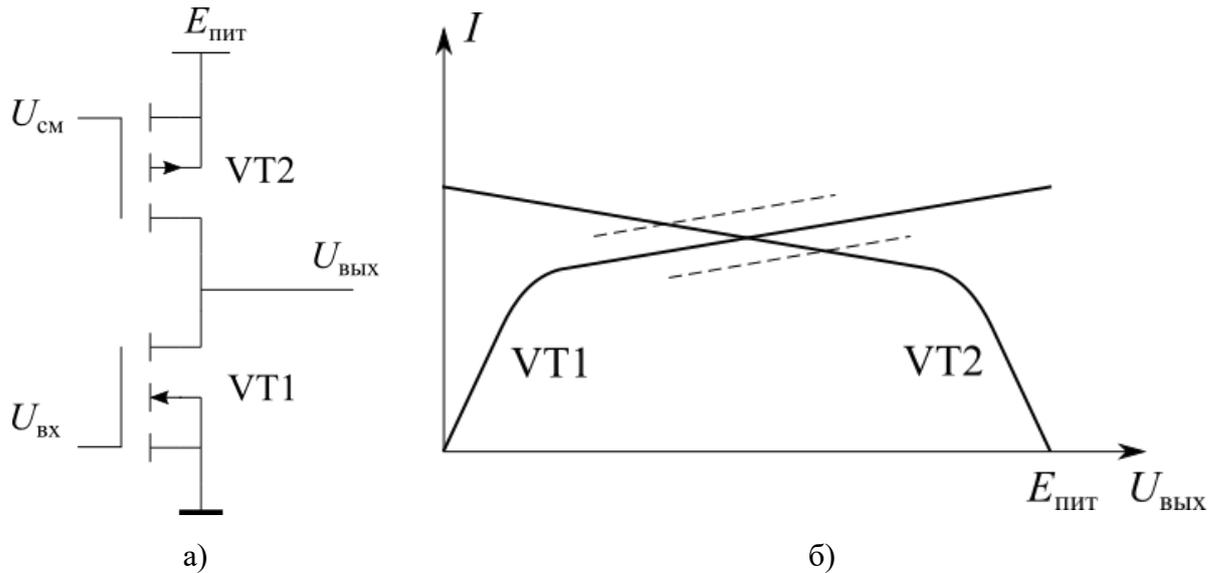


Рисунок 5.5 – Схема каскада с динамической нагрузкой (а), иллюстрация его работы (б)

Выражение крутизны передаточной характеристики $S = \frac{dI_c}{dU_{зи}}$ можно получить дифференцированием зависимости (5.1) по напряжению $U_{зи}$:

$$S = \beta \cdot (U_{зи} - U_{пор}). \quad (5.13)$$

Коэффициент усиления каскада (рисунок 5.5, а) определяется зависимостью

$$K_U = S_1 \cdot (R_{\text{ВЫХ1}} || R_{\text{ВЫХ2}}) = \frac{S_1}{I_c \cdot (\lambda_1 + \lambda_2)}, \quad (5.14)$$

где S_1 – крутизна передаточной характеристики транзистора VT1.

Если в формуле (5.14) сопротивления $R_{\text{ВЫХ1}}$ и $R_{\text{ВЫХ2}}$ заменить их выражениями (5.12), в которых ток $I_c = (\beta_1/2) \cdot (U_{зи1} - U_{пор1})^2$ определяется транзистором VT1, то после простых преобразований получим:

$$K_U = \frac{2}{U_{зи1} - U_{пор1}} \cdot \frac{I_c}{\lambda_1 + \lambda_2}. \quad (5.15)$$

Коэффициент усиления, как видим, зависит от значений λ (то есть от длины каналов обоих транзисторов) и от величины смещения входного напряжения $U_{зи1} - U_{пор1}$, и не зависит от электрофизических параметров ёмкости диэлектрика, подвижности носителей заряда в канале, ширины каналов и токов транзисторов.

Выражение (5.15) является **важным** руководством при проектировании усилителей.

Определим собственную постоянную времени усилителя:

$$\tau = C_c \cdot (R_{вых1} || R_{вых2}) = \frac{C_c}{I_c \cdot (\lambda_1 + \lambda_2)}. \quad (5.16)$$

Здесь $C_c = C_c^n + C_c^p$ есть суммарная ёмкость стоковых областей обоих транзисторов.

Представляет большой интерес получить связь коэффициента усиления K_U с постоянной времени усилителя τ . Для этого умножим и разделим правую часть (5.14) на C_c . В результате получим:

$$K_U = \frac{S_1 \tau}{C_c} = \frac{\tau}{C_c / S_1}. \quad (5.17)$$

Если из (5.17) выразить $C_c / S_1 = \tau / K_U$, то можно заметить, что оно представляет собой постоянную времени усилителя на единицу коэффициента усиления.

Проведём количественную оценку величины C_c / S_1 . Заметим, что через оба транзистора протекает одинаковый по величине ток стока. Поэтому их геометрические размеры не сильно отличаются. Это обстоятельство позволяет в выражении для ёмкости C_c принять равными $C_c^n = C_c^p$. Тогда ёмкость $C_c = 2C_c^n$, а постоянная времени будет определяться выражением $\tau = \left(\frac{2C_c^n}{S_1}\right) \cdot K_U$, а значение постоянной времени усилителя на единицу коэффициента усиления:

$$\frac{2C_c^n}{S_1} = \frac{2L_n L_c^n C_{pn}^n}{C_0 \mu_n (U_{зи1} - U_{пор1})}, \quad (5.18)$$

Для численной оценки примем значение $KP = C_0 \mu_n = 20$ мкА/В², длину стоковой области $L_c^n = 10$ мкм, удельную ёмкость стокового pn -

перехода $C_{pn}^n = 200 \text{ пФ/мм}^2$, длину канала n -канального транзистора $L_n = 2 \text{ мкм}$. Расчёт по формуле (5.18) даёт следующий результат:

$$\frac{C_c}{S_1} = \frac{0,4 \cdot 10^{-9}}{U_{зи1} - U_{пор1}} [\text{сек}]. \quad (5.19)$$

Для последовательных значений $U_{зи1} - U_{пор1} = 0,1; 0,5; 1 \text{ В}$ получим соответственно значения $\tau = 4K_U; 0,8K_U; 0,4K_U$, выраженные в наносекундах.

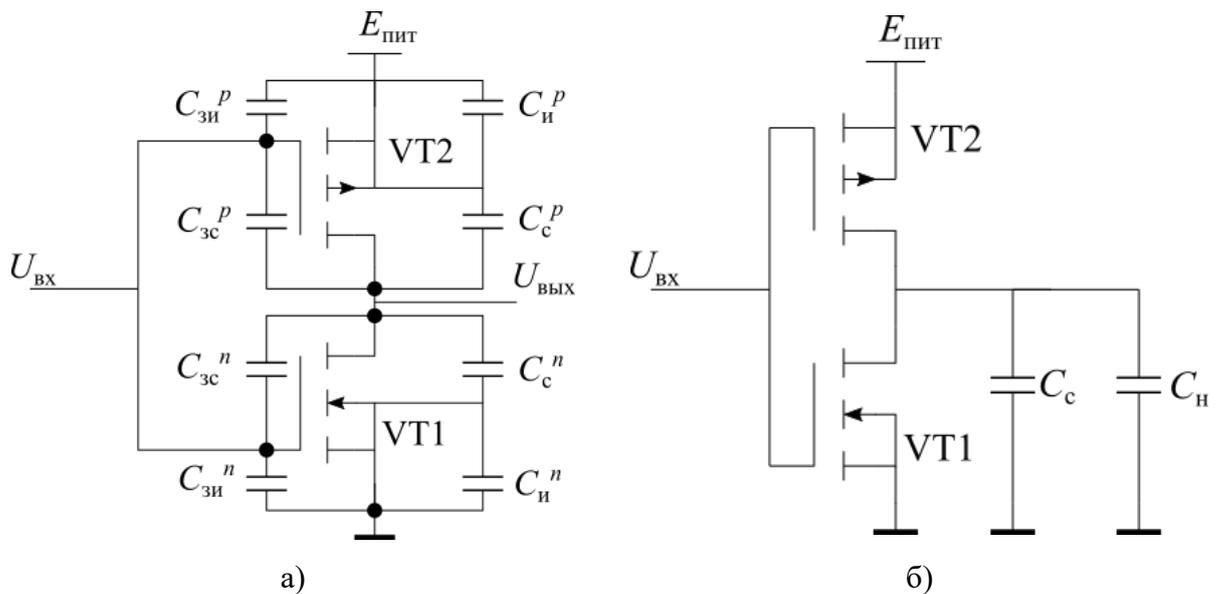
Таким образом, результаты анализа показывают, что значение постоянной времени усилителя пропорционально коэффициенту усиления. Сделанный вывод определяет и предельную высшую частоту усилителя $\omega = 1/\tau$.

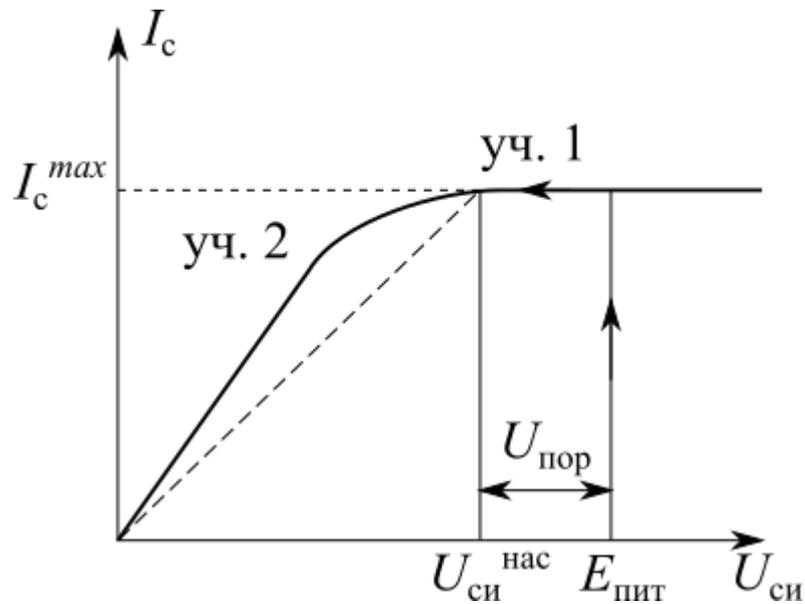
Стоит отметить, что соотношения (5.18) и (5.19) получены для частного случая с целью оценить численное значение коэффициента, связывающего K_U и τ . В общем случае следует пользоваться выражением (5.16).

Работа МОП-транзистора в логических схемах

Анализ быстродействия инвертора

Получим приближённые формулы для оценки длительности процесса переключения инвертора. На рисунке 5.6, а приведена схема инвертора с учётом всех емкостей транзисторов, а на рисунке 5.6, б – его упрощённая схема.





в)

Рисунок 5.6 – Схема инвертора с полным набором внутренних емкостей (а), преобразованная схема (б), диаграмма перемещения рабочей точки (в)

Обоснуем принятые упрощения. Входные ёмкости $C_{зи}^n$ и $C_{зи}^p$ с полным основанием не учитываются, поскольку на входе инвертора сигнал задаётся от источника ЭДС. Ёмкости $C_{и}^n$ и $C_{и}^p$ не влияют на переходный процесс в связи с тем, что напряжение на них в процессе работы инвертора неизменно. Единственным допущением является исключение из рассмотрения емкостей $C_{зс}^n + C_{зс}^p$, включённых между входом и выходом схемы. Будем считать, что они малы и их вклад в инерционность инвертора невелик (в машинном анализе они безусловно учитываются). Таким образом, в схеме инвертора (рисунок 5.3, б) остаётся одна ёмкость C_c , представляющую собой сумму стоковых емкостей обоих транзисторов:

$$C_c = C_c^n + C_c^p = C_{pn}^n \cdot (L_c^n W_n) + C_{pn}^p \cdot (L_c^p W_p), \quad (5.20)$$

где L_c^n и L_c^p – длины стоков n - и p -канальных транзисторов;

W_n и W_p – ширины каналов соответствующих транзисторов;

C_{pn}^n и C_{pn}^p – удельные ёмкости стоковых pn -переходов соответствующих транзисторов.

Для общности анализа на рисунке показана ёмкость нагрузки C_n . Рассмотрим процесс переключения инвертора. Заметим, что напряжение

логической «1» и логического «0» в КМОП схемах равны соответственно $E_{\text{пит}}$ и 0. При подаче на вход напряжения высокого уровня ($U_{\text{вх}} = E_{\text{пит}}$) происходит разряд ёмкости, а при подаче напряжения низкого уровня ($U_{\text{вх}} = 0$) – её заряд. Определим сначала время разряда общей ёмкости $C = C_c + C_n$.

На рисунке 5.6, в приведена выходная ВАХ n -канального транзистора при высоком напряжении затвор-исток $U_{\text{зи}} = E_{\text{пит}}$ и показана траектория перемещения рабочей точки схемы при разряде ёмкости C . Процесс открывания транзистора (нарастание тока до величины тока насыщения I) будем считать мгновенным. Разряд ёмкости C происходит сначала в пологой области характеристики (участок 1), а затем в крутой (участок 2). Считая ток разряда на участке 1 постоянным (коэффициент $\lambda = 0$), получаем время:

$$t_1 = \frac{\Delta Q}{I} = \frac{C \cdot (E_{\text{пит}} - U_{\text{си}}^{\text{нас}})}{I}. \quad (5.21)$$

Для определения времени разряда на участке 2 допустим, что рабочая точка перемещается не по реальной характеристике, а по её линейной аппроксимации (штриховая линия на рисунке 5.6, в). Этот случай эквивалентен разряду конденсатора через линейный резистор $R = U_{\text{си}}^{\text{нас}}/I$. Процесс разряда описывается уравнением:

$$U(t) = U_{\text{си}}^{\text{нас}} \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right), \quad (5.22)$$

где постоянная времени процесса

$$\tau = C \cdot R = \frac{C \cdot U_{\text{си}}^{\text{нас}}}{I}. \quad (5.23)$$

Для оценки примем $t_2 \approx \tau = C \cdot U_{\text{си}}^{\text{нас}}/I$. Тогда общее время разряда

$$t = t_1 + t_2 \approx \frac{C \cdot E_{\text{пит}}}{I}. \quad (5.24)$$

Поскольку без всяких обоснований было принято $t_2 \approx \tau$, то необходимо оценить напряжение, до которого разрядится конденсатор за время $t = t_1 + t_2$. На участке 1 изменение напряжения $\Delta U_1 = U_{\text{пор}}$. На участке 2 за время $t_2 = \tau$ изменение напряжения составит в соответствии с (5.22) $\Delta U_2 = U_{\text{си}}^{\text{нас}} \exp(-1) = U_{\text{си}}^{\text{нас}}/2,72$.

Для типичного случая, когда $E_{\text{пит}} = 5 \text{ В}$, $U_{\text{пор}} = 1 \text{ В}$, получим $\Delta U = \Delta U_1 + \Delta U_2 = U_{\text{пор}} + U_{\text{си}}^{\text{нас}}/2,72 = 2,47 \text{ В}$, что близко к половине напряжения питания $E_{\text{пит}}$. Результат будет удовлетворительным и для иных напряжений питания.

Таким образом, будем считать, что формула (5.24) определяет время переходного процесса на уровне половины перепада выходного напряжения. Именно поэтому уровню и принято оценивать длительность фронта (спада) выходного сигнала.

Определим время заряда ёмкости. Процесс заряда осуществляется через открытый транзистора с p -каналом. Заметим, что этот процесс ничем не отличается от описанного процесса разряда. Поскольку диаграмма перемещения рабочей точки в этом случае строго соответствует рисунку 5.6, в, то выражение (5.24) для времени t будет действительным и для оценки времени заряда ёмкости C . В формуле (5.24) необходимо проставить индексы: для n -канального транзистора принято $I = I_n$, а для p -канального $I = I_p$. Величины токов стока насыщения I_n и I_p могут отличаться за счёт неравенства размеров канала (W и L), подвижностей (μ_n и μ_p), пороговых напряжений ($U_{\text{пор}}^n, U_{\text{пор}}^p$) и коэффициентов ($\gamma_n, \gamma_p, \lambda_n, \lambda_p$).

Отметим, что несмотря на естественное отличие параметров p - и n -канального транзисторов, можно, если это требуется, добиться равенства длительности фронта и спада выходных импульсов за счёт достижения равенства токов насыщения I_n и I_p путём только лишь выбора соотношения между W_n и W_p . Однако требование равенства фронта и спада выдвигается не всегда.

Быстродействие ненагруженного инвертора ($C_n = 0$), в случае равенства токов $I_n = I_p = I$, будет определяться главным образом собственной стоковой ёмкостью C_c . Время переключения ненагруженного инвертора в этом случае называют собственным и обозначают t_c :

$$t_c = \frac{C_c \cdot E_{\text{пит}}}{I}. \quad (5.25)$$

Собственное время переключения инвертора не зависит от ширины канала W . Такой парадоксальный вывод определяется тем, что собственная ёмкость инвертора C_c , также как и ток стока I , пропорциональны ширине канала W .

В заключение отметим, что величина собственного времени переключения транзисторов t_c в инверторе является фактически показателем уровня технологии. С повышением качества технологии появляется возможность сокращать размеры транзисторов вдоль направления протекания тока. В связи с этим снижается значение ёмкости C_c за счёт уменьшения длины стоков L_c^n и L_c^p увеличивается ток I , благодаря уменьшению длины каналов, а следовательно, повышается быстродействие.

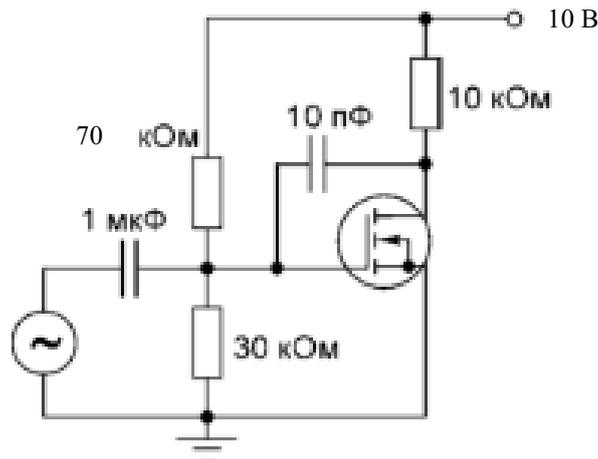
Задание на лабораторную работу

Задание 1. Для транзистора, заданного в таблице 5.1 проведите моделирование его вольт-амперных характеристик. Постройте передаточную характеристику в области насыщения и постройте выходную характеристику при двух значениях напряжения затвор-исток равном $1,5V_{\text{ТО}}$ и $3V_{\text{ТО}}$. Моделирование проведите для трёх уровней модели: Level 1, Level 2 и Level 3 (все кривые постройте на одном графике). Отметьте сходство и расхождение.

Задание 2. Для схемы, представленной ниже, составьте листинг с её описанием на языке программы SPICE. В качестве модели транзистора используйте стандартную модель n -МОП с параметрами из таблицы 5.2. Проведите моделирование малосигнального коэффициента усиления в диапазоне частот от 10 Гц до 1 ГГц. При необходимости подберите сопротивления в делителе для обеспечения открытого состояния транзистора. Моделирование проведите при наличие ёмкости между затвором и стоком и в отсутствие её. Объясните назначение этой ёмкости. Используйте уровень модели Level 2. Величины погонных емкостей **CGDO** и **CGSO** примите равными

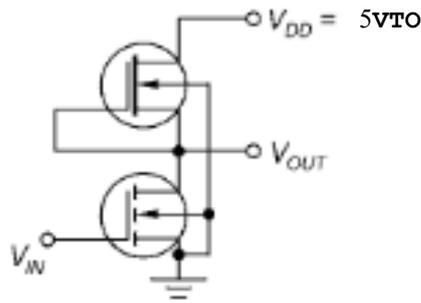
1 нФ/м. Повторите задание с наличием ёмкости между затвором и стоком, но при:

- 1) трёх значениях длины канала: заданной, в 2 раза меньшей и 2 раза большей заданной; отметьте при этом значение отношения W/L ;
- 2) трёх значениях ширины канала: заданной, в 2 раза меньшей и 2 раза большей заданной; отметьте при этом отношение W/L .



Задание 3. Для усилителя с транзисторной нагрузкой, представленного ниже, проведите моделирование его передаточной характеристики. Возьмите стандартную модель транзистора, заданную в таблице 5.2. Для транзистора со встроенным каналом используйте также стандартную модель с параметрами транзистора с индуцированным каналом (учтите при этом знак напряжения V_{TO}). Напряжение на входе меняйте от 0 до напряжения питания.

- 1) Определите порог переключения. Увеличьте пороговое напряжение нагрузочного транзистора в 2 раза. Определите связь порога переключения с напряжением открывания каждого транзистора. Ширину канала примете равной 20 мкм. В качестве модели используйте модель уровня 3.
- 2) ~~Оцените аналитическими формулами величину коэффициента усиления и сравните с полученной в результате моделирования. Повторите эксперимент для случая уменьшения ширины канала в 2 раза;~~



Задание 4. Смоделируйте простой инвертор в КМОП-базисе, задав транзистору из задания 1 комплиментарную пару (критерий – равенство удельной крутизны) на основе стандартной модели.

- 1) Постройте передаточную характеристику при напряжении питания равном 3,3 В, определите напряжение переключения; моделирование проведите при трёх значениях ширин и длин каналов на примере задания 2.
- 2) Постройте зависимость потребляемого от источника питания тока от величины входного напряжения; моделирование проведите при трёх значениях ширин и длин каналов на примере задания 2.
- 3) Постройте реакцию на входной импульс с частотой 1 МГц с амплитудой 3,3 В, определите собственное время переключения инвертора; моделирование проведите при трёх значениях ширин и длин каналов на примере задания 2.
- 4) Повторите предыдущий пункт, нагрузив инвертор на ёмкость 10 пФ. Сравните с рассчитанными по формуле (5.24) значениями.

Задание 5. Для трёх схем, представленных ниже, смоделируйте реакцию на импульс, параметры которого представлены на рисунке. Модель транзистора использовать данную по умолчанию с параметрами из таблицы 5.2. Напряжение питания взять в 4 раза больше напряжения **V_{T0}**. Амплитуда входного импульса равна напряжению питания. Определите для каждой схемы низкий и высокий уровни напряжения на выходе.

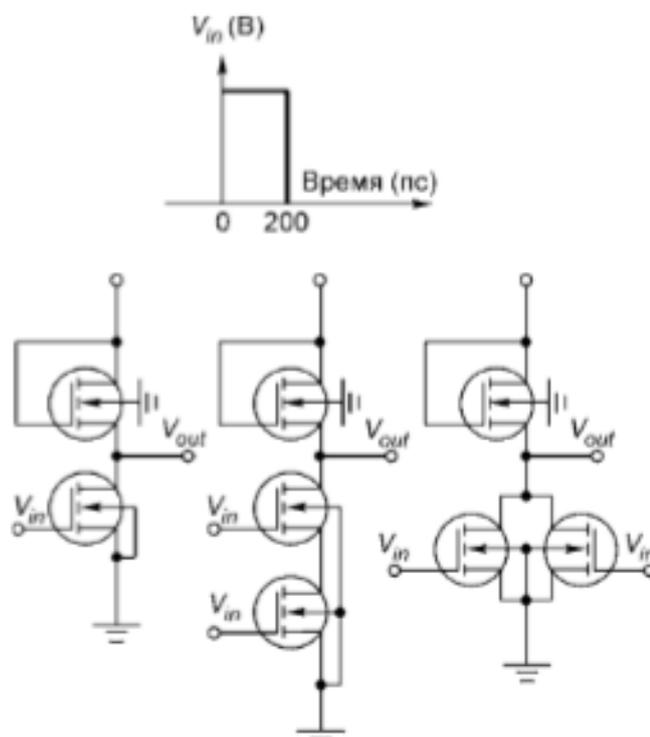


Таблица 5.1 – Варианты моделей

Вариант	Тип	Модель	Вариант	Тип	Модель
1, 13	<i>n</i> -	2N6568	7, 19	<i>n</i> -	2N6759
2, 14	<i>p</i> -	2N6804	8, 20	<i>p</i> -	2SJ56
3, 15	<i>n</i> -	2N6660	9, 21	<i>n</i> -	2N6761
4, 16	<i>p</i> -	2N6845	10, 22	<i>p</i> -	2SJ102
5, 17	<i>n</i> -	2N6756	11, 23	<i>n</i> -	2N6764
6, 18	<i>p</i> -	2N6849	12, 24	<i>p</i> -	2SJ116

Таблица 5.2 – Значения параметров

Вариант	V_{TO} , В	U_O , см ² /(В·с)	V_{MAX} , м/с	L , м	LAMBDA , 1/В	KP , А/В
1, 7, 13, 19	0,5	1500	1e5	2u	15m	20u
2, 8, 14, 20	1	600	2e5	2,5u	20m	25u
3, 9, 15, 21	1,5	800	1e5	3u	10m	15u
4, 10, 16, 22	2	1000	4e5	2u	20m	20u
5, 11, 17, 23	2,5	1200	2e5	2,5u	15m	15u
6, 12, 18, 24	3	1500	1e5	3u	10m	25u

Список литературы

1. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника. 12-е изд. Т. 1: пер. с нем. / У. Титце, К. Шенк. – М. : ДМК Пресс, 2008. – 832 с., ил. – ISBN 5-94074-148-7.
2. Петров, М.Н. Моделирование компонентов и элементов интегральных схем : учебное пособие для вузов по специальности 210104 (200100) – «Микроэлектроника и твердотельная электроника» / М.Н. Петров, Г.В. Гудков. – СПб. : Лань, 2011. – 464 с. – (Учебники для вузов. Специальная литература). – ISBN 978-5-8114-1075-0.
3. Соловьёв, А.К. Проектирование БИС в КМОП базисе : учебное пособие / А.К. Соловьёв. – М. : Издательство МЭИ, 2003. – 108 с. – ISBN 5-7046-0931-7