

Бролинский С. М., Виноградов Ю. Н.,
Грибенко Д. В., Зиненко А. И.

Лабораторный практикум по компьютерной электронике

Рекомендовано для студентов НТУУ КПИ ля-ля-ля TODO

Киев 2010

УДК TODO
ББК TODO
Б TODO

Рецензенты:
TODO
TODO

Библиографическое описание
ISBN
Аннотация....

Библиографическое описание
ISBN
Аннотация...

Оглавление

0.1	Введение	5
0.2	NGSPICE	5
0.2.1	Что такое netlist и из чего он состоит?	6
0.2.2	Виды моделирования	14
0.2.3	Запуск моделирования	17
0.2.4	Визуализация результатов	18
0.2.5	Пример	20
0.3	Oregano	22
0.3.1	Интерфейс	23
0.3.2	Создание схемы	24
0.3.3	Создание netlist	26
0.3.4	Моделирование в Oregano	27
0.3.5	Пример	29
0.4	Выбор варианта при выполнении лабораторных работ	31
1	RC и CR цепи	33
1.1	Задание	33
1.2	Краткие теоретические сведения	34
1.2.1	Постоянное напряжение	35
1.2.2	Импульсное напряжение	37
1.2.3	Синусоидальное напряжение	40
1.3	Контрольные вопросы	42
2	Схема с общим эмиттером	45
2.1	Задание	45
2.1.1	Схемы включения	46
2.2	Теоретические сведения	46
2.2.1	Полупроводники. Виды проводимости	46

2.2.2	р-п переход. Полупроводниковый диод	49
2.2.3	Биполярный транзистор	54
2.2.4	Режимы работы транзистора	56
2.2.5	Схемы замещения транзистора	56
2.2.6	Схемы включения транзистора	59
2.2.7	Схема включения с общим эмиттером	60
2.3	Контрольные вопросы	65
3	Схемы с общей базой и общим коллектором	67
3.1	Задание	67
3.1.1	Схемы включения	68
3.2	Теоретические сведения	69
3.2.1	Схема включения с общей базой	69
3.2.2	Схема включения с общим коллектором	70
3.2.3	Сравнение схем включения транзисторов	70
3.3	Контрольные вопросы	70
4	Полевые транзисторы	73
4.1	Задание	73
4.1.1	Схемы включения	74
4.2	Теоретические сведения	75
4.2.1	Статические параметры полевых транзисторов	76
4.2.2	Характеристики схем включения полевых транзисторов	78
4.3	Контрольные вопросы	78
5	Транзисторный усилитель с общим эмиттером	79
5.1	Задание	79
5.2	Теоретические сведения	80
5.2.1	Понятие о рабочей точке	80
5.2.2	Способы задания рабочей точки	82
5.2.3	Исключение постоянной составляющей из входного сигнала	87
5.3	Контрольные вопросы	88
6	Дифференциальный усилитель	91
6.1	Задание	91
6.2	Теоретические сведения	92
6.2.1	Токовое зеркало	92

6.2.2	Дифференциальный сигнал	94
6.2.3	Дифференциальный усилитель	96
6.3	Контрольные вопросы	104
7	Операционные усилители	105
7.1	Задание	105
7.2	Теоретические сведения	106
7.2.1	История	106
7.2.2	Выводы ОУ	107
7.2.3	Свойства идеального ОУ	108
7.2.4	Реальные ОУ	109
7.2.5	Схемы усилителей на ОУ	109
7.3	Контрольные вопросы	116
8	Транзисторные ключи	117
8.1	Задание	117
8.1.1	Схемы включения	117
9	Генераторы	119
9.1	Задание	119
9.1.1	Схемы включения	120
10	Мультивибраторы	121
10.1	Задание	121
10.2	Мультивибратор	122
10.2.1	Бистабильный мультивибратор	122
10.2.2	Астабильный мультивибратор	126
10.2.3	Моностабильный мультивибратор	130
10.3	Контрольные вопросы	134
11	Коммутатор сигналов	137
11.1	Задание	137
11.1.1	Схемы включения	138
12	Источник питания, выпрямитель	139
12.1	Задание	139
12.1.1	Схемы включения	139

13 Компенсационные стабилизаторы	141
13.1 Задание	141
13.1.1 Схемы включения	142

Моделирующий комплекс NGSPICE

0.1 Введение

Здесь объяснены принципы и приёмы работы с NGSPICE и Oregano, в объёме, достаточном для выполнения лабораторных работ. Однако, это описание не является исчерпывающим и читателю рекомендуется обращаться к официальной документации NGSPICE на английском языке, в случае возникновения любых вопросов, не рассмотренных здесь.

Данное методическое пособие по выполнению лабораторных работ не претендует на полноту изложения учебного материала. В лабораторных работах приведены только основные формулы и наиболее важные сведения. Предполагается, что студент свободно владеет навыками вычислений с комплексными числами, знает как представляются сопротивления, токи и напряжения в комплексной форме, владеет понятиями амплитуды, фазы и частоты синусоидального сигнала, владеет понятием вольт-амперная характеристика и знает ВАХ основных элементов цепи.

0.2 NGSPICE

NGSPICE мощная программа для моделирования аналоговых и цифровых электрических цепей.

Особенно важно моделирование в процессе проектирования интегральных схем. Производство пробной интегральной схемы является

дорогостоящим и долгим (от заказа до получения чипа проходит минимум 2 месяца). При производстве печатных плат следует помнить, что в печатной плате, изготовленной промышленным способом скорее всего будут другие паразитные сопротивления и ёмкости по сравнению с платой, изготовленной вручную, а также то, что компоненты имеют погрешность изготовления (например, резисторы наиболее часто имеют допуск $\pm 5\%$). Программы моделирования цепей позволяют учесть эти допуски путём моделирования многих цепей со случайными изменениями параметров в пределах допусков; полученные характеристики не должны сильно отличаться от требуемых.

NGSPICE используют для получения характеристик цепи: зависимости напряжения от времени, тока от времени, напряжения на одном элементе от напряжения на другом элементе и др.

В процессе разработки электрической цепи сначала рисуют схему и рассчитывают параметры элементов, затем моделируют цепь. Если результат не устраивает инженера параметры корректируются (часто на небольшую величину) и снова выполняется моделирование. Часто выполняют моделирование сразу многих схем, которые отличаются только одним параметром (например, значением какого-то резистора); выбирают ту схему, характеристика которой наиболее близка к желаемой. Именно благодаря компьютерным программам моделирования цепей имеется возможность быстрого и нетрудоёмкого анализа разных цепей.

Нужно подчеркнуть, что в большинстве данных лабораторных работ значения параметров схемы заданы или вычисляются по номеру варианта. Изменять эти параметры по своему усмотрению **нельзя**.

0.2.1 Что такое netlist и из чего он состоит?

NGSPICE в качестве входных данных принимает текстовый файл с описанием цепи. Этот файл на английском называется *netlist* (что переводится как “схема в виде таблицы соединений”) и мы будем придерживаться этого термина.

Этот файл имеет специальный формат, который будет рассмотрен ниже.

Важно: NGSPICE, как и любую другую программу моделирования электрических цепей, нельзя рассматривать как чёрный ящик, и пользоваться ей, не разбираясь в том, как она работает. Это сложное ПО, корректность и точность полученных результатов зависит от многих

параметров, доступных пользователю для настройки. Прежде чем приступать к моделированию, нужно разобраться в netlist и уяснить для себя назначение всех его строк.

Входной файл для NGSPICE — это обычный текстовый файл, который состоит из строк нескольких типов:

1. Первая строка — название схемы. При обработке входного файла эта строка будет выводиться на экран (больше ни на что она не влияет).
2. Строки, описывающие элементы цепи. Каждый элемент цепи (резистор, конденсатор, катушка, диод, транзистор и др.) описывается отдельной строкой, в которой задаются имя элемента, узлы подключения и параметры элемента. Первая буква имени определяет тип элемента. Например, имена резисторов начинаются на R. Таким образом, элементы с именами R, R_1, RSE, ROUT и R3AC2ZY — резисторы.
3. Строки комментариев начинаются с символа `*`, который обязательно должен быть первым символом в строке. Комментарии игнорируются NGSPICE. Например:
`* это комментарий`
4. Строки-продолжения. Если строка начинается с символа `+`, она считается продолжением предыдущей строки. Например, две такие строки:
`R1 1 2`
`+ 100`
эквивалентны одной следующей:
`R1 1 2 100`
5. Управляющие строки: указывают вид(ы) моделирования и способ выдачи результатов.
6. Последняя строка: всегда должна быть `.END`.

В netlist жёстко задано назначение только первой и последней строк, а порядок остальных строк произвольный.

Параметры элемента чаще всего задаются числами. Допускаются целые числа (12, -44), дробные числа (3.14159), числа в стандартном виде (1e-14, 2.65e3). Вместо чисел в стандартном виде можно использовать

суффиксы:

$T = 10^{12}$	$m = 10^{-3}$
$G = 10^9$	$\mu = 10^{-6}$
$Meg = 10^6$	$n = 10^{-9}$
$K = 10^3$	$p = 10^{-12}$
$mil = 25.4 \cdot 10^{-6}$	$f = 10^{-15}$

После суффикса допускается писать единицы измерения (например: **mA**, **ns** и т. д.)

Элементы включаются между двумя или более узлами цепи. Например, резистор и диод требуют два узла для включения, а транзистор три. Узлы именуются произвольными строками. Узел земли имеет имя **0** (цифра ноль).

Земля — выделенный узел в цепи с известным потенциалом, равным **0 V**.

Каждый узел должен иметь хотя бы два подключённых элемента.

В отличие от теории электрических цепей, где особо рассматривают участки последовательного подключения и называют их ветвями цепи, в SPICE каждая точка включения элемента (пусть даже и в цепочке последовательно соединённых элементов) называется узлом.

Резисторы

Резистор описывается строкой следующего вида:

```
RXXXXXXX n+ n- value
```

Здесь:

- **RXXXXXXX** — имя резистора;
- **n+** и **n-** — имена узлов, к которым подключён резистор;
- **value** — сопротивление резистора в омах.

Примеры:

```
* Резистор 100 Ом, подключенный между узлами 1 и 2.
R1 1 2 100
```

```
* Резистор 1000 Ом, подключенный между узлами 12 и 17.
RC1 12 17 1K
```

Конденсаторы

Конденсатор описывается строкой следующего вида:

```
CXXXXXXX n+ n- value [ic=init_condition]
```

Здесь:

- **CXXXXXXX** имя конденсатора;
- **n+** и **n-** имена узлов, к которым подключён конденсатор;
- **value** ёмкость конденсатора в фарадах;
- **init_condition** начальное условие, напряжение в вольтах на конденсаторе в момент $t = 0$ (необязательный параметр).

Примеры:

```
* Конденсатор 1 мкФ, подключенный между узлами 13 и 0.
CВУР 13 0 1UF
```

```
* Конденсатор 10 мкФ, подключенный между узлами 17 и 23,
* начальное напряжение 3 В.
COSC 17 23 10U IC=3V
```

Катушки индуктивности

Катушка индуктивности описывается строкой следующего вида:

```
LYYYYYYY n+ n- value [ic=init_condition]
```

Здесь:

- **LYYYYYYY** имя катушки;
- **n+** и **n-** имена узлов, к которым подключена катушка;
- **value** индуктивность катушки в генри;
- **init_condition** начальное условие, ток через катушку в амперах в момент $t = 0$ (необязательный параметр).

Примеры:

```
* Катушка 1 мкГн, подключенная между узлами 42 и 69.
LLINK 42 69 1UH
```

```
* Катушка 10 мкГн, подключенная между узлами 23 и 51,
* начальный ток 15.7 мА.
LSHUNT 23 51 10U IC=15.7mA
```

Диоды

Диод описывается строкой следующего вида:

DXXXXXXX n+ n- mname

Здесь:

- DXXXXXXX имя диода;
- n+ и n- имена узлов, к которым подключён диод анодом и катодом соответственно;
- mname название модели диода.

Примеры:

* Диод модели DIODE1, подключенный анодом к узлу 2 и катодом к узлу 10.
D1 2 10 DIODE1

Биполярные транзисторы

Биполярный транзистор описывается строкой следующего вида:

QXXXXXXX nc nb ne <ns> mname

Здесь:

- QXXXXXXX имя транзистора;
- nc, nb, ne, ns имена узлов, к которым подключён транзистор коллектором, базой, эмиттером и подложкой соответственно. Указывать узел подключения подложки не обязательно в этом случае подразумевается узел земли;
- mname название модели транзистора.

Примеры:

* Биполярный транзистор модели MOD1, подключенный коллектором к узлу 11,
* базой -- к 26, эмиттером -- к 4, подложкой -- к 20.
Q50A 11 26 4 20 MOD1

Полевые транзисторы

Полевой транзистор описывается строкой следующего вида:

MXXXXXXX ND NG NS NB MNAME

Здесь:

- MXXXXXXX имя транзистора;
- ND, NG, NS, NB имена узлов, к которым подключён транзистор стоком, затвором, истоком и подложкой соответственно;
- mname название модели транзистора.

Примеры:

* Полевой транзистор модели TYPE1, подключенный стоком к узлу 24,
* затвором -- к 2, истоком -- к 0, подложкой -- к 20.
M1 24 2 0 20 TYPE1

Источники постоянного напряжения и тока

Источник напряжения описывается строкой следующего вида:

```
VXXXXXXX n+ n- dc dcvalue
```

а источник тока такой строкой:

```
IYYYYYYY n+ n- dc dcvalue
```

Здесь:

- **VXXXXXXX** (**IYYYYYYY**) имя источника напряжения (тока);
- **n+** и **n-** имена узлов, к которым подключён источник положительным и отрицательным полюсом соответственно;
- **dcvalue** напряжение источника в вольтах (для источника тока ток в амперах).

Важно: Источники напряжения, кроме своего прямого применения, играют ещё одну важную роль в NGSPICE: они являются амперметрами. NGSPICE может измерить только ток, проходящий через источник напряжения, поэтому источники напряжения в 0 В используются как амперметры. Введение такого элемента в цепь никак не влияет на её режим работы.

Примеры:

```
* Источник напряжения 6 В, подключенный между узлами 10 и 0.
VCC 10 0 DC 6
```

```
* Источник тока 10 мА, подключенный между узлами 5 и 7.
ISIGNAL 5 7 DC 10m
```

```
* Источник напряжения, используемый в качестве амперметра для измерения тока
* из узла 7 в узел 9
VMEAS 7 9
```

Источники импульсного напряжения

Источник импульсного напряжения описывается строкой следующего вида:

```
VXXXXXXX n+ n- DC 0 [AC AC MAG] PULSE(V1 V2 TD TR TF PW PER)
```

Здесь:

- **VXXXXXXX** имя источника напряжения;
- **n+** и **n-** имена узлов, к которым подключён источник положительным и отрицательным полюсом соответственно;

- V1 и V2 — низкое и высокое напряжение импульса;
- DC 0 — означает, что постоянная составляющая напряжения равна 0 В (этот параметр не нужно изменять);
- AC MAG — амплитуда напряжения, используется только при моделировании на переменном токе (необязательный параметр);
- TD (delay time) — время задержки до начала нарастания напряжения;
- TR (rise time) — время, за которое напряжение нарастает от V1 к V2;
- TF (fall time) — время, за которое напряжение падает от V2 к V1;
- PW (pulse width) — ширина импульса;
- PER (period) — период.

Фактически, источник импульсного напряжения имеет два уровня напряжения (V1 и V2), переход между которыми осуществляется по линейному закону (рис. 1).

Примеры:

* Источник напряжения, подключенный между узлами 5 и 0,

* имеющий зависимость U(t) как на рисунке.

* В данном примере слишком большие TR и TF по сравнению с PER.

```
V_1 5 0 DC 0 PULSE(0 4 1u 1u 1u 4u 10u)
```

* Более реалистичный пример.

```
VIN 3 0 DC 0 PULSE(-1 1 2NS 2NS 2NS 50NS 100NS)
```

* То же самое, только с параметром для моделирования на переменном токе.

```
VIN 3 0 DC 0 AC 1 PULSE(-1 1 2NS 2NS 2NS 50NS 100NS)
```

Источники синусоидального напряжения

Источник синусоидального напряжения описывается строкой следующего вида:

```
VXXXXXXX n+ n- DC 0 AC AC MAG SIN(V0 VA FREQ TD THETA)
```

Здесь:

- VXXXXXXX — имя источника напряжения;
- n+ и n- — имена узлов, к которым подключён источник положительным и отрицательным полюсом соответственно;
- AC MAG — амплитуда напряжения, используется только при моделировании на переменном токе;
- V0 (offset) — величина постоянной составляющей напряжения в вольтах;

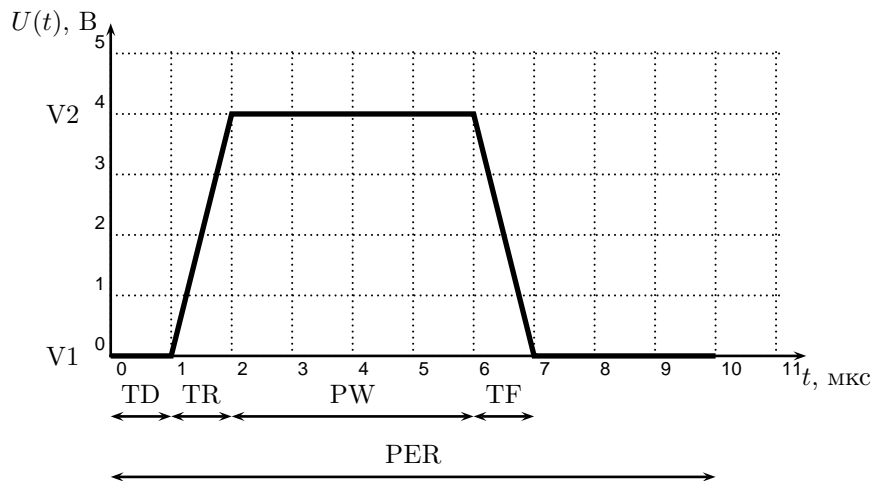


Рис. 1: Параметры импульсного источника напряжения

- **VA** (amplitude) амплитуда синусоидальной составляющей напряжения;
 - **FREQ** (frequency) частота синусоидальной составляющей напряжения;
 - **TD** (delay) время включения синусоидальной составляющей напряжения;
 - **THETA** (damping factor) постоянная затухания (0 без затухания).
- Примеры:

* Источник синусоидного напряжения, подключенный между узлами 5 и 0,
 * с амплитудой 5 В и частотой 1000 Гц.
`V_1 5 0 DC 0 SIN(0 5.0 1K 0 0)`

Настройки моделирования

Настройки моделирования указываются строкой следующего вида:

`.OPTIONS OPT1 OPT2 ...`

В списке настроек можно указывать следующее:

- **TEMP=x** рабочая температура цепи в градусах Цельсия;
- другие настройки, которые здесь не описаны, так как их использование не требуется для выполнения лабораторных работ.

Примеры:

* Моделировать цепь при температуре 25 градусов Цельсия.
`.OPTIONS TEMP=25`

0.2.2 Виды моделирования

Перед началом моделирования необходимо выбрать вид моделирования схемы, который предоставит искомый результат. Выбранный вид моделирования указывают отдельной строкой в netlist или вводят с клавиатуры в интерактивном режиме NGSPICE. Если вид моделирования прописан в netlist, то для выполнения моделирования согласно заданным параметрам в интерактивном режиме NGSPICE достаточно ввести команду **run**.

Коэффициент передачи по напряжению отношение напряжения на выходе цепи к напряжению на входе:

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}.$$

Часто его выражают в децибелах:

$$K_U = 20 \log_{10} \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \text{ дБ}.$$

Аналогично определяют коэффициент передачи по току. Коэффициент передачи по мощности определяют как:

$$K_P = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = K_U K_I,$$

в децибелах:

$$K_P = 10 \log_{10} \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} \text{ дБ}.$$

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) функция, показывающая зависимость модуля комплексного коэффициента передачи от частоты.

Аналогично, фазо-частотная характеристика (ФЧХ) — функция, показывающая зависимость фазы комплексного коэффициента передачи от частоты. То есть, ФЧХ показывает разность фаз между входным и выходным сигналами как функцию частоты.

Важно: Не следует путать моделирование цепи и построение графиков. Моделирование цепи не включает построения графиков, но для построения графика необходимо сначала произвести моделирование в соответствующем режиме.

Моделирование переходных процессов

Этот вид моделирования применяют для получения зависимостей $U(t)$, $I(t)$. В netlist необходимо включить следующую строку:

```
.TRAN TSTEP TSTOP [TSTART]
```

Или вместо этого в интерактивном режиме вводят команду:

```
tran TSTEP TSTOP [TSTART]
```

Здесь:

- TSTEP шаг времени моделирования;
- TSTOP конечное время;
- TSTART начальное время (необязательный параметр, по умолчанию 0).

Примеры:

```
* Выполнить моделирование переходных процессов с шагом 10 мкс от t = 0 с
* до t = 1 мс.
.TRAN 10u 1m
```

То же самое, но для интерактивного режима:

```
tran 10u 1m
```

Моделирование на постоянном токе

В этом режиме конденсаторы считаются разрывами цепи (бесконечное сопротивление), а индуктивности — короткими замыканиями (нулевое сопротивление). Источники переменного напряжения также считаются короткими замыканиями, а не источниками.

Этот вид моделирования используют для получения передаточных характеристик. NGSPICE изменяет некоторый параметр цепи в указанных пределах и проводит моделирование каждой полученной цепи.

После этого можно получить график зависимости любого напряжения или тока от изменявшегося параметра.

В netlist необходимо включить следующую строку:

```
.DC SRCNAM VSTART VSTOP VINCR
```

Или вместо этого интерактивном режиме вводят команду:

```
dc SRCNAM VSTART VSTOP VINCR
```

Здесь:

- **SRCNAM** изменяемый параметр цепи;
- **VSTART** первое значение параметра;
- **VSTOP** последнее значение параметра;
- **VINCR** шаг приращения параметра.

В качестве изменяемых параметров могут выступать:

- ЭДС источника напряжения или тока. В этом случае **SRCNAM** имя источника.
- Сопротивление резистора. В этом случае **SRCNAM** имя резистора.
- Температуру цепи. В этом случае **SRCNAM** слово **TEMP**.

Примеры:

```
* Выполнить моделирование на постоянном токе, изменяя ЭДС источника напряжения
* VIN от 0.25 В до 5.0 В с шагом 0.25 В.
.DC VIN 0.25 5.0 0.25
```

```
* Выполнить моделирование на постоянном токе, изменяя сопротивление резистора
* RLoad от 1000 Ом до 2000 Ом с шагом 100 Ом.
.DC RLoad 1k 2k 100
```

```
* Выполнить моделирование на постоянном токе, изменяя рабочую температура цепи
* от -15 градусов Цельсия до 75 градусов с шагом 5 градусов.
.DC TEMP -15 75 5
```

Нахождение рабочей точки цепи

В этом режиме выполняется моделирование на постоянном токе, но без изменения параметров цепи.

В netlist необходимо включить следующую строку:

```
.OP
```

Или вместо этого интерактивном режиме вводят команду:

```
op
```

Моделирование на переменном токе

В этом режиме результатом моделирования являются зависимости токов и напряжений от частоты напряжения (тока) источников: $U(\omega)$, $I(\omega)$. Таким образом, для проведения моделирования на переменном токе необходимо, чтобы в цепи был хотя бы один источник напряжения или тока с ненулевым параметром `AC` `ACMAG`.

Обычно в результате моделирования на переменном токе хотят получить АЧХ какого-либо коэффициента передачи. Для того, чтобы упростить построение графика, устанавливают `ACMAG` в 1 В. Тогда коэффициенты передачи будут численно равны выходным напряжениям: $K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = U_{\text{вых}}$. Коэффициент передачи в децибелах: $K_U = 20 \log_{10} U_{\text{вых}}$.

```
.AC DEC ND FSTART FSTOP
.AC OCT NO FSTART FSTOP
.AC LIN NP FSTART FSTOP
```

Ключевое слово `DEC` означает, что NGSPICE возьмёт `ND` экспериментальных точек в каждой декаде частот. Декада — интервал частот от f до $10f$.

Ключевое слово `OCT` означает, что NGSPICE возьмёт `NO` экспериментальных точек в каждой октаве частот. Октава — интервал частот от f до $2f$.

Ключевое слово `LIN` означает, что NGSPICE будет изменять частоту линейно и возьмёт всего `NP` экспериментальных точек.

`FSTART` и `FSTOP` — начальная и конечная частоты.

Аналогичная команда (только без точки в начале) вводится в интерактивном режиме.

Примеры:

```
* Выполнить моделирование на переменном токе от частоты 1 Гц до 100 МГц,
* взяв 20 экспериментальных точек в каждой декаде.
.AC DEC 20 1 100MEG
```

```
* Выполнить моделирование на переменном токе от частоты 1 Гц до 100 Гц,
* взяв 100 экспериментальных точек.
.AC LIN 100 1 100HZ
```

0.2.3 Запуск моделирования

Для запуска моделирования согласно всем строкам `.TRAN`, `.DC`, `.OP`, `.AC`, содержащимся в netlist, вводят команду:

```
run
```

Или, если такие строки указаны не были, или требуется провести моделирование не указанное в netlist, вводят соответствующие команды (см. разделы про виды моделирования).

0.2.4 Визуализация результатов

В качестве результата каждого моделирования получаем набор данных зависимости всех напряжений и токов от других величин (времени, напряжения выбранного источника, сопротивления выбранного резистора, частоты). NGSPICE измеряет потенциал каждого узла цепи и ток, проходящий через каждый источник напряжения. Для измеренных величин приняты следующие обозначения:

- `V(N1[,N2])` напряжение между узлом N1 и N2 (узел N2 указывать не обязательно в этом случае подразумевается узел земли).
- `I(VXXXXXXX)` ток, протекающий через источник напряжения VXXXXXXX.

Выбор набора данных

NGSPICE хранит в памяти все полученные наборы данных за текущий сеанс работы, поэтому для построения графика сначала нужно выбрать набор данных. Это позволяет сделать команда `setplot`:

```
setplot [plotname]
```

Если выполнить её без параметров, она отобразит список доступных наборов данных и предложит ввести название нового набора. Если название набора известно, его можно указать сразу как параметр.

Отображение доступных данных

Команда `display` отображает название цепи, название текущего набора данных и список доступных данных в текущем наборе.

Построение графика

```
plot exprs [ylimit ylo yhi] [xlimit xlo xhi] [xdelta xdel] [ydelta ydel]
[xlog] [ylog] [vs xname] [xlabel word] [ylabel word] [title word]
[linear]
```

Эта команда строит график выражений `exprs`. Несколько выражений разделяются пробелами. После ключевого слова `vs` указывается выражение, которое будет служить независимой переменной и откладываться по оси OX . То есть, на одном рисунке строится график каждого `expr` как функции от `xname`. Если `xname` не указан, то по оси OX откладывается величина по умолчанию для данного вида моделирования.

В выражениях `exprs` можно использовать наборы данных (см. вывод команды `display`), операторы `+`, `-`, `*`, `/`, `^`, функции:

- `mag(vector)` модуль комплексного числа;
- `ph(vector)` фаза комплексного числа;
- `real(vector)` действительная часть комплексного числа;
- `imag(vector)` мнимая часть комплексного числа;
- `db(vector)` $20 * \log(\text{mag}(\text{vector}))$;
- `log(vector)` десятичный логарифм;
- `ln(vector)` натуральный логарифм;
- `abs(vector)` абсолютная величина;
- `sqrt(vector)` квадратный корень;
- `sin(vector)` синус;
- `cos(vector)` косинус.

Остальные параметры:

- `xlimit` и `ylimit` после этих ключевых слов указываются начальное и конечное значение на осях OX и OY соответственно (если не указать, то NGSPICE подберёт их так, чтобы весь график уместился на экране);
- `xdelta` и `ydelta` расстояние между вспомогательными вертикальными и горизонтальными линиями на графике;
- `xlog` или `ylog` если указаны эти ключевые слова, то соответствующая ось будет иметь логарифмическую шкалу;
- `xlabel` и `ylabel` подписи для осей;
- `title` подпись для всего графика;
- `linear` если указано это ключевое слово, то при построении графиков результатов моделирования на переменном токе используется линейная шкала (по умолчанию используется логарифмическая).

Примеры:

* Построить график напряжения в точке 1 и в точке 2. По оси OX откладывается

* величина по умолчанию для данного вида моделирования.

```
plot v(1) v(2)
```

* Построить график напряжения в точке 1 как функцию от напряжения в точке 2.

```
plot v(1) vs v(2)
```

* То же самое, но с указанными подписями на осях.

```
plot v(1) vs v(2) xlabel "V2 voltage" ytitle "V1 voltage"
```

0.2.5 Пример

Пусть для схемы на рис. 2 необходимо:

- Провести моделирование переходных процессов и получить графики $U_1(t)$, $U_2(t)$, $U_3(t)$, $I_{R_3}(t)$.
- Найти, при каком напряжении источника E_3 постоянная составляющая напряжения на резисторе R_3 будет 4 В.
- Построить график зависимости напряжения на R_2 от напряжения на R_4 при изменении напряжения источника E_3 .
- Построить АЧХ и ФЧХ напряжения на конденсаторе.

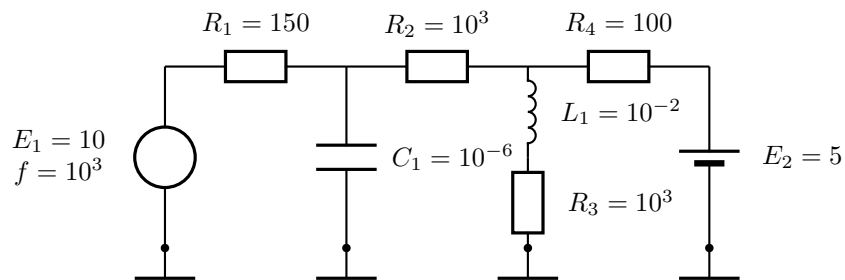


Рис. 2: Исходная схема

Сначала необходимо составить netlist. Так как нас интересует ток в резисторе R_3 , последовательно с ним включаем источник напряжения $E_3 = 0$ В. После этого обозначаем все узлы на схеме (учитывая то, что за узлом земли уже закреплено имя 0). Получаем преобразованную схему, рис. 3. Теперь для каждого элемента цепи запишем строку, описывающую его. Помним, что первая строка в netlist — это название, а последняя — .END. В результате получим такой netlist:

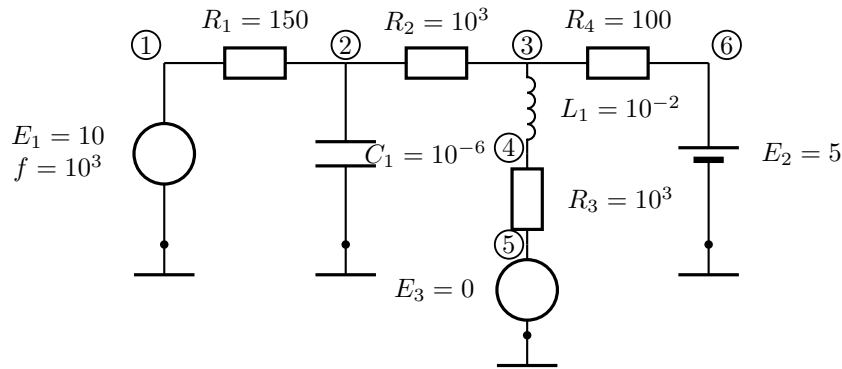


Рис. 3: Преобразованная схема

Как видим, кроме описания схемы мы включили в netlist управляющие строки, которые задают моделирование переходных процессов, моделирование на постоянном токе и на переменном токе.

Запускаем NGSPICE в консоли и выполняем моделирование:

```
user@host$ ngspice first.cir
*****
** ngspice-18 : Circuit level simulation program
** The U. C. Berkeley CAD Group
** Copyright 1985-1994, Regents of the University of California.
** Please submit bug-reports to: ngspice-bugs@lists.sourceforge.net
** Creation Date: Thu Mar 26 08:02:46 EET 2009
*****

Circuit: our first circuit

ngspice 1 -> run
(вывод команды опущен)
```

Выполняем первый пункт задания. Строим графики $U_1(t)$, $U_2(t)$, $U_3(t)$:

```
ngspice 2 -> setplot
Type the name of the desired plot:

new    New plot
Current tranl   our first circuit (Transient Analysis)
```

```

dcl    our first circuit (DC transfer characteristic)
const Constant values (constants)
? tranl
ngspice 3 -> plot v(1) v(2) v(3)

```

Строим график $I_{R_3}(t)$:

```
ngspice 4 -> plot i(v3)
```

Выполняем второй пункт задания. Строим график напряжения на R_3 (это $v(4,5)$, так как этот резистор включён между узлами 4 и 5) как функцию от напряжения источника E_3 :

```

ngspice 5 -> setplot dcl
ngspice 6 -> plot v(4,5)

```

По графику находим, что $U_{R_3} = 4$ В при $E_3 \approx 4.75$ В.

Выполняем третий пункт задания. Строим график напряжения на R_2 ($v(3,2)$) от напряжения на R_4 ($v(6,3)$) при изменении напряжения источника E_3 :

```
ngspice 7 -> plot v(3,2) vs v(6,3)
```

Выполняем четвёртый пункт задания. Строим АЧХ и ФЧХ напряжения на конденсаторе ($v(2,0) = v(2)$):

```

ngspice 8 -> setplot acl
ngspice 9 -> plot db(mag(v(2)))
ngspice 10 -> plot ph(v(2))

```

Как видно из АЧХ, амплитуда высокочастотного сигнала на конденсаторе увеличивается на -20 дБ/декаду.

Выходим из NGSPICE:

```

ngspice 11 -> quit
Warning: the following plots haven't been saved:
tranl    our first circuit, Transient Analysis
dcl      our first circuit, DC transfer characteristic

Are you sure you want to quit (yes)? (нажимаем Enter)
ngspice-18 done

```

0.3 Oregano

NGSPICE предоставляет широкие возможности в моделировании электрических цепей, однако непосредственное его использование вызывает некоторые затруднения. Одно из них связано с отсутствием наглядности при составлении входного файла, так как схема описывается

в netlist в текстовом формате. Для решения этой проблемы используются специальные программы, которые позволяют начертить схему с использованием графических средств и нажатием одной кнопки получить готовый netlist. Одной из подобных программ является Oregano.

Oregano позволяет выполнять моделирование аналоговых и цифровых электрических схем при помощи NGSPICE как в визуальном интерактивном режиме, так и редактируя netlist вручную.

0.3.1 Интерфейс

Oregano имеет обычный оконный интерфейс (рис. 4), основная часть которого разделена на рабочую область (слева) и библиотеку элементов (справа).

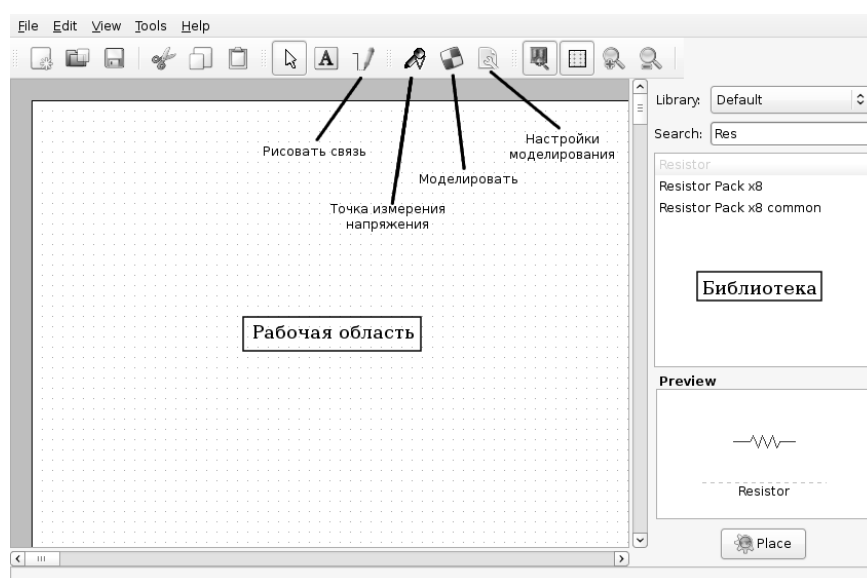


Рис. 4: Интерфейс Oregano

Рассмотрим основные элементы управления программы, необходимые для выполнения лабораторных работ. Для более подробной информации обратитесь к справочной документации программы.

0.3.2 Создание схемы

Для размещения требуемого элемента на схеме нужно сначала найти его в библиотеке при помощи поля Search/Поиск или в списке доступных элементов (рис. 5).

После чего нажать кнопку Place/Поместить и указать место на схеме, где необходимо поместить элемент. Элементы также можно перетаскивать мышью из списка в схему.

Названия основных элементов следующие:

- Gnd земля (узел 0 в NGSPICE);
- Resistor резистор;
- Capacitor конденсатор;
- Inductor катушка индуктивности;
- Diode полупроводниковый диод;
- BJT NPN биполярный NPN-транзистор;
- VDC источник постоянного напряжения;
- VSIN источник синусоидального напряжения;
- VPULSE источник импульсного напряжения.



Для соединения элементов схемы используется инструмент *Рисовать связь* (анг.: *Draw wires*).



Инструмент *Точка измерения напряжения* (анг.: *Voltage test clamp*) используется для размещения вольтметров.



Для запуска моделирования используется инструмент *Моделировать* (анг.: *Simulation*). Инструмент запускает диалоговое окно мастера построения графиков моделирования (рис. 7). Более подробное описание в разделе 0.3.4.



Инструмент *Настройки моделирования* (анг.: *Simulation settings*) используется для задания параметров моделирования и выбора типа моделирования (рис. 9). Более подробное описание в разделе 0.3.4.

Амперметрами являются источники постоянного напряжения с амплитудой 0 В.

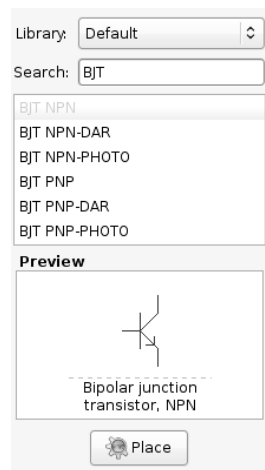


Рис. 5: Библиотека элементов

Редактировать свойства элемента можно после его размещения на схеме. Для этого необходимо дважды кликнуть по нему или воспользоваться комбинацией клавиш **Ctrl+E**. Основные пассивные элементы имеют два основных поля свойств:

- **Refdes** название элемента (используется для идентификации);
- **Model** модель элемента. Позволяет выбрать модель из зарегистрированных в программе (в заданиях на лабораторные работы указаны модели элементов).

Вкладка *Model* позволяет просмотреть SPICE-описание модели. Активные элементы имеют обязательное свойство *Refdes* и поля, соответствующие названиям NGSPICE.

Важно: свойства всех элементов содержат поле *Template*. Это служебное поле, используемое для подстановки свойств элемента в netlist. Исходя из его содержимого можно понять, как будут выглядеть описания элементов в netlist: с символа % начинаются названия узлов подключения, с символа @ названия свойств. Изменять это поле **нельзя**.

0.3.3 Создание netlist

Oregano позволяет автоматически формировать netlist составленной схемы на основании шаблонов (свойство *Template*). Обязательным условием для успешного генерирования netlist является наличие хотя бы одного измерителя и наличие пути от каждого элемента к узлу земли (возможно, через другие элементы).

Для формирования netlist вызовите команду меню *View → Netlist*. Откроется новое окно с текстом netlist и возможностью его редактировать, сохранить в отдельном файле или распечатать (рис. 6).

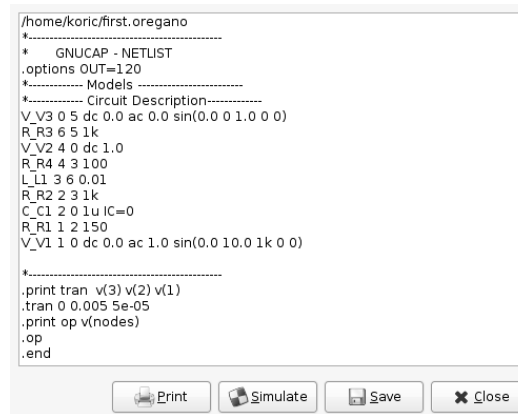


Рис. 6: Редактор netlist

Генерируемый Oregano netlist можно условно разбить на 4 части:

1. Условия моделирования — здесь задаются начальные условия моделирования (*.OPTIONS*).
2. Подключение моделей — подключаются модели необходимых элементов из сторонних файлов (*.INCLUDE*).
3. Описание цепи — описание всех элементов цепи и их связей.
4. Управление моделированием — описание всех заданных видов моделирования и измерителей.

Важно: редактирование netlist не влияет на схему в Oregano.

Полученный netlist можно использовать для моделирования в NGSPICE.

0.3.4 Моделирование в Oregano

Выполнять моделирование при помощи NGSPICE можно непосредственно из Oregano. Перед началом моделирования нужно указать его виды и параметры. Для этого используется кнопка панели инструментов *Simulation settings*. Настройки позволяют выполнять одновременно моделирование на постоянном и переменном токе и моделирование переходных процессов. Все настройки моделирования идентичны соответствующим параметрам в NGSPICE, поэтому далее будут приведены соответствия параметров Oregano и NGSPICE и их краткое описание.

Моделирование переходных процессов

Пункт *Transient*.

Используется для получения зависимостей напряжений и токов на элементах от времени: $U(t)$, $I(t)$.

- *Start* = TSTART начальное время моделирования;
- *End* = TEND конечное время моделирования;
- *Step* = TSTEP шаг времени;

Моделирование на постоянном токе

Пункт *DC Sweep*.

Используется для получения передаточных характеристик $U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$, $I_{\text{вых}}(I_{\text{вх}})$.

- *Source* = SRCNAM название изменяемого параметра схемы;
- *Start* = VSTART начальное значение параметра;
- *End* = VSTOP конечное значение параметра;
- *Step* = VINCR шаг приращения параметра.

Моделирование на переменном токе

Пункт *AC*.

Используется для получения амплитудно- и фазочастотных характеристик

- *Type* тип приращения: DEC, OCT или LIN;
- *Points* = ND|NO|NL количество точек в каждом интервале частот;
- *Start* = FSTART начальная частота;
- *End* = FEND конечная частота.

Важно: моделирование на переменном токе часто используется для получения АЧХ и ФЧХ какого-либо коэффициента передачи. Для получения корректных результатов необходимо установить свойство **АС** источника в 1 В.

Моделирование и анализ результатов

Для запуска моделирования воспользуйтесь инструментом *Simulate* или клавишей **F11**. После выполнения моделирования будет отображено окно просмотра графиков (рис. 7)

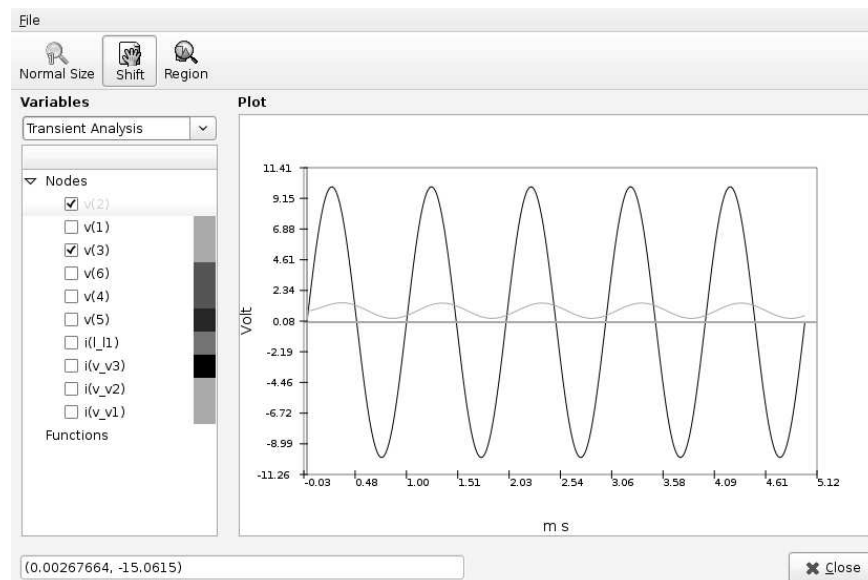


Рис. 7: Результат моделирования

Из списка доступных наборов данных выберите необходимые — они автоматически будут отображены. Можно выбрать несколько наборов для одновременного отображения, например для входного и выходного напряжения, чтобы иметь наглядное представление о том, как схема изменяет входной сигнал.

Также можно выполнять моделирование на основе отредактированного вручную netlist. Для этого нажмите *Simulate* в окне редактора

netlist. Его удобно использовать для проверки параметров схемы, так как изменение netlist в редакторе не приводит к изменению схемы в Oregano.

Важно: Oregano использует собственный алгоритм отображения графиков, поэтому рекомендации по получению удобных для печати изображений в NGSPICE здесь не работают.

0.3.5 Пример

Выполним то же задание, которое выполнялось в NGSPICE.

Сначала составим схему в Oregano, соответствующую заданию, добавим вольтметры в необходимых точках (рис. 8).

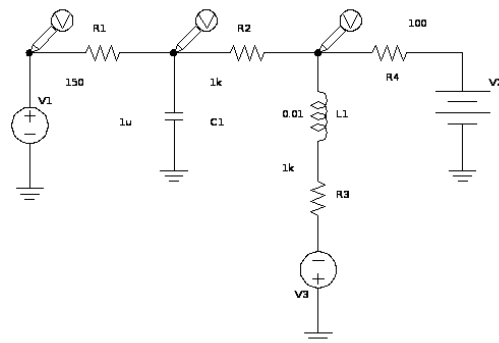


Рис. 8: Схема в Oregano

Выполним настройку моделирования в соответствии с заданием (рис. 9)

Генерируем netlist:

```
first.oregano
*-----
* GNUCAP - NETLIST
.options TEMP=20
*----- Models -----
*----- Circuit Description-----
V_V1 2 0 dc 0.0 ac 1.0 sin(0.0 10.0 1k 0 0)
V_V2 0 5 dc 5.0
V_V3 4 0 dc 0.0
R_R1 2 1 150
C_C1 1 0 1u IC=0
```

Analysis Parameters Analysis Options

☒ **Transient**

☐ Use Initial Conditions

Start 0

Stop 5m

☒ Step 10u

☐ **Fourier**

☒ **DC Sweep**

Source V_V2

Start 0 0

Stop 10 0

Step 0.1 0

☒ **AC**

Type DEC

Points 20

Start 1

Stop 1MEG

Close

Рис. 9: Настройки моделирования

```

R_R2 1 3 1k
L_L1 3 6 0.01
R_R4 4 3 100
R_R3 6 5 1k
*-----
.print tran v(2) v(1) v(3)
.tran 0 0.005 1e-05
.print dc v(2) v(1) v(3)
.dc V_V2 0 10 0.1
.print ac vm(2) vm(1) vm(3)
.ac DEC 20 1 1Meg
.print op v(nodes)
.op
.end

```

Полученные netlist файлы отличаются только названиями узлов, комментариями и некоторыми нулевыми значениями, которые добавляет Oregano. Oregano также добавляет строку `.print` для того, чтобы NGSPICE вывел результаты моделирования в текстовом виде. Oregano их перехватывает и строит графики.

Запускаем моделирование в Oregano и анализируем результаты.

0.4 Выбор варианта при выполнении лабораторных работ

В заданиях на лабораторные работы некоторые параметры схем могут быть заданы, а некоторые требуется рассчитать самостоятельно. Те параметры, которые заданы, полностью определяются вариантом и вычисляются по указанным прямо в задании формулам. В этих формулах используется следующие обозначения:

- $N_{\text{гр}}$ номер группы (например, для группы ИВ-72 $N_{\text{гр}} = 72$).
- $N_{\text{бр}}$ номер бригады; предполагается, что студенты в одной группе делятся на бригады. Бригады нумеруются в пределах каждой группы начиная с 1. Формулы в заданиях рассчитаны не более чем на 20 бригад. Таким образом, $N_{\text{бр}} \leq 20$.
- $(x \bmod y)$ остаток от деления натурального числа x на натуральное число y .

Параметры элементов схем, которые не заданы формулами по варианту, рассчитываются по формулам, приведённым в разделе теоретических сведений.

Лабораторная работа 1

RC и CR цепи

1.1 Задание

Рассчитать и собрать RC и CR цепи с заданной частотой среза $f_{\text{ср}}$. Величина R задана вариантом. Величина C рассчитывается из $f_{\text{ср}}$.

$$f_{\text{ср}} = 1000 \cdot N_{\text{гр}} \cdot N_{\text{бр}} \text{ (Гц)}$$

$$R = 100 \cdot N_{\text{гр}} \cdot N_{\text{бр}} \text{ (Ом)}$$

$$f_{\text{ср}} = \frac{1}{2\pi RC}$$

Параметры синусоидального источника напряжения: амплитуда 10 В, частота 10 кГц.

Параметры импульсного источника напряжения: амплитуда 10 В, частота 10 кГц, длительность импульса 30 мкс, время падения и нарастания 0.5 мкс.

Построить графики (отдельно для CR и RC цепей):

- для синусоидального входного напряжения: $U_{\text{вх}}(t)$ и $U_{\text{вых}}(t)$;
- то же самое, но для импульсного входного напряжения;
- АЧХ;
- ФЧХ.

Произвести измерения:

- по АЧХ измерить усиление по напряжению в дБ при частоте входного напряжения $f_{\text{ср}}$;

- по графику переходных процессов при синусоидальном входном напряжении измерить коэффициент усиления напряжения и сдвиг фаз между входным и выходным напряжением;
- по графику переходных процессов при импульсном входном напряжении измерить время зарядки конденсатора (время, за которое заряд на конденсаторе достигает 75% от максимального).

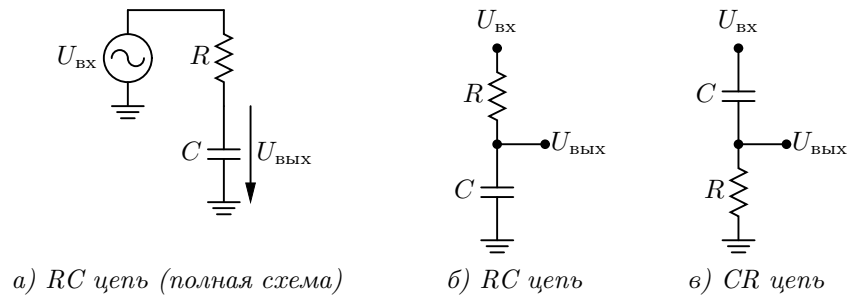


Рис. 1.1: Схемы RC и CR цепей

1.2 Краткие теоретические сведения

Электрические цепи, содержащие реактивные элементы (конденсаторы, индуктивности) классифицируются по количеству этих элементов: цепи первого, второго, n -го порядков содержат соответственно один, два, n реактивных элементов.

Законы Ома для напряжений на активных и реактивных элементов:

$$\begin{aligned}
 u_R(t) &= Ri_R; \\
 u_L(t) &= L \frac{di_L}{dt}; \\
 u_C(t) &= u_C(0) + \frac{1}{C} \int_0^t i_C dt.
 \end{aligned}
 \tag{1.1}$$

Выразив из этих соотношений $i(t)$ можно записать выражения для то-

КОВ:

$$\begin{aligned} i_R(t) &= \frac{u_R}{R}; \\ i_L(t) &= i_L(0) + \frac{1}{L} \int_0^t u_L dt; \\ i_C(t) &= C \frac{du_C}{dt}. \end{aligned} \quad (1.2)$$

С увеличением порядка цепи увеличивается сложность расчётных уравнений, поэтому на практике вручную рассчитывают цепи невысоких порядков.

1.2.1 Постоянное напряжение

RC и CR цепи по сути отличаются элементом, с которого снимается напряжение. Выходное напряжение снимается с элемента, который подключён одним полюсом к земле: для RC цепи конденсатор, для CR резистор. Это связано с тем, что нас интересует напряжение относительно земли схемы. Обобщённая схема представлена на рис. 2.2.

Это простейшая электрическая цепь первого порядка, состоящая из последовательно включённых источника напряжения $E = \text{const}$, резистора R и конденсатора C . Начальное напряжение на конденсаторе равно U_{C0} . При $t < 0$ ключ разомкнут, а в момент $t = 0$ ключ замыкают.

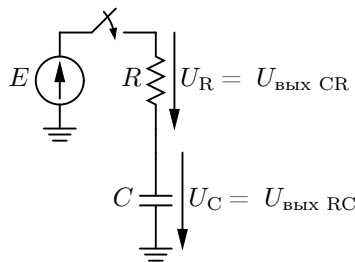


Рис. 1.2: Обобщённая схема RC и CR цепей

Так как резистор и конденсатор подключены последовательно:

$$i_C = i_R.$$

Напряжение на резисторе можно определить при помощи второго закона Кирхгофа (алгебраическая сумма напряжений в контуре равна нулю):

$$E - u_R - u_C = 0 \iff u_R = E - u_C.$$

Запишем токи через элементы по законам Ома (1.2):

$$\begin{aligned} C \cdot \frac{du_C}{dt} &= \frac{E - u_C}{R} \\ RC \cdot \frac{du_C}{dt} + u_C &= E \end{aligned} \quad (1.3)$$

Рассмотрим произведение RC :

$$\begin{aligned} R &= \text{Ом} = \frac{\text{В}}{\text{А}} \\ C &= \Phi = \frac{\text{Кл}}{\text{В}} = \frac{\text{А} \cdot \text{с}}{\text{В}} \\ RC &= \frac{\text{В}}{\text{А}} \cdot \frac{\text{А} \cdot \text{с}}{\text{В}} = \text{с} \end{aligned}$$

То есть, размерность этой величины — секунды. Величина $\tau = RC$ называется **постоянной времени** RC цепи. Она характеризует время, за которое величина (например, ток или напряжение в переходном процессе) изменится в e раз, то есть, достигнет значения $1 - \frac{1}{e} \approx 0.63 = 63\%$ от конечного.

Для получения зависимости напряжения на конденсаторе от времени $u_C(t)$ необходимо решить дифференциальное уравнение (1.3).

Из курса математического анализа известно, что такие уравнения называются неоднородными с постоянными коэффициентами, и их решение равно сумме общего решения соответствующего однородного и частного решения неоднородного уравнений:

$$u_C = u_{C \text{ о.о.}} + u_{C \text{ ч.н.}}$$

Очевидным частным решением является

$$u_{C \text{ ч.н.}} = E.$$

Общее решение однородного уравнения будем искать в виде

$$u_{C \text{ о.о.}} = Ae^{st},$$

где $A, s = \text{const}$ — неизвестные константы.

$$\begin{aligned} RC \cdot \frac{du_C}{dt} + u_C &= 0 \\ RC \cdot Ase^{st} + Ae^{st} &= 0 \\ RCs + 1 &= 0 \\ s &= -\frac{1}{RC} \end{aligned}$$

Известно, что напряжение на конденсаторе скачком не меняется (это один из законов коммутации электрических цепей), следовательно начальные условия переходного процесса можно записать в виде:

$$\begin{aligned} u_C(0) = U_{C0} &= E + Ae^0 = E + A; \\ A &= U_{C0} - E. \end{aligned}$$

Теперь можно получить общее решение уравнения (1.3):

$$u_C(t) = E + (U_{C0} - E)e^{-\frac{t}{RC}} = E + (U_{C0} - E)e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (1.4)$$

Эта зависимость проиллюстрирована на рис. 1.3 для двух случаев: $U_{C0} > E$ и $U_{C0} < E$.

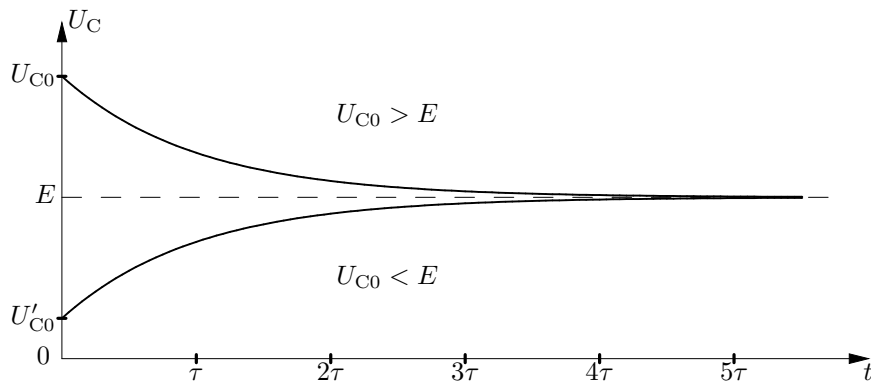


Рис. 1.3: График напряжения на конденсаторе в двух случаях

1.2.2 Импульсное напряжение

В данной работе импульсное напряжение рассматривается упрощённо с нулевым временем нарастания и спада импульса и нулевым

уровнем напряжения вне импульса (рис. 1.4, а), поэтому его можно записать в виде:

$$e(t) = \begin{cases} E, & \text{при } kT < t < (kT + T_{\text{имп}}) \\ 0, & \text{при } (kT + T_{\text{имп}}) < t < (k+1)T \end{cases}$$

где

- $E = \text{const}$ — высота импульса;
- T — период импульсов;
- $T_{\text{имп}}$ — ширина импульса;
- $k \in N$.

Обычно считают, что переходным процессом можно пренебрегать уже через 5τ после его начала (это явно видно на рис. 1.3). Таким образом, если ширина импульса больше 5τ , то переходной процесс, возникший из-за фронта импульса, не существенно влияет на выходное напряжение в момент прихода следующего фронта импульса.

Рассмотрим начальное состояние и два промежутка времени для RC и CR цепей:

Проанализируем зависимость выходного напряжения от входного (рис. 1.4):

- в RC цепи при скачке входного напряжения, выходное начинает изменяться по экспоненциальному закону до новой величины, то есть, выходное напряжение является интегралом (с некоторой погрешностью) от входного по времени, поэтому RC цепь называется **интегрирующей** цепью;
- в CR цепи при изменении скачком входного напряжения, выходное также меняется скачком, после чего изменяется по экспоненциальному закону до нуля, таким образом выходное напряжение ведёт себя как производная от входного по времени, поэтому CR цепь называется **дифференцирующей** цепью.

Конечно же, производные и интегралы полученные при помощи этих схем имеют погрешности. Например, идеальный интегрирующий элемент при постоянном входном напряжении на выходе выдаст бы ничем не ограниченное линейно возрастающее напряжение (так как интеграл от константы — линейная функция). А RC цепь даёт возрастающее по экспоненциальному закону напряжение, ограниченное сверху амплитудой импульса.

	$t < 0$	$kT < t < (kT + T_{\text{имп}})$	$(kT + T_{\text{имп}}) < t < (k + 1)T$
RC цепь	Конденсатор разряжен: $u_{C0} = 0$	Постоянное напряжение $e(t) = E$ заряжает конденсатор до напряжения $u_C = E$ по закону (1.4).	При отсутствии напряжения $e(t) = 0$ конденсатор разряжается по закону (1.4).
CR цепь	Конденсатор разряжен: $u_{C0} = 0$, напряжение на резисторе $u_R = 0$	К последовательно подключённым конденсатору и резистору прикладывается постоянное напряжение $e(t) = E$. Напряжение на конденсаторе скачком не изменяется, соответственно $u_R = E - u_{C0} = E$ изменилось скачком, после чего u_R падает по экспоненциальному закону до 0 (за счёт зарядки конденсатора до $u_C = E$).	При отсутствии напряжения $e(t) = 0$ начинает разряжаться конденсатор, и напряжение на резисторе скачком изменяется $u_R = e(t) - u_C = -E$. При разрядке конденсатора по закону (1.4) напряжение u_R возрастает до 0.

1.2.3 Синусоидальное напряжение

Рассмотрим подключение RC и CR цепей к источнику синусоидального напряжения $e(t) = E_0 \sin(\omega t)$. Так как основным параметром входного напряжения является частота, найдём зависимости напряжений на элементах от круговой частоты ω .

Полное сопротивление элементов определяется формулами:

$$\begin{aligned}\underline{Z}_R &= R \\ \underline{Z}_L &= j\omega L \\ \underline{Z}_C &= -j\frac{1}{\omega C}\end{aligned}\tag{1.5}$$

где j — мнимая единица.

Напряжение на элементах цепи можно определить по формулам делителя напряжения, поскольку эти цепи фактически являются делителями напряжения, но состоят не из двух резисторов, а из резистора и конденсатора:

$$U_k = \frac{\underline{Z}_k}{\underline{Z}} \cdot E,$$

где U_k — напряжение на k -том элементе, \underline{Z}_k — полное сопротивление этого элемента, \underline{Z} — полное сопротивление всей цепи, E — входное напряжение.

$$\begin{aligned}u_C(\omega) &= \frac{-j\frac{1}{\omega C}}{R - j\frac{1}{\omega C}} \cdot e(\omega) = \frac{1}{1 + \omega RC} \cdot e(\omega); \\ u_R(\omega) &= \frac{R}{R - j\frac{1}{\omega C}} \cdot e(\omega) = \frac{\omega RC}{1 + \omega RC} \cdot e(\omega).\end{aligned}$$

Как следует из уравнений, напряжение на элементах зависит не только от амплитуды входного напряжения, но и от его частоты.

Рассмотрим отношение выходного напряжения ко входному. Такое отношение называется **передаточной по напряжению характеристикой** электрической цепи: $H(\omega) = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$. Запишем передаточные по напряжению характеристики для RC и CR цепей. Напомним, что RC и CR цепи фактически отличаются только элементом, с которого снима-

ется выходное напряжение.

$$H_{RC}(\omega) = \frac{u_C(\omega)}{e(\omega)} = \frac{1}{1 + \omega RC};$$

$$H_{CR}(\omega) = \frac{u_R(\omega)}{e(\omega)} = \frac{\omega RC}{1 + \omega RC}.$$

Перейдём к амплитудам входного и выходного напряжений, чтобы получить амплитудно-частотные характеристики цепей:

$$G_{RC}(\omega) = |H_{RC}(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}};$$

$$G_{CR}(\omega) = |H_{CR}(\omega)| = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}.$$

Чтобы исследовать поведение АЧХ RC и CR цепей перейдём к пределам для частот:

	$\omega \rightarrow 0$	$\omega \rightarrow \infty$
RC цепь	$\lim_{\omega \rightarrow 0} G_{RC} = 0$	$\lim_{\omega \rightarrow \infty} G_{RC} = 1$
CR цепь	$\lim_{\omega \rightarrow 0} G_{RC} = 1$	$\lim_{\omega \rightarrow \infty} G_{RC} = 0$

Из этого можно сделать следующие выводы:

- RC цепь хорошо передаёт сигналы высокой частоты и плохо низкой, то есть, является **фильтром высоких частот (ФВЧ)**;
- CR цепь хорошо передаёт сигналы низкой частоты и плохо высокой, то есть, является **фильтром низких частот (ФНЧ)**.

На практике предельные частоты $\omega = 0$ и $\omega = \infty$ недостижимы. Требуется ввести некую величину, которая бы характеризовала фильтры высоких и низких частот. Рассмотрим мощность входного и выходного сигнала. Так как речь идёт об активной мощности, то справедлива формула $P = \frac{U^2}{R}$ или пропорциональная зависимость $P \sim U^2$. Примем, что сигнал отфильтрован, если его выходная мощность меньше половины входной: $P_{\text{вых}} \leq \frac{1}{2} P_{\text{вх}}$.

Частота среза $\omega_{\text{ср}}$ — это частота, при которой мощность выходного сигнала в 2 раза меньше мощности входного. Поэтому для частоты среза

справедливы соотношения:

$$P_{\text{вых}}(\omega_{\text{ср}}) = \frac{1}{2} P_{\text{вх}}(\omega_{\text{ср}});$$

$$u_{\text{вых}}(\omega_{\text{ср}}) = \frac{1}{\sqrt{2}} u_{\text{вх}}(\omega_{\text{ср}}).$$

Подставив соотношения для $u(\omega)$ в АЧХ RC и CR цепей получим:

$$G_{RC}(\omega_{\text{ср}}) = \frac{1}{\sqrt{2}} \qquad G_{CR}(\omega_{\text{ср}}) = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_{\text{ср}} RC)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \qquad \frac{\omega_{\text{ср}} RC}{\sqrt{1 + (\omega_{\text{ср}} RC)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\omega_{\text{ср}} = \frac{1}{RC} \qquad \omega_{\text{ср}} = \frac{1}{RC}$$

Как видим, частота среза определяется по одной формуле для фильтров высоких и низких частот.

Перейдём от круговой частоты к линейной: $\omega = 2\pi f$:

$$f_{\text{ср}} = \frac{\omega_{\text{ср}}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi\tau}. \quad (1.6)$$

Пользуясь данной формулой, можно подобрать значения параметров цепи для фильтра с заданной частотой среза.

1.3 Контрольные вопросы

1. Дайте определение частоты среза.
2. Изобразите АЧХ и ФЧХ идеальной линейной схемы.
3. Дайте определение амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик.
4. Чем отличаются интегрирующие и дифференцирующие цепи?
5. Дайте определение передаточной характеристики.

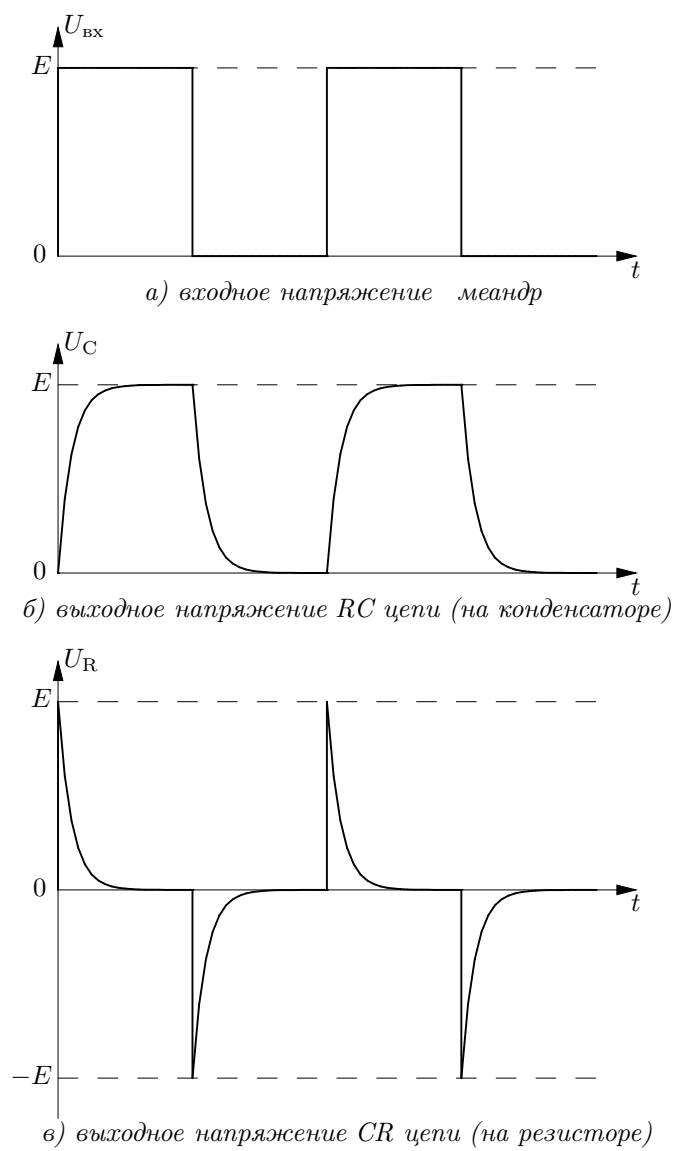


Рис. 1.4: Выходное напряжение при импульсном входном напряжении

Лабораторная работа 2

Схема с общим эмиттером

2.1 Задание

Собрать схему включения биполярного NPN транзистора с общим эмиттером. Модель транзистора выбирается в моделирующей программе по варианту $NPN[\text{номер бригады}]$. Величина резистора нагрузки определяется по формуле $R = 100 \cdot [(\text{номер бригады} + 1)]$ Ом.

Построить графики:

- входная характеристика $I_{\text{вх}}(U_{\text{вх}}) = I_{\text{б}}(U_{\text{бэ}})$;
- передаточная по напряжению характеристика $U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}}) = U_{\text{кэ}}(U_{\text{бэ}})$;
- передаточная по току характеристика $I_{\text{вых}}(I_{\text{вх}}) = I_{\text{к}}(U_{\text{б}})$;
- выходная характеристика $I_{\text{вых}}(U_{\text{вых}}) = I_{\text{к}}(U_{\text{кэ}})$.

По графикам определить:

- входное сопротивление;
- коэффициент усиления по напряжению;
- коэффициент усиления по току;
- выходное сопротивление;
- остаточное напряжение на коллекторе в режиме насыщения;
- обратный ток базы в режиме отсечки.

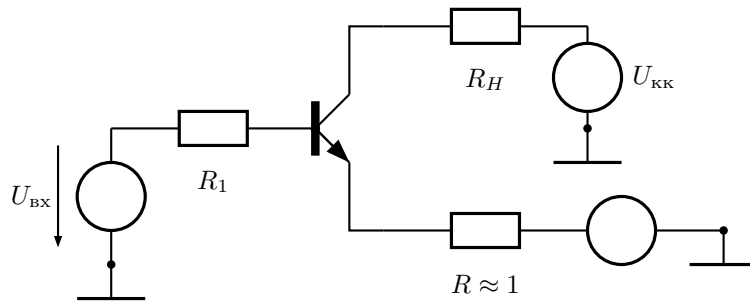


Рис. 2.1: Схема для измерения выходной характеристики

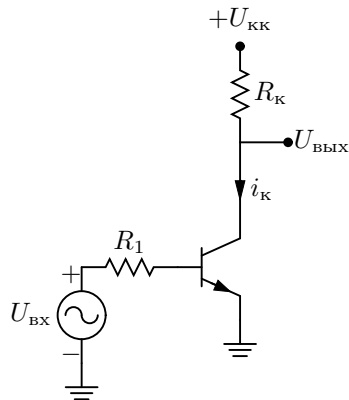


Рис. 2.2: Схема включения с ОЭ

2.1.1 Схемы включения

2.2 Теоретические сведения

2.2.1 Полупроводники. Виды проводимости

Полупроводниками называются вещества, которые по своей удельной проводимости находятся между проводниками и диэлектриками. Основное отличие от проводников — сильная зависимость удельной проводимости от концентрации примесей, температуры и других внешних

факторов. Примерами полупроводников являются кремний Si, германий Ge. Легируя полупроводник другими веществами в концентрации $1 : 10^{-10} - 1 : 10^{-5}$, например фосфором P или бором B получают полупроводники **p** (positive положительный) и **n** (negative отрицательный) типа. Рассмотрим полупроводники p- и n-типа на примере кремния.

Кремний имеет 4 валентных электрона на внешней орбите. Кристаллическая решётка чистого кремния показана на рис. 2.3.

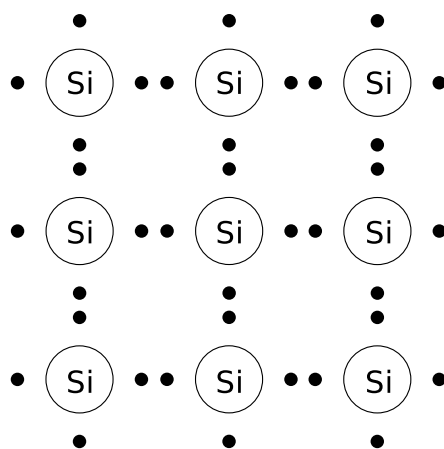


Рис. 2.3: Кристаллическая решётка кремния

Чтобы получить полупроводник n-типа в кремний добавляют фосфор или мышьяк, которые имеют по 5 валентных электронов на внешней орбите. Таким образом, 4 электрона примеси фосфора образуют валентную связь с соседними атомами кремния, а один останется свободным (рис. 2.4).

Если приложить напряжение к такому полупроводнику, то свободные электроны станут притягиваться к положительному полюсу. В то же время из отрицательного полюса в полупроводник попадёт такое же количество электронов. Таким образом через полупроводник потечёт ток за счёт перемещения в нём свободных электронов. Электроны являются *основными носителями* тока в данном полупроводнике. Проводимость в этом случае называют *электронной* или *n-типа*, т. к. электрон имеет отрицательный заряд.

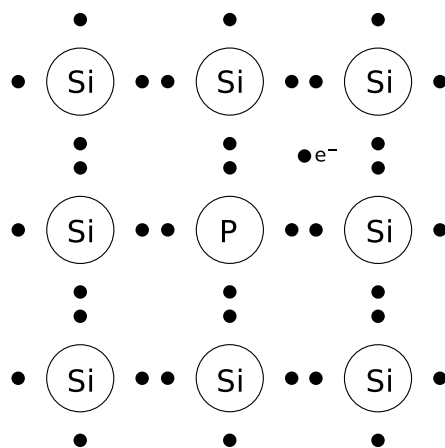


Рис. 2.4: Кристаллическая решётка кремния с примесью фосфора

Если добавить в кремний бор или галлий, которые имеют на внешней орбите по 3 валентных электрона, то 3 электрона примеси будут связаны с полупроводником, а четвёртый электрон полупроводника останется не связанным.

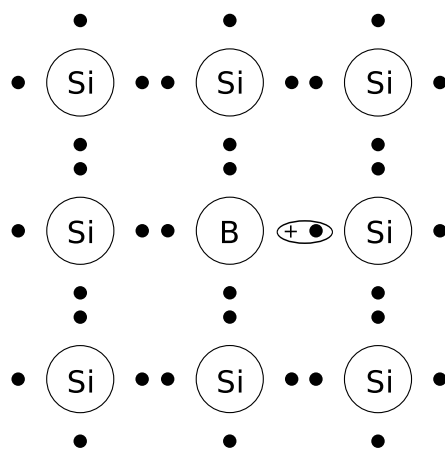


Рис. 2.5: Кристаллическая решётка кремния с примесью бора

В том месте, где должен быть электрон, образуется так называемая *дырка*. Дырка может быть заполнена электроном, который состоял в ковалентной связи между соседними атомами. Но тогда эта ковалентная связь разрушится и там образуется дырка. Следовательно дырки могут перемещаться в веществе. Если приложить к такому полупроводнику напряжение, то дырки начнут перемещаться к отрицательному полюсу, чтобы оказаться заполненными электронами. За счёт этого образуется электрический ток, основными носителями которого в веществе будут дырки. Такой полупроводник обладает *дырочной* проводимостью или проводимостью *p-типа*, так как дырка (недостаток электрона) является недостатком отрицательного заряда, то есть, положительным зарядом.

2.2.2 p-n переход. Полупроводниковый диод

p-n или *электронно-дырочный переход* — область полупроводника, в которой тип проводимости изменяется от электронной n к дырочной p.

Так как концентрация электронов в области n-типа выше, чем в области p-типа, то электроны проникают через переход в область p-типа, оставляя в области n-типа дырки, двигаясь подобно броуновскому движению (это называют диффузией). Аналогично можно было сказать, что так как концентрация дырок выше в области p-типа, то они проникают в область n-типа. Однако, это происходит только на небольшом расстоянии от p-n перехода.

Таким образом, возникают нескомпенсированные отрицательные заряды в p-области и положительные в n-области. Образуется область, состоящая из двух разноимённо заряженных слоёв. Между разноимёнными зарядами возникает электрическое поле, препятствующее дальнейшему проникновению носителей в область противоположной проводимости — устанавливается равновесное состояние. Так как в пограничной области электроны и дырки компенсируют друг друга, она ведёт себя как диэлектрик, при этом есть небольшой ток основных носителей за счёт неоднородности заряда (ток диффузии), и небольшой ток неосновных носителей под действием электрического поля (ток дрейфа). Эти токи компенсируют друг друга. Между p и n областями образуется контактная разность потенциалов. Потенциал n-области выше, чем потенциал p-области. Таким образом получается *потенциальный барьер*. Высотой потенциального барьера является величина контактной разности потенциалов.

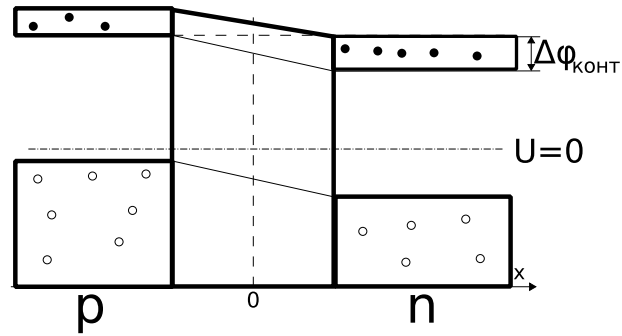


Рис. 2.6: Энергетическая диаграмма р-п перехода в состоянии равновесия

Внешнее электрическое поле изменяет высоту потенциального барьера и нарушает равновесное состояние. Если положительный потенциал внешнего напряжения (называемого также *смещающим* напряжением) приложен к р-области, то высота потенциального барьера уменьшается (*прямое смещение* перехода). С ростом смещающего напряжения экспоненциально растёт число основных носителей, способных преодолеть потенциальный барьер, следовательно экспоненциально растёт и ток через р-п переход.

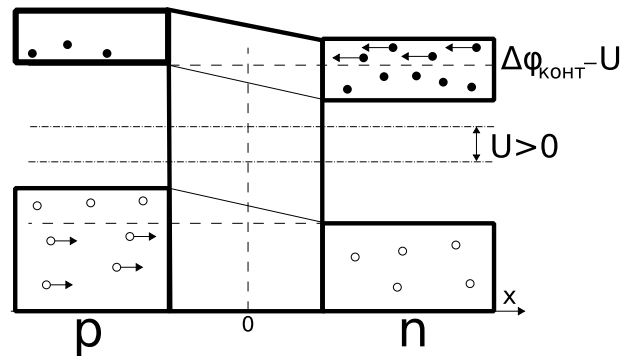


Рис. 2.7: Энергетическая диаграмма р-п перехода при прямом смещении

Если к р-области приложен отрицательный потенциал смещающего

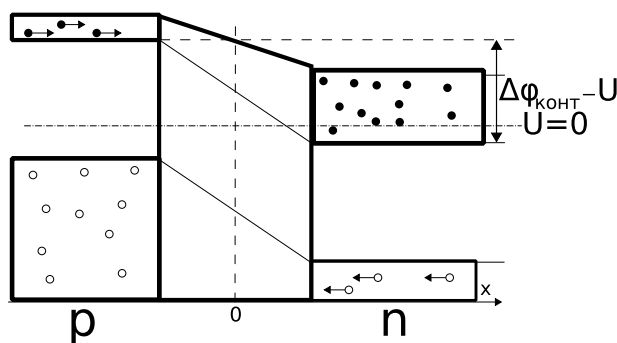


Рис. 2.8: Энергетическая диаграмма р-п перехода при обратном смещении

напряжения, то высота потенциального барьера увеличивается. Следовательно, уменьшается число основных носителей, способных преодолеть барьер. В то же время потоки неосновных носителей не изменяются. За счёт внешнего поля неосновные носители проходят сквозь р-п переход в соседнюю область (*экстракция неосновных носителей*). Таким образом через переход потечёт ток *насыщения* I_n , который, как правило, не зависит от напряжения и небольшой по величине.

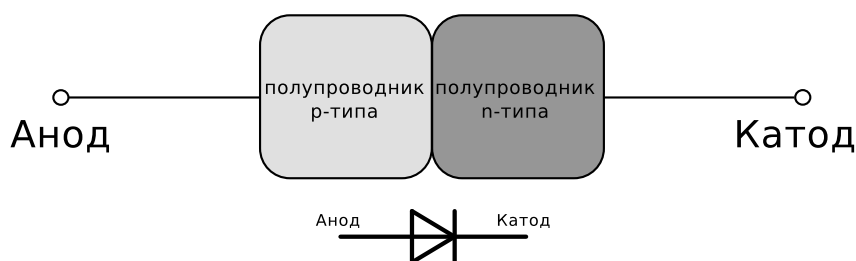


Рис. 2.9: Устройство (схематично) и обозначение полупроводникового диода

Полупроводниковый прибор, содержащий один р-п переход, называется **полупроводниковым диодом**.

Вольт-амперная характеристика (ВАХ) диода схематично изображена на рис. 2.10. На графике ВАХ с соблюдением масштаба не будут

видны все особенности, так как ток при прямом смещении $U \gtrsim 0.7$ В растёт очень быстро, а обратный ток при $U \lesssim 0$ очень мал.

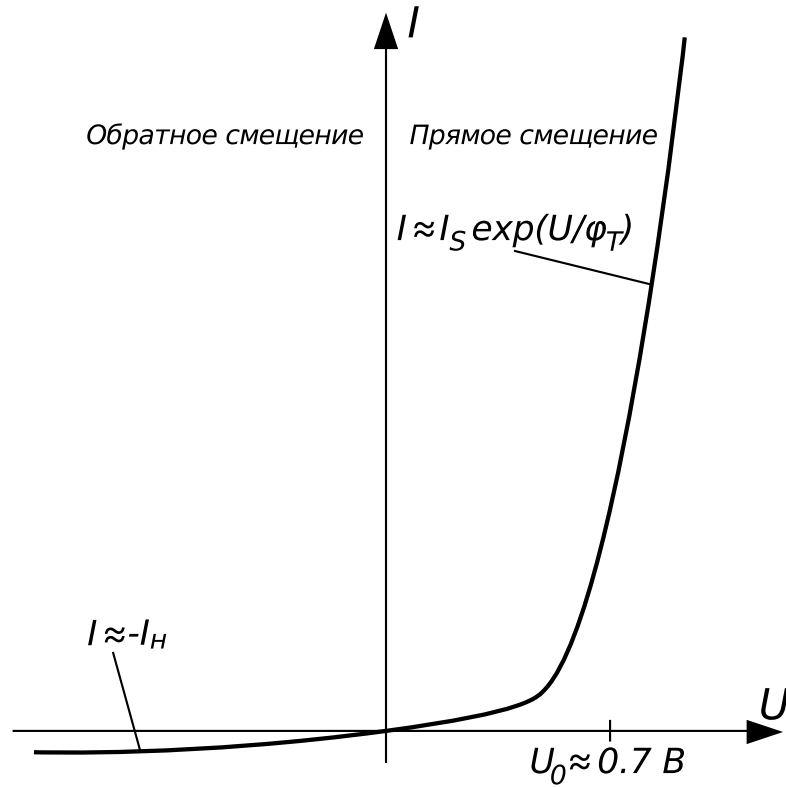


Рис. 2.10: Вольт-амперная характеристика диода (схематично)

Математически ВАХ описывается выражением

$$I = I_H \left(e^{\frac{U}{n\varphi_T}} - 1 \right),$$

где

- I — ток через диод;
- I_H — ток насыщения при обратном смещении (или, более коротко, ток насыщения или обратный ток) имеет значение порядка 20 нА

для диодов, рассчитанных на небольшие напряжения и токи; зависит от параметров р-п перехода.

- U смещающее напряжение, приложенное к диоду;
- φ_T тепловой потенциал;
- n коэффициент эмиссии или коэффициент неидеальности, $n = 1 \dots 2$. Обычно принимают $n = 1$ для полупроводниковых компонентов, выполненных на интегральной микросхеме. Далее будем везде считать $n = 1$.

Тепловой потенциал зависит от температуры р-п перехода и выражается формулой:

$$\varphi_T = \frac{kT}{e},$$

где

- $k = 1.38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{К}}$ постоянная Больцмана;
- T температура;
- $e = 1.6 \cdot 10^{-19} \text{ Кл}$ элементарный заряд.

При комнатной температуре ($\approx 300\text{K}$) $\varphi_T \approx 25.85 \cdot 10^{-3} \text{ В}$.

При прямом смещении $U \gtrsim 0.1 \text{ В}$ можно пренебречь единицей по сравнению с экспонентой:

$$I \approx I_{\text{н}} e^{\frac{U}{\varphi_T}},$$

а при обратном $U \lesssim 0.1$ можно пренебречь экспонентой:

$$I \approx -I_{\text{н}}.$$

Именно поэтому $I_{\text{н}}$ носит название **ток насыщения при обратном смещении**.

Приведённая математическая модель ВАХ является *идеальной* характеристикой р-п перехода. Она не учитывает рекомбинацию и генерацию носителей в полупроводнике и предполагает, что переход является бесконечно тонким и длинным.

Полупроводниковый диод характеризуется статическим и динамическим (дифференциальным) сопротивлением, а также диффузной и зарядной ёмкостью. *Динамическое сопротивление* $r_{\text{д}}$ определяется отношением приращения напряжения к приращению тока (производная напряжения по току, отсюда и название дифференциальное) $r_{\text{д}} = \frac{dU}{dI}$. *Статическое сопротивление* $R_{\text{ст}}$ численно равно отношению напряжения, приложенного к диоду, к току, протекающему через диод. Для нахождения статического сопротивления выбирают определённую *рабочую точку* на ВАХ диода. *Диффузная ёмкость* возникает за счёт

изменения заряда при изменении приложенного напряжения $C = \frac{\Delta q}{\Delta U}$. Зарядная ёмкость возникает при обратном напряжении на р-п переходе в следствие изменения в нём объёмного заряда. Двойной слой противоположных объёмных зарядов можно рассматривать как плоский конденсатор.

Поскольку диод является по сути одним р-п переходом, то все перечисленные характеристики применимы и к р-п переходу. Таким образом р-п переход обладает активно-ёмкостным характером сопротивления.

2.2.3 Биполярный транзистор

Биполярный транзистор полупроводниковый прибор с двумя взаимодействующими р-п переходами. Переходы транзистора обусловлены наличием трёх областей с чередующейся проводимостью, поэтому различают NPN и PNP транзисторы. В данной работе рассматриваются только NPN транзисторы, однако также будут рассмотрены некоторые свойства PNP.

Рассмотрим принцип работы NPN транзистора (многие утверждения могут быть распространены и на PNP транзистор). Концентрация электронов в n области значительно выше, чем дырок в р области: $n_n \gg p_p$.

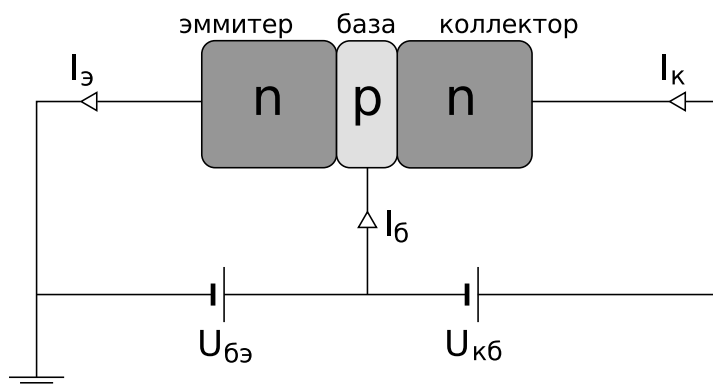


Рис. 2.11: Биполярный NPN транзистор

- р-область называется **базой**.

- п-область (слева на рис. 2.11), из которой электроны будут переходить в р-область называется **эмиттером**. Или иначе: основные носители *инжектируют* из эмиттера в базу.
- п-область, в которую будут переходить дырки из р-области называется **коллектором**. Также говорят, что коллектор *экстрагирует* электроны из базы.
- р-п переход, примыкающий к эмиттеру называют **эмиттерным**, а р-п переход, а примыкающий к коллектору **коллекторным**.

Рассмотрим состояние р-п переходов транзистора в случае на рис. 2.11. К эмиттерному переходу приложено прямое (положительное) смещающее напряжение $U_{бэ}$, через переход протекает ток эмиттера $i_э$. Дырки из области базы инжектируют в область эмиттера, их количество пропорционально $n_p \sim e^{\frac{U_{бэ}}{\varphi_T}}$ (согласно формулам р-п перехода). К коллекторному переходу приложено обратное (отрицательное) смещающее напряжение $U_{кб}$. Практически все электроны инжектируют в базу. Дальше электрическое поле обратно смещённого коллекторного перехода переносит электроны из базы в коллектор (через обратно смещённый коллекторный переход). Ток коллектора

$$i_k \approx I_n e^{\frac{U_{бэ}}{\varphi_T}}.$$

Таким образом, в данной схеме ток коллектора определяется напряжением база-эмиттер.

Следует помнить, что для направление токов на схемах показано как направление движения положительных зарядов, то есть, противоположное направлению движения электронов.

Ток базы $i_б$ образуется за счёт двух факторов, которые приводят к недостатку дырок в базе:

- инжекция дырок из базы в эмиттер;
- рекомбинация дырок в базе с электронами.

Каждый из факторов приводят к току дырок, пропорциональному $e^{\frac{U_{бэ}}{\varphi_T}}$. Таким образом, суммарный ток ток базы пропорционален току коллектора:

$$i_k = \beta i_б \quad \text{или} \quad I_б = \frac{I_k}{\beta},$$

где β — динамический коэффициент передачи тока базы или коэффициент усиления транзистора по току. Для большинства транзисторов $50 < \beta < 200$. Нужно заметить, что у разных транзисторов одной и той

же модели β может довольно сильно отличаться. Таким образом, увеличение тока базы I_6 приводит к утончению барьера между переходами база-эмиттер, что позволяет большому числу электронов прорваться через базу в область коллектора и тем самым увеличить I_K .

Поэтому хорошо спроектированная схема должна стабильно работать не зависимо от конкретного значения β .

По первому закону Кирхгофа:

$$\begin{aligned} I_3 &= I_K + I_6, \\ I_3 &= I_K + \frac{I_K}{\beta} = \frac{\beta + 1}{\beta} I_K, \\ I_K &= \alpha I_3, \end{aligned}$$

где α — динамический коэффициент передачи тока эмиттера, $\alpha < 1$, $\alpha \rightarrow 1$.

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \iff \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}.$$

2.2.4 Режимы работы транзистора

Транзистор может работать в различных режимах, которые определяются режимами работы его р-п переходов (соответственно, в зависимости от напряжений на этих переходах). Режим работы определяет особенности, которые необходимо учитывать и использовать при проектировании схем. Возможные режимы работы приведены в табл. 2.1.

В аналоговых устройствах наиболее часто применяется активный режим транзистора из-за его усилительных свойств (см. далее объяснение принципа работы схемы с ОЭ). В некоторых случаях возможно применение инверсного режима для получения небольшого коэффициента усиления. В цифровых приборах, как правило, применяются режимы насыщения и отсечки в паре для реализации, например, ключа.

2.2.5 Схемы замещения транзистора

Схемы замещения используются вместо сложных физических моделей при быстром анализе цепей, содержащих транзисторы. Для замещения транзистора в активном или инверсном режиме могут использоваться схемы первого порядка (содержащие один р-п переход). Для более точного анализа используются схемы второго порядка, например модель Эберса Молла.

Режим	Смещение переходов эмиттер коллектор		Описание
Активный (нормальный)	Прямое	Обратное	Максимальное значение коэффициента передачи тока эмиттера. Минимальное искажение выходного сигнала.
Инверсный	Обратное	Прямое	Значительно меньший коэффициент передачи тока эмиттера. На практике используется достаточно редко.
Насыщения (двойной инъекции)	Прямое	Прямое	Выходной ток не зависит от входного и определяется сопротивлением нагрузки. Малое напряжение между выводами коллектора и эмиттера позволяет использовать транзистор для замыкания цепей передачи сигнала.
Отсечки	Обратное	Обратное	Малый выходной ток. Используется для размыкания цепей передачи сигналов.

Таблица 2.1: Режимы работы транзистора

Схема замещения транзистора в активном режиме

В активном режиме эмиттерный переход смещён в прямом направлении, следовательно его можно заменить в схеме диодом D_E , который будет пропускать ток $i_{DЭ}$ в прямом направлении (рис. 2.12, *a*). Коллекторный переход смещён в обратном направлении и должен быть представлен как источник тока, управляемый током $i_э$, то есть $i_k = \alpha_a i_э$. В соответствии с ВАХ диода:

$$i_{DЭ} = I_{нэ} \left(e^{\frac{U_{6Э}}{\varphi_T}} - 1 \right), \quad (2.1)$$

где $I_{нэ}$ — ток насыщения эмиттерного перехода.

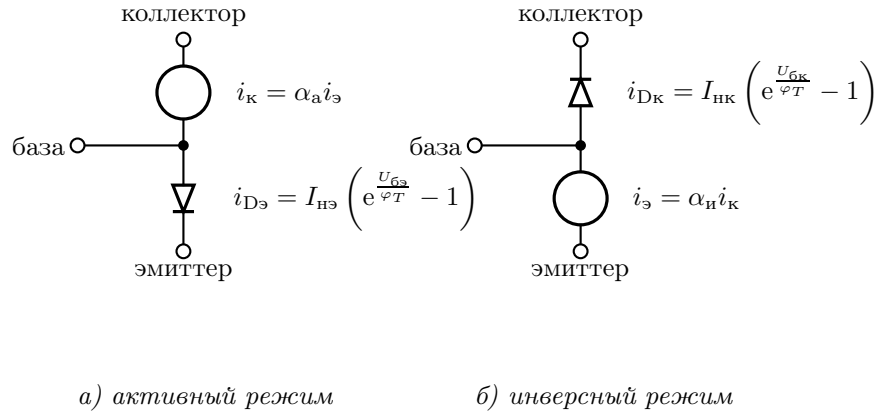


Рис. 2.12: Схемы замещения транзистора

Схема замещения транзистора в инверсном режиме

В инверсном режиме переходы смещены противоположно к активному: эмиттерный в обратном направлении, коллекторный в прямом. Таким образом, эмиттерный переход эквивалентен источнику тока, управляемому током коллектора (рис. 2.12, б): $i_E = \alpha_i i_K$, а коллекторный переход — диоду D_K , через который протекает ток i_{D_K} :

$$i_{D_K} = I_{nK} \left(e^{\frac{U_{Kc}}{\phi_T}} - 1 \right), \quad (2.2)$$

где I_{nK} — ток насыщения коллекторного перехода.

Важно отметить, что хотя на рис. 2.11 транзистор изображён симметричным относительно базы и при построении модели мы считали, что эмиттерный и коллекторный переход обладают одинаковыми свойствами как в активном, так и в инверсном режиме, на самом деле это не так.

Модель Эберса — Молла

Для анализа схем, в которых транзистор может работать как в активном, так и в инверсном режиме применяется модель замещения Эбер-

са Молла. В этой схеме совмещены схемы для активного и инверсного режимов, рассмотренные ранее. Найдём токи выводов транзистора исходя из схемы Эберса Молла:

$$\begin{cases} i_{\text{э}} = i_{\text{Dэ}} - \alpha_{\text{н}} i_{\text{Dк}}; \\ i_{\text{к}} = -i_{\text{Dк}} + \alpha_{\text{а}} i_{\text{Dэ}}; \\ i_{\text{б}} = (1 - \alpha_{\text{а}}) i_{\text{Dэ}} + (1 - \alpha_{\text{н}}) i_{\text{Dк}}. \end{cases}$$

Существует формула, связывающая ток насыщения $I_{\text{н}}$ и токи $I_{\text{нэ}}$, $I_{\text{нк}}$:

$$\alpha_{\text{а}} I_{\text{нэ}} = \alpha_{\text{н}} I_{\text{нк}} = I_{\text{н}}. \quad (2.3)$$

С учётом (2.1), (2.2), (2.3) можно выразить токи выводов транзистора через ток насыщения $I_{\text{н}}$:

$$\begin{cases} i_{\text{э}} = \frac{I_{\text{н}}}{\alpha_{\text{а}}} \left(e^{\frac{U_{\text{бэ}}}{\varphi_T}} - 1 \right) - I_{\text{н}} \left(e^{\frac{U_{\text{бк}}}{\varphi_T}} - 1 \right) \\ i_{\text{к}} = I_{\text{н}} \left(e^{\frac{U_{\text{бэ}}}{\varphi_T}} - 1 \right) - \frac{I_{\text{н}}}{\alpha_{\text{н}}} \left(e^{\frac{U_{\text{бк}}}{\varphi_T}} - 1 \right) \\ i_{\text{б}} = \frac{I_{\text{н}}}{\beta_{\text{а}}} \left(e^{\frac{U_{\text{бэ}}}{\varphi_T}} - 1 \right) + \frac{I_{\text{н}}}{\beta_{\text{н}}} \left(e^{\frac{U_{\text{бк}}}{\varphi_T}} - 1 \right) \end{cases} \quad (2.4)$$

Формулы (2.4) называются *формулами Эберса Молла*.

Для получения более точной модели можно последовательно включить в коллектор, эмиттер и базу резисторы, которые будут представлять соответствующие сопротивления.

2.2.6 Схемы включения транзистора

Биполярный транзистор при выборе схемы включения в качестве усилительного устройств удобно рассматривать как четырёхполюсник, однако транзистор имеет только три вывода. Таким образом, один из выводов транзистора должен быть подан как на вход, так и на выход четырёхполюсника. Этот вывод называют *общим*. Потенциалы (и, соответственно, напряжения на входе и выходе четырёхполюсника) рассчитывают относительно общего вывода. При исследовании усилительных характеристик транзистора потенциал общего вывода принимают равным 0, т. е. вывод заземляют.

Существуют 3 схемы включения биполярного транзистора:

- с общим эмиттером (ОЭ);
- с общим коллектором (ОК);

- с общей базой (ОБ).

В данной работе рассматривается только схема включения с общим эмиттером.

2.2.7 Схема включения с общим эмиттером

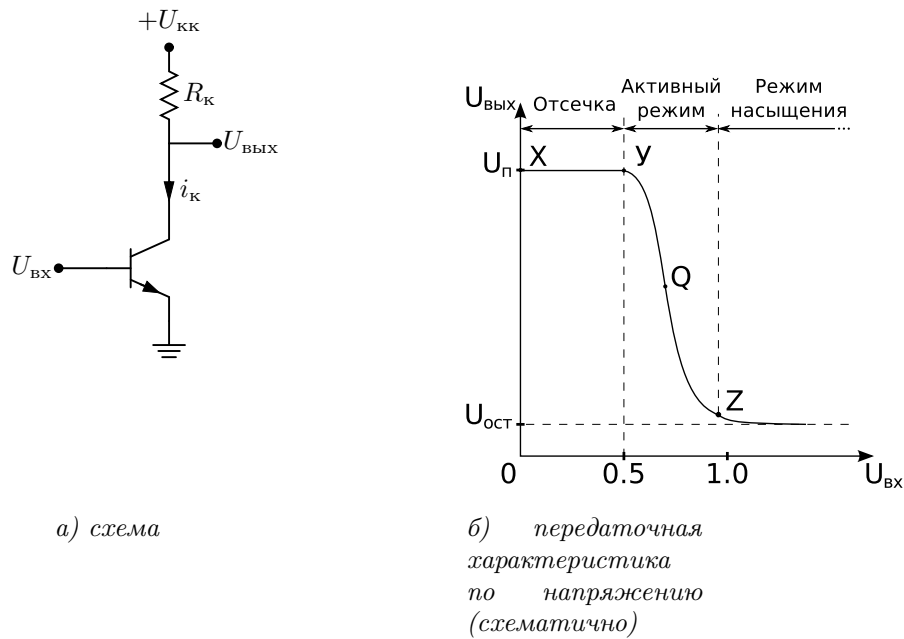


Рис. 2.13: Схема включения с общим эмиттером и (схематично) её передаточная характеристика по напряжению

Важно: здесь и далее для упрощения схем мы не будем изображать на них источники напряжения и их внутренние сопротивления. Вместо этого будем подписывать напряжение относительно земли тех узлов, куда подключаются источники напряжений. При моделировании схем важно не забывать подключать не только источник напряжения, но и задавать его внутреннее сопротивление.

На рис. 2.13 изображена схема с ОЭ и её передаточная характеристика по напряжению. Видим, что входным током является ток базы

$i_{\text{б}}$, а выходным ток коллектора $i_{\text{к}}$. Соответственно, входное напряжение — разность потенциалов между базой и эмиттером $U_{\text{бэ}}$, а выходное — разность потенциалов между коллектором и эмиттером $U_{\text{кэ}}$.

Покажем, что кривая передаточной характеристики имеет именно такую форму, как показано на рисунке. Выразим выходное напряжение так:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{кк}} - i_{\text{к}} R_{\text{к}}. \quad (2.5)$$

Для того, чтобы транзистор работал в активном режиме, эмиттерный переход должен быть открыт. Всё входное напряжение приложено к эмиттерному переходу, поэтому он будет закрыт до тех пор, пока входное напряжение не превысит приблизительно 0.5 В. Таким образом, $i_{\text{к}} = 0$ при $0 < U_{\text{вх}} < 0.5$ и выходное напряжение равно напряжению питания. Эта ситуация соответствует отрезку XY на кривой рис. 2.13.

При $U_{\text{вх}} > 0.5$ В транзистор переходит в активный режим и ток коллектора $i_{\text{к}}$ отличен от нуля. Пользуясь схемой замещения транзистора в активном режиме, подставим выражение для тока коллектора в (2.5):

$$\begin{aligned} i_{\text{к}} &= I_{\text{н}} \left(e^{\frac{U_{\text{бэ}}}{\varphi T}} - 1 \right) \approx I_{\text{н}} e^{\frac{U_{\text{бэ}}}{\varphi T}}; \\ U_{\text{бэ}} &= U_{\text{вх}}; \\ U_{\text{вых}} &= U_{\text{кк}} - R_{\text{к}} I_{\text{н}} e^{\frac{U_{\text{вх}}}{\varphi T}}. \end{aligned}$$

Получили стремительно возрастающую экспоненциальную зависимость для случая работы транзистора в активном режиме — это отрезок YZ .

Транзистор будет находиться в активном режиме пока $U_{\text{бк}} < 0.4$ В. В нашем случае:

$$\begin{aligned} U_{\text{бк}} &= U_{\text{бэ}} - U_{\text{кэ}} = U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}} < 0.4; \\ U_{\text{вх}} &< U_{\text{вых}} + 0.4. \end{aligned}$$

Эта формула определяет положение точки Z , после которой транзистор переходит в режим насыщения. В режиме насыщения ток $i_{\text{к}}$ практически не зависит от напряжения $U_{\text{бэ}}$ и остаётся постоянным. При этом на выходе наблюдается напряжение $U_{\text{ост}} \approx 0.2 \dots 0.6$ — так называемое остаточное напряжение на коллекторе в режиме насыщения.

Уже сейчас из схематичной передаточной характеристики можно сделать один важный вывод: выходное напряжение такой схемы не может быть больше напряжения питания.

Схему с ОЭ можно применять для реализации аналогового усилителя, так и для реализации цифрового ключа.

Усилительные свойства аналоговый усилитель

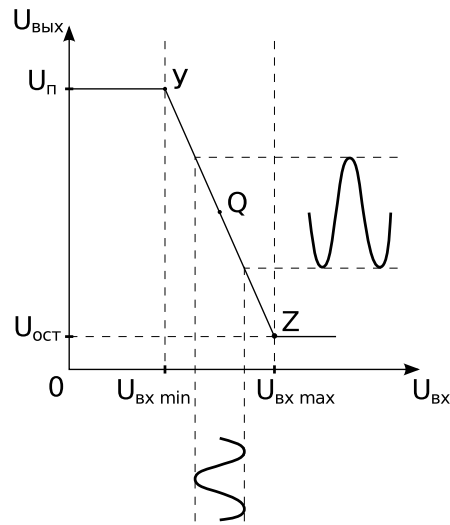


Рис. 2.14: Передаточная характеристика (схематично), входной и выходной сигнал

Наибольший интерес в данном случае представляет отрезок YZ . Как было показано, на самом деле передаточная характеристика на этом отрезке нелинейна, но с довольно малой погрешностью её можно аппроксимировать отрезком прямой (рис. 2.14). Это приближение даёт возможность построить усилитель на основе схемы с ОЭ.

Если отрезок YZ аппроксимируется прямой с большой погрешностью, то на нём можно выбрать другой, меньший отрезок, такой, чтобы ограничения по точности аппроксимации прямой выполнялись. Будем считать, что на отрезке YZ верно:

$$U_{\text{вых}} = A + K_U U_{\text{вх}}, \quad (2.6)$$

где A и K_U — некоторые константы, которые можно вычислить, имея график передаточной характеристики конкретного транзистора. При

этом коэффициент K_U — это коэффициент усиления сигнала. Его можно измерить прямо по графику как угловой коэффициент прямой (то есть, как производную):

$$K_U = \frac{dU_{\text{вых}}}{dU_{\text{вх}}}.$$

Теперь будем подавать такой входной сигнал, который не выходит за пределы отрезка YZ :

$$U_{\text{вх min}} < U_{\text{вх}} < U_{\text{вх max}}. \quad (2.7)$$

На выходе этот сигнал будет преобразован согласно формуле (2.6). Посмотрим на график: малое изменение входного сигнала приводит к большому изменению выходного — сигнал усиливается. Так как мы считаем передаточную характеристику линейной на YZ , то такой усилитель не вносит искажений во входной сигнал при условии выполнения (2.7). Важно заметить, что данный усилитель является инвертирующим (так как по графику видно, что $K_U < 0$).

Если же условие (2.7) не выполняется, то сигнал, выходящий за указанные пределы, будет искажён. При подаче любого $U_{\text{вх}} < U_{\text{вх min}}$ на выходе будет $U_{\text{кк}}$, а для любого $U_{\text{вх}} > U_{\text{вх max}}$ на выходе $U_{\text{ост}}$ (остаточное напряжение на коллекторе в режиме насыщения).

Возникает вопрос: как обеспечить выполнение условия (2.7)? Ведь зачастую усиливаемые сигналы двуполярны (то есть, в различные моменты времени бывают как больше нуля, так и меньше). Нужно решать задачу введения дополнительной постоянной составляющей во входной сигнал, такой, чтобы (2.7) выполнялось. Эта задача решается в лабораторной работе 5.

Остальные параметры схемы с ОЭ

Любой активный нелинейный четырёхполюсник характеризуется следующими параметрами:

- коэффициент усиления по току $k_I = \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}}$ показывает, во сколько раз ток на выходе четырёхполюсника больше тока на входе.
- коэффициент усиления по напряжению $k_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$ показывает, во сколько раз напряжение на выходе больше напряжения на входе. В случае с транзистором также справедливо говорить о потенциалах выводов, не являющихся общими.

- коэффициент усиления по мощности $k_P = k_I \cdot k_U$ характеризует отношение изменения мощности, потребляемой на входе, к мощности, генерируемой на выходе.
- входное сопротивление $R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}}$
- выходное сопротивление $R_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых}}}{I_{\text{вых}}}$

Определим теоретические значения статических параметров схемы включения с ОЭ как четырёхполюсника.

Ввиду сравнительной малости сопротивления коллекторного перехода r_k по сравнению с сопротивлением нагрузки в правильно рассчитанной схеме, можно пренебречь сопротивлением коллекторного перехода. Однако при необходимости провести точные расчёты рекомендуется учитывать это значение.

- Коэффициент усиления по току:

$$k_I = \frac{\Delta I_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{вх}}} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_6} = \frac{\beta \Delta I_6}{\Delta I_6} = \beta.$$

- Входное сопротивление:

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{U_{6\text{э}}}{I_6} = \frac{U_{6\text{э}} \cdot I_3}{I_3 \cdot I_6} = r_3 \cdot \frac{I_3}{I_6} = r_3 \cdot \frac{I_K + I_6}{I_6} = r_3(B + 1),$$

где $B = \frac{I_K}{I_6}$ **статический коэффициент передачи тока базы**. Для проведения сравнительных или приближённых вычислений для большинства транзисторов можно приравнять дифференциальный и статический коэффициенты передачи тока базы: $B \approx \beta$, тогда $R_{\text{вх}} \approx (\beta + 1)r_3 \approx \beta r_3$.

- Коэффициент усиления по напряжению:

$$k_U = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta U_{\text{вх}}} = \frac{\Delta U_{K\text{э}}}{\Delta U_{6\text{э}}} = -\frac{\Delta I_K R_H}{\Delta I_6 R_{\text{вх}}} = -\beta \frac{R_H}{(B + 1)r_3} \approx -\beta \frac{R_H}{\beta r_3} = -\frac{R_H}{r_3}.$$

Отрицательный коэффициент усиления по напряжению означает, что выходное напряжение будет усилено и *инвертировано*, то есть, при наибольшем входном напряжении выходное будет наименьшим и наоборот.

- Выходное сопротивление можно определить, мысленно преобразовав схему с транзистором следующим образом: сопротивлением

эмиттерного перехода $r_{\text{э}}$ пренебрегаем, а $r_{\text{к}}$ оставляем. Фактически, мы заменили транзистор на $r_{\text{к}}$, включённое между эмиттером и коллектором. Тогда по теореме Тевенена:

$$R_{\text{вых}} = R_{\text{н}} \parallel r_{\text{к}} \approx R_{\text{н}}.$$

2.3 Контрольные вопросы

1. Дайте определение биполярного транзистора.
2. Дайте определение коэффициента усиления по току.
3. Дайте определение коэффициента усиления по напряжению.
4. Перечислите основные режимы работы схемы включения с общим эмиттером.
5. Перечислите режимы работы транзистора.
6. Что такое ток насыщения?

Лабораторная работа 3

Схемы с общей базой и общим коллектором

3.1 Задание

- Собрать схему включения биполярного NPN транзистора с общей базой.
- Собрать схему включения биполярного NPN транзистора с общим коллектором.

Модель транзистора выбирается в моделирующей программе по варианту NPN [номер бригады]. Величина резистора нагрузки определяется по формуле $R = 100 \cdot [(\text{номер бригады} + 1)]$.

Построить графики для каждой из схем:

- входная характеристика;
- передаточная по напряжению характеристика;
- передаточная по току характеристика;
- выходная характеристика.

По графикам определить:

- входное сопротивление;
- коэффициент усиления по напряжению;
- коэффициент усиления по току;
- выходное сопротивление;
- остаточное напряжение на коллекторе в режиме насыщения;
- обратный ток базы в режиме отсечки.

Сравнить полученные результаты для схем включения с общей базой, общим коллектором и общим эмиттером (лабораторная работа №2), сделать выводы относительно параметров схемы.

3.1.1 Схемы включения

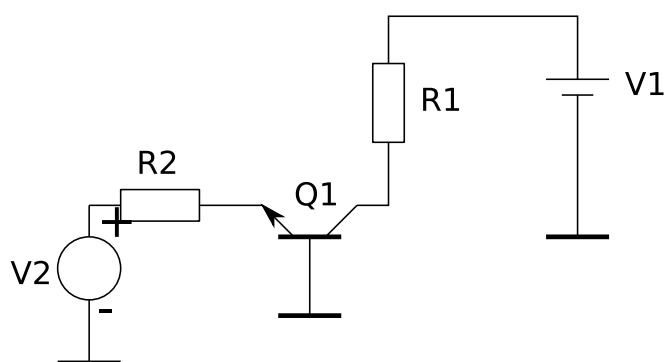


Рис. 3.1: Схема с ОБ

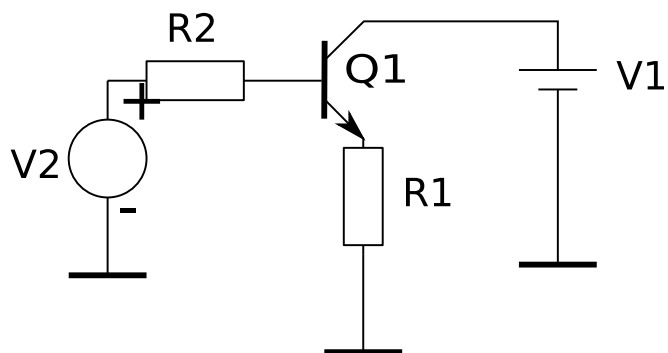


Рис. 3.2: Схема с ОК

3.2 Теоретические сведения

Напомним, что при выборе схемы включения в цепь, транзистор рассматривается как четырёхполосник. Один из выводов транзистора, который подаётся как на вход, так и на выход четырёхполосника называется общим.

3.2.1 Схема включения с общей базой

В такой схеме потенциал базы фиксируется. Входным током является ток эмиттера $I_{\text{э}}$, а выходным ток коллектора $I_{\text{к}}$. Входное напряжение приложено соответственно приложено между эмиттером и базой $U_{\text{эб}}$, а выходное между коллектором и базой $U_{\text{кб}}$.

Из уравнений Эберса-Молла запишем математическую модель коллекторной цепи:

$$i_{\text{к}} = I_{\text{н}}(e^{\frac{U_{\text{бэ}}}{\varphi_T}} - 1) - \left(\frac{I_{\text{н}}}{\alpha_{\text{и}}}\right)(e^{\frac{U_{\text{кб}}}{\varphi_T}} - 1)$$

В активном режиме коллекторный переход смещён в обратном направлении: $U_{\text{кб}} < 0$, следовательно $i_{\text{к}} \approx \alpha i_{\text{э}}$. Так как $\alpha < 1$, то в такой схеме невозможно усиление по току. Используем схему замещения для активного режима.

Рассмотрим подробно основные характеристики схемы с общей базой.

- **Входное сопротивление** $R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{эб}}}{I_{\text{э}}} = r_{\text{э}}$
- **Коэффициент усиления по току** $k_I = \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{э}}} = \frac{\alpha I_{\text{э}}}{I_{\text{э}}} = \alpha \approx 1$.
Усиление по току отсутствует.
- **Коэффициент усиления по напряжению** $k_U = \frac{U_{\text{кб}}}{U_{\text{эб}}}$. Исходя из схемы замещения $U_{\text{кб}} = -I_{\text{к}} \cdot \frac{R_{\text{н}} r_{\text{к}}}{R_{\text{н}} + r_{\text{к}}} = -\alpha I_{\text{э}} \cdot \frac{R_{\text{н}} r_{\text{к}}}{R_{\text{н}} + r_{\text{к}}}$, а входное напряжение $U_{\text{эб}} = r_{\text{э}} I_{\text{э}}$. Подставим значения: $k_U = \frac{\alpha}{r_{\text{э}}} \cdot \frac{R_{\text{н}} r_{\text{к}}}{R_{\text{н}} + r_{\text{к}}} \approx \alpha \cdot \frac{R_{\text{н}}}{r_{\text{э}}}$, если пренебречь $r_{\text{к}}$
- **Выходное сопротивление** $R_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{кб}}}{I_{\text{к}}} = \frac{I_{\text{к}} \cdot \frac{R_{\text{н}} r_{\text{к}}}{R_{\text{н}} + r_{\text{к}}}}{I_{\text{к}}} = \frac{R_{\text{н}} r_{\text{к}}}{R_{\text{н}} + r_{\text{к}}} \approx$

R_n , если пренебречь r_k

3.2.2 Схема включения с общим коллектором

В данной схеме потенциал коллектора фиксируется. Входным является ток базы I_6 , а выходным ток эмиттера $I_э$. Такое включение приводит к тому, что эмиттерный переход смещён в обратном направлении, а коллекторный в прямом, т. е. транзистор работает в инверсном режиме, что приводит к значительному уменьшению динамических коэффициентов усиления по току и напряжению. На практике применяется схема *эмиттерного повторителя*: входные и выходные токи приложены к тем же выводам, но входное напряжение приложено между базой и эмиттером, а выходное снимается с резистора нагрузки, включённого в эмиттерную цепь. При таком включении потенциал коллектора не может быть ниже потенциала базы, следовательно невозможна работа транзистора в режиме насыщения. Рассмотрим основные характеристики такой схемы как четырёхполюсника:

- **Входное сопротивление** $R_{вх} = \frac{U_{6э}}{I_6} = \frac{I_6 r_э + I_k R_n}{I_6} = r_э + \beta R_n$.

Ввиду большого порядка значения β даже при незначительном сопротивлении нагрузки R_n входное сопротивление достаточно велико.

- **Коэффициент усиления по току** $k_I = \frac{\Delta I_э}{\Delta I_6} = \frac{\Delta I_k + \Delta I_6}{\Delta I_6} = \beta + 1$

- **Коэффициент усиления по напряжению** $k_U = \frac{R_n \cdot \Delta I_э}{\Delta U_{6э}} = \frac{R_n I_э}{I_6 r_6 + R_э I_э} = \frac{1}{\frac{1}{\beta} \frac{r_6}{R_n} + 1} \approx \alpha \approx 1$

3.2.3 Сравнение схем включения транзисторов

Основные характеристики схем включения транзисторов приведены в таблице

3.3 Контрольные вопросы

1. Нарисуйте схему включения с общей базой

Лабораторная работа 3. Схемы с общей базой и общим коллектором 73

Схема	Токи		Параметры			
	$I_{\text{вх}}$	$I_{\text{вых}}$	$R_{\text{вх}}$	k_I	k_U	$R_{\text{вых}}$
ОЭ	$I_{\text{б}}$	$I_{\text{к}}$	$r_{\text{б}}(\beta + 1)$	β	$-\beta \frac{R_{\text{н}}}{r_{\text{б}}}$	$R_{\text{н}}$
ОБ	$I_{\text{э}}$	$I_{\text{к}}$	$r_{\text{б}}$	α	$\alpha \frac{R_{\text{н}}}{r_{\text{б}}}$	$R_{\text{н}}$
ОК	$I_{\text{б}}$	$I_{\text{э}}$	$R_{\text{н}}(\beta + 1)$	$\beta + 1$	α	$\frac{R_{\text{б}} + r_{\text{э}}}{\beta}$

2. Нарисуйте схему включения с общим коллектором.
3. Дайте определение выходного сопротивления.
4. Чему равно выходное сопротивление для схемы с общим коллектором.
5. Какой вывод транзистора называется общим?

Лабораторная работа 4

Полевые транзисторы

4.1 Задание

Собрать схемы включения униполярного транзистора:

- с общим истоком (ОИ);
- с общим стоком (ОС);
- с общим затвором (ОЗ).

Модель транзистора выбирается в моделирующей программе по варианту $NMOS[N_{6p}]$. Величина резистора нагрузки определяется по формуле $R = 200 \cdot [20 - (N_{6p})]$. Напряжение питания выбирается по формуле $E_{п} = \text{mod}_8(N_{6p}) + 8$.

Для схемы с общим истоком:

- построить график стоко-затворной характеристики при величине стокового резистора $100 < R_c < 5R$ с шагом 500 Ом, где R задается вариантом;
- определить коэффициент усиления по напряжению при $R_c = R$.

Для схемы с общим стоком:

- построить график передаточной характеристики при $100 < R_c < 5R$ с шагом 500 Ом, где R задается вариантом;
- определить коэффициент передачи по напряжению при $R_c = R$;
- определить величину выходного сопротивления схемы.

Для схемы с общим затвором:

- построить график входной характеристики;
- определить по графику входное сопротивление схемы;
- построить график передаточной характеристики;

- определить коэффициент усиления по напряжению.

Сравнить полученные результаты для схем с ОИ, ОС, ОЗ.

Проанализировать подобию и отличия характеристик и свойств схем включения униполярных и биполярных транзисторов (лабораторные работы №2 и №3).

4.1.1 Схемы включения

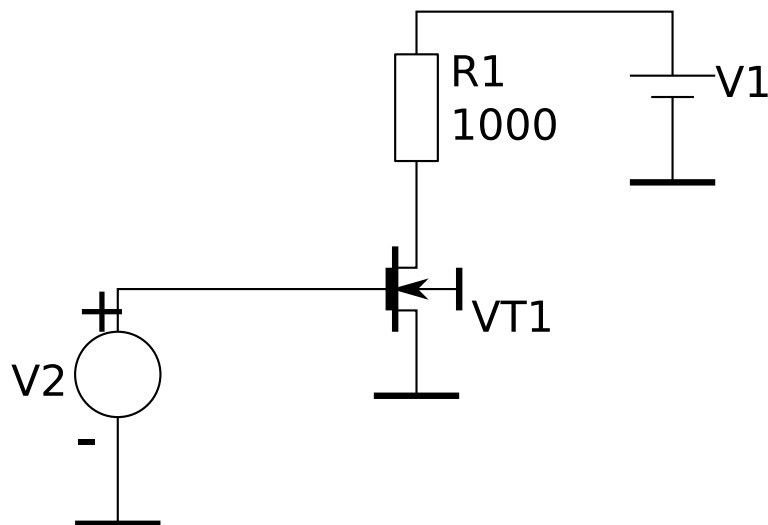


Рис. 4.1: Схема с ОИ

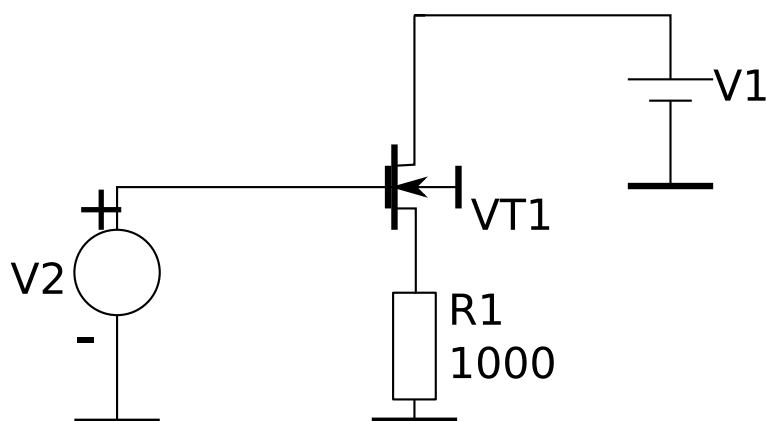


Рис. 4.2: Схема с ОС

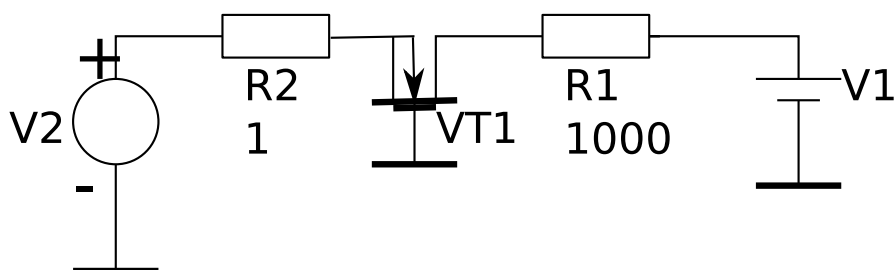


Рис. 4.3: Схема с ОЗ

4.2 Теоретические сведения

Полевой транзистор — полупроводниковый прибор, в котором ток изменяется в результате действия перпендикулярного току электрического поля, создаваемого входным сигналом.

В отличие от биполярных транзисторов эффект управления выходным током в полевых транзисторах достигается не диффузией носителей заряда, а действием электрического поля. Это значит, что в идеальном случае эффект управления достигается без потери энергии (входной ток равен нулю).

Электрод, из которого на канал входят основные носители заряда,

называют **истоком** полевого транзистора. Электрод, через который из канала уходят основные носители заряда, называют **стоком** полевого транзистора, а электрод, служащий для регулирования поперечного сечения канала, называют **затвором** полевого транзистора.

По физической структуре и механизму работы полевые транзисторы делятся на две большие группы:

- Полевые транзисторы с управляющим р-п переходом, в которых изоляция канала от источника управляющего напряжения обеспечивается обратным смещённым р-п переходом. Устройство полевого транзистора с управляющим р-п переходом изображено на рис. 4.4.
- Полевые транзисторы с МДП структурой, где изоляция обеспечена диэлектрическими свойствами двуокиси кремния, отделяющего канал от электрода затвора. Устройство полевого транзистора с МДП структурой изображено на рис. 4.5. Существует две разновидности МДП транзисторов:
 - со встроенным (созданным технологически) каналом;
 - с индуцированным (внешним полем) каналом.

4.2.1 Статические параметры полевых транзисторов

Как и биполярный транзистор, полевой часто описывается выходной (стоковой) характеристикой. Амплитудная (стоковая) характеристика полевого транзистора состоит из двух частей: крутой области (иные названия область нарастания, омическая область, триодная (по аналогии со свойствами вакуумной лампы — триода) область) и пологой области (иногда в литературе встречаются название область насыщения, пентодная область). В первой области канал ведет себя как резистор, управляемый напряжением затвор-исток $U_{си}$. В пологой области ток стока практически не зависит от напряжения на стоке, что обеспечивает усиление входного сигнала.

Крутая область стоковой характеристики

$$I_c = g_0 \left[(U_{зи} - U_0) U_{си} - \frac{U_{си}^2}{2} \right] \text{ при } |U_{си}| < |U_{зи} - U_0|$$

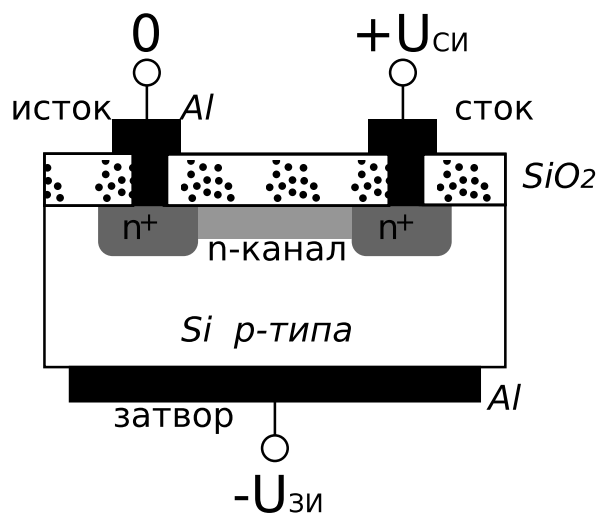


Рис. 4.4: Устройство полевого транзистора с управляющим p-n переходом

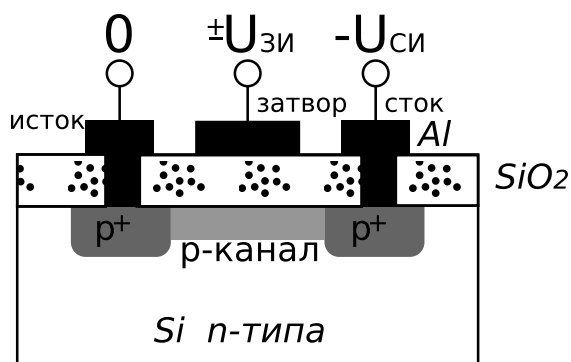


Рис. 4.5: Устройство полевого транзистора с МДП структурой

Пологая область

$$I_c = g_0 \frac{(U_{\text{зи}} - U_0)^2}{2} \text{ при } |U_{\text{си}}| \leq |U_{\text{зи}} - U_0|$$

4.2.2 Характеристики схем включения полевых транзисторов

Схема с общим истоком

Полевые транзисторы чаще всего используются в схемах с общим истоком (ОИ). Эти схемы характеризуются высоким входным сопротивлением и коэффициентом усиления по напряжению больше единицы. Аналогом этой схемы в биполярной схемотехнике является схема с общим эмиттером. Транзистор может находиться в крутой и пологой областях стоковой характеристики. Проводя аналогию с биполярным транзистором отметим, что крутая область стоковой характеристики соответствует области насыщения, а пологая область линейной области усиления.

Схема включения с общим стоком (истоковый повторитель)

Транзистор никогда не попадает в крутую область стоковых характеристик. Для истокового повторителя существенное значение имеет включение электрода подложки, поскольку крутизна управления полевым транзистором по подложке всего лишь 3–5 раз меньше крутизны управления по затвору.

Схема с общим затвором

Схема с ОЗ обладает малым входным сопротивлением, усилением по току равным единице в случае заземления подложки малой проходной (между входом и выходом) ёмкостью (экранирование). Усиление по напряжению больше единицы.

4.3 Контрольные вопросы

1. Проведите классификацию полевых транзисторов.
2. Нарисуйте эквивалентную схему полевого транзистора.
3. Дайте определение термина крутизна.
4. Нарисуйте стоковую характеристику полевого транзистора.
5. Напишите формулу тока стока в пологой области.

Лабораторная работа 5

Транзисторный усилитель с общим эмиттером

5.1 Задание

Рассчитать и собрать схему усилительного каскада с общим эмиттером. Модель транзистора выбирается в моделирующей программе по варианту $NPN[\text{mod}_{21}(N_{\text{бр}} + 10)]$. Напряжение питания выбирается по формуле $U_{\text{кк}} = \text{mod}_5(N_{\text{тр}}) \cdot 4$. Требуемый коэффициент усиления определяется по формуле $N_{\text{бр}} \cdot 2 + 10$. Величину сопротивления $r_{\text{бэ}}$ определить по эмпирической формуле $r_{\text{бэ}} = 50\beta$.

Провести расчёт следующих схем:

- усилитель с общим эмиттером с простейшим способом задания рабочей точки (рис. 5.3, б);
- усилитель с Н-смещением.

Не забудьте установить разделительный конденсатор на входе!

Для каждой из схем:

- построить график передаточной характеристики для температур $-10 \leq T \leq 50$ с шагом в 10°C ;
- по полученным графикам передаточной характеристики определить коэффициент усиления схемы, сравнить его с требуемым, проанализировать зависимость коэффициента усиления от температуры;
- построить графики АЧХ и ФЧХ.

5.2 Теоретические сведения

5.2.1 Понятие о рабочей точке

При рассмотрении передаточной характеристики схемы ОЭ в лабораторной работе 2 был сделан вывод: для усиления двуполярного сигнала схемой ОЭ необходимо добавить в сигнал некоторую постоянную составляющую для того, чтобы обеспечить работу в линейной части передаточной характеристики (и тем самым не вносить искажений).

Для понимания следующего материала необходимо уметь применять графический метод для расчёта нелинейных цепей.¹

На рис. 5.1 обычная схема с ОЭ представлена в виде двух двухполосников. Двухполосник I образован из транзистора, у которого зафиксирован ток базы (тем самым мы исключили из рассмотрения третий вывод транзистора, оставив остальные два). Двухполосник II состоит из коллекторного резистора и источника питания.

Рассмотрим рис. 5.2. Было выбрано несколько различных токов базы

$$0 < i_{61} < i_{62} < \dots < i_{65}$$

и для каждого из них была построена зависимость i_k от напряжения $U_{кз}$. Полученные кривые можно интерпретировать так: фактически они являются вольт-амперными характеристиками двухполосника I.

На этом же графике была построена ВАХ двухполосника II. Её построить очень просто. Так как двухполосник линеен, она будет прямой линией. Поэтому достаточно узнать две любые точки, которые на ней лежат. Проще всего рассмотреть два режима двухполосника: холостой ход и короткое замыкание. В режиме холостого хода напряжение между выводами двухполосника будет равно $U_{п}$, а ток протекать не будет. В режиме КЗ наоборот, напряжение будет равно 0, а ток будет максимальным $U_{п}/R_{к}$. Отмечаем эти две точки на графике и проводим через них прямую. Эту прямую ещё называют **нагрузочной прямой** или **нагрузочной характеристикой**.

На пересечении одной из кривых ВАХ транзистора и ВАХ двухполосника II получаем точку, которая соответствует режиму работы всей цепи. Её абсцисса будет равна напряжению $U_{кз}$, а ордината току i_k .

¹см. например, Зевеке Г. В., Ионкин П. А., Нетушил А. В., Страхов С. В. Основы теории цепей, раздел 20-2 Графический метод расчёта неразветвлённых цепей с нелинейными элементами.

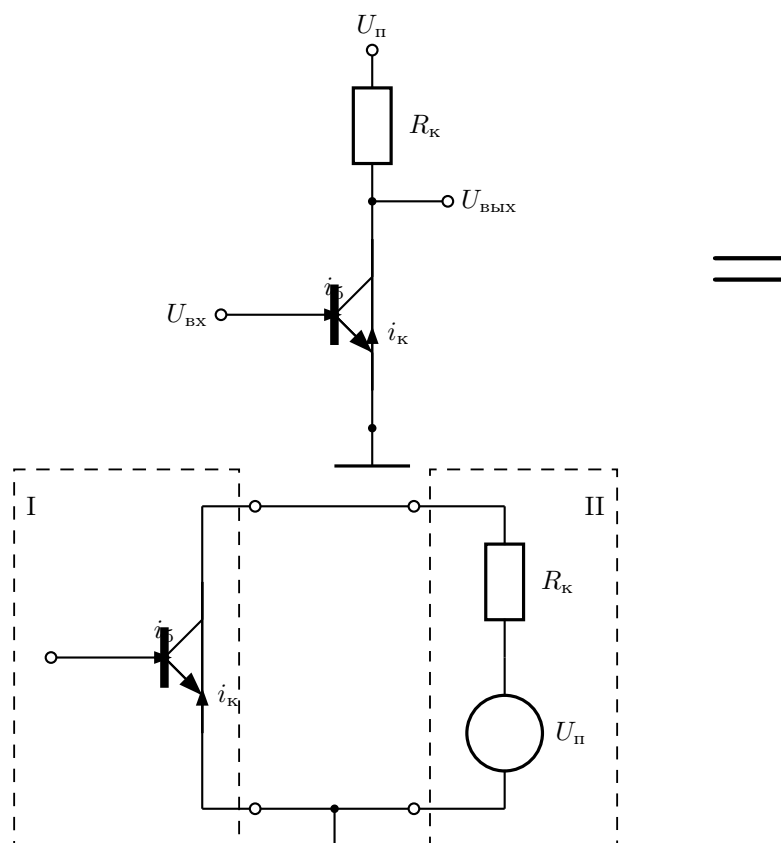


Рис. 5.1: Схема включения с общим эмиттером и её представление в виде двух двухполюсников

До этого момента мы не рассматривали вопрос о том, чем задаётся ток базы. В лабораторной работе 2 к базе непосредственно подключали источник сигнала и он создавал ток базы. Уже тогда мы заметили, что такая схема не пригодна для работы с отрицательными сигналами (на выходе получается U_{Π}). Напрашивается очевидное решение: добавить в сигнал некоторую постоянную составляющую, которая:

- с одной стороны, достаточно велика чтобы наибольший допустимый отрицательный сигнал в сумме с постоянной составляющей

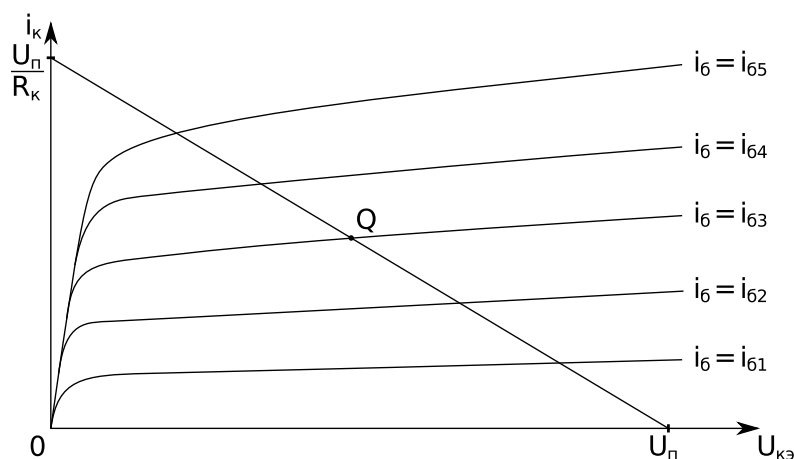


Рис. 5.2: ВАХ транзистора при фиксированных токах базы и ВАХ нагрузки (схематично)

был всё ещё больше нуля (и не искажался);

- с другой стороны, достаточно мала чтобы наибольший допустимый входной сигнал в сумме с постоянной составляющей не был слишком большим для данного усилителя.

Таким образом мы обеспечим протекание некоторого ненулевого тока в базе даже при нулевом входном сигнале.

Рабочей точкой будем называть точку на передаточных и вольт-амперных характеристиках, которая отвечает нулевому входному сигналу (напряжению).

Например, пусть у нас имеется информация из рис. 5.2. Тогда мы можем выбрать ток базы при нулевом входном сигнале равным $i_{б3}$ и рабочая точка будет Q . Это обеспечивает приблизительно равный допустимый размах входного сигнала в обе стороны от нуля. Отсюда эмпирическое правило для выбора рабочей точки: рабочая точка должна находиться приблизительно на половине напряжения питания.

5.2.2 Способы задания рабочей точки

Теперь рассмотрим возможные схемные решения, которые позволят задать начальный ток базы такой, чтобы i_k (и, соответственно, напря-

жение $U_{кэ}$) соответствовали рабочей точке. Перед тем, как рассмотреть хорошие способы, важно отметить почему очевидные варианты не приведут к качественной схеме.

Простейшие способы задания рабочей точки

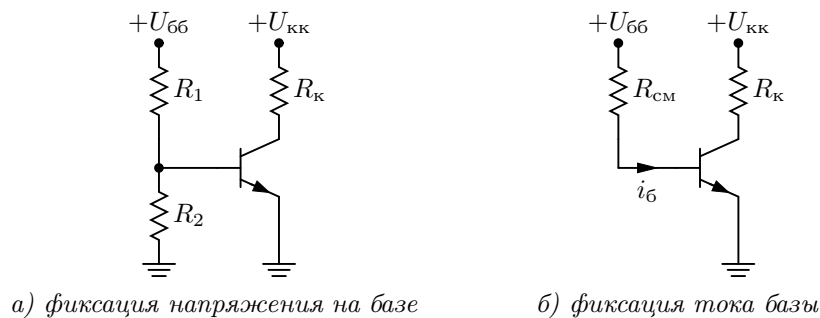


Рис. 5.3: Простейшие (плохие) способы задания рабочей точки

Первый очевидный способ — подключить источник постоянного напряжения к базе или обеспечить постоянное напряжение на базе при помощи делителя напряжения между землёй и $U_{кк}$ (рис. 5.3, а). Проблема в том, что $i_к$, который мы хотим выставить довольно точно, пропорционален $e^{\frac{U_{бэ}}{V_T}}$, то есть, состоит в экспоненциальной зависимости от напряжения базы. Это значит что любые малые неточности или изменения в напряжении базы приведут к большим изменениям $i_к$.

Другой очевидный способ состоит в подключении к базе схемы, которая бы обеспечивала постоянный ток (рис. 5.3, б). Тут нам мешает тот факт, что даже среди транзисторов одной модели присутствует разброс в коэффициенте усиления β . Как известно, $i_к = \beta i_б$. Даже если $i_б$ выставить точно, то разброс в β приведёт к неточному выставлению $i_к$.

Две представленные на рис. 5.3 схемы на самом деле эквивалентны: двухполусник в первой схеме, состоящий из делителя напряжения и источника напряжения по теореме Тевенена можно преобразовать в двухполусник из одного резистора и источника напряжения — как во второй схеме. В качестве примера рассмотрим подробнее вторую схему (рис. 5.3, б).

Пользуемся эмпирическим правилом определения рабочей точки: при нулевом входном сигнале напряжение на выходе равно половине напряжения питания:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{кк}} - i_{\text{к}} R_{\text{к}} = \frac{U_{\text{кк}}}{2}. \quad (5.1)$$

Отсюда находим необходимый ток базы:

$$i_{\text{к}} R_{\text{к}} = \frac{U_{\text{кк}}}{2}; \quad (5.2)$$

$$\beta i_{\text{б}} R_{\text{к}} = \frac{U_{\text{кк}}}{2}; \quad (\text{так как } i_{\text{к}} = \beta i_{\text{б}}) \quad (5.3)$$

$$i_{\text{б}} = \frac{U_{\text{кк}}}{2\beta R_{\text{к}}}; \quad (5.4)$$

Теперь рассчитываем номинал резистора $R_{\text{см}}$:

$$U_{\text{бэ}} + i_{\text{б}} R_{\text{см}} = U_{\text{кк}};$$

$$R_{\text{см}} = \frac{U_{\text{кк}} - U_{\text{бэ}}}{i_{\text{б}}}.$$

Входное сопротивление данного усилителя будет равно $R_{\text{вх}} = R_{\text{см}}$.

Усилитель с Н-смещением

Представленные выше схемы не учитывают ещё один важный факт: параметры транзистора зависят от температуры. Вообще, любая схема задания рабочей точки, которая не учитывает температуру и не компенсирует изменения параметров транзистора каким-либо образом, будет работать хорошо только в довольно ограниченном диапазоне температур. Возникает идея об использовании отрицательной обратной связи для автоматической компенсации сразу всех перечисленных факторов.

Обратная связь — влияние выходного сигнала системы на характеристики этой же системы.

Отрицательная обратная связь (ООС) — это такая обратная связь, при которой выходной сигнал системы изменяется таким образом, чтобы противодействовать изменению входного сигнала. Таким образом, ООС оказывает стабилизирующий эффект и предотвращает выход системы из состояния равновесия.

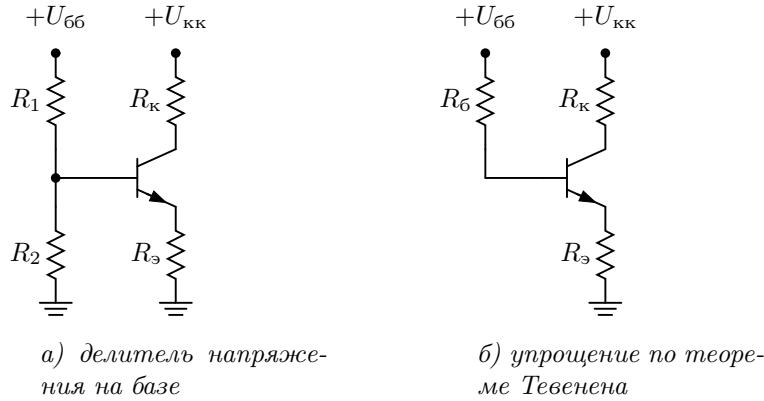


Рис. 5.4: Усилитель с Н-смещением (две эквивалентные схемы)

На рис. 5.4, а изображена схема, которая отличается от рассмотренных ранее наличием эмиттерного резистора. Из лабораторной работы 2 помним, что:

$$k_U \approx \frac{R_K}{R_Э}.$$

Таким образом, наличие эмиттерного резистора ухудшает коэффициент усиления по напряжению. Однако, это разумная плата за те преимущества, которые мы получаем.

Рассмотрим, как наличие эмиттерного резистора влияет на работу схемы. Преобразовав делитель напряжения по теореме Тевенена, получим рис. 5.4, б, где $R_6 = R_1 \parallel R_2$.

Запишем второй закон Кирхгофа:

$$i_Э R_Э + U_{6Э} + i_6 R_6 = U_{66}$$

Учитывая связь между током базы и током эмиттера:

$$i_Э = i_6 + i_K = i_6 + \beta i_6 = (\beta + 1)i_6 \quad \Rightarrow \quad i_6 = \frac{i_Э}{\beta + 1}$$

получаем:

$$i_Э R_Э + U_{6Э} + \frac{i_Э}{\beta + 1} R_6 = U_{66} \quad \Rightarrow \quad i_Э = \frac{U_{66} - U_{6Э}}{R_Э + \frac{R_6}{\beta + 1}}.$$

При достаточно больших β и $R_э$ будет выполняться:

$$R_э \gg \frac{R_б}{\beta + 1},$$

поэтому вторым слагаемым в знаменателе можно пренебречь:

$$i_э \approx \frac{U_{бб} - U_{бэ}}{R_э}. \quad (5.5)$$

Таким образом, ток эмиттера не зависит от β (при выполнении указанных выше условий). Кроме того, если выбирать $U_{бб} \gg U_{бэ}$ (а обычно это так), то и небольшой разброс в $U_{бэ} \approx 0.7$ перестаёт играть роль. Хотя с другой стороны, нельзя сделать $U_{бб}$ слишком большим, так как в этом случае или сместится рабочая точка транзистора, или придётся устанавливать слишком большой $R_э$ (что уменьшит коэффициент усиления по напряжению).

При задании рабочей точки достаточно задать ток эмиттера или ток коллектора, так как они связаны соотношением $i_к = \alpha i_э$, где α мало изменяется с изменением β , $\alpha \approx 1$.

Покажем наличие ООС в данной схеме. $U_{бэ} \approx 0.7$ (смотри ранее). Пусть (по какой-либо причине) $i_э \uparrow$ (возрос). Тогда и напряжение на эмиттерном резисторе $i_э R_э \uparrow$, и напряжение на эмиттере $U_э \uparrow$. Так как напряжение на базе задано делителем напряжения, то оно не изменилось, а $U_{бэ} \downarrow$. А так как $i_к \sim e^{\frac{U_{бэ}}{V_T}} \downarrow$, то и $i_э \downarrow$ — изменение в противоположную сторону. Таким образом, эмиттерный резистор выполняет функцию ООС и оказывает стабилизирующий эффект на схему.

Входное сопротивление данного усилителя будет равно $R_{вх} = R_1 \parallel R_2$.

Теперь рассмотрим расчёт сопротивлений резисторов этой схемы. Можно было бы воспользоваться тем же эмпирическим правилом выбора рабочей точки (при нулевом входном сигнале на выходе $\frac{1}{2}U_{кк}$), однако это не будет хорошим выбором. Действительно, в этом случае у выходного сигнала есть $\frac{1}{2}U_{кк}$ для размаха вверх от рабочей точки, но гораздо меньше для размаха вниз. Это происходит из-за того, что размах вниз обеспечивается за счёт снижения напряжения не только на переходе база-эмиттер (как в усилителе без эмиттерного резистора), но и за счёт снижения напряжения на самом эмиттерном резисторе. Если сильно снизить напряжение на $R_э$, то сигнал будет искажаться (так как схема задания тока базы уже не будет работать).

Поэтому, как правило, здесь используется другое эмпирическое правило: напряжение на базе делают равным $\frac{1}{3}U_{\text{кк}}$, напряжение на коллекторном резисторе тоже $\frac{1}{3}U_{\text{кк}}$ и оставшиеся $\frac{1}{3}U_{\text{кк}}$ для напряжения на коллекторе переходе транзистора.

Зададим ток эмиттера $i_{\text{э}} = 1 \text{ мА}$ (мы будем поддерживать ток базы таким, чтобы стабилизировать ток эмиттера). Пусть напряжение питания 12 В. Тогда:

$$U_{\text{бб}} = \frac{1}{3}U_{\text{кк}} = 4 \text{ В}; U_{\text{э}} = U_{\text{бб}} - U_{\text{бэ}} \approx 4 - 0.7 = 3.3 \text{ В}.$$

Далее нужно выбрать ток в делителе напряжения. Мы не можем выбрать слишком большой ток, так как это увеличивает потребляемую усилителем мощность. Слишком маленький ток тоже выбирать нельзя, так как база не будет получать достаточный ток. Хорошим выбором будет ток $0.1i_{\text{э}} = 0.1 \text{ мА}$. Тогда:

$$\left\{ \begin{array}{l} R_1 + R_2 = \frac{U_{\text{кк}}}{0.1i_{\text{э}}} = 120 \text{ кОм}; \\ \frac{R_2}{R_1 + R_2}U_{\text{кк}} = U_{\text{бб}} = 4 \text{ В}; \end{array} \right. \Rightarrow \dots$$

5.2.3 Исключение постоянной составляющей из входного сигнала

Когда транзистор выведен на рабочую точку, необходимо подать на базу усиливаемый (входной) сигнал. Что произойдёт в случае, когда входной сигнал содержит постоянную составляющую? Рабочая точка сместится и характеристики усилителя ухудшатся.

Для выхода из сложившейся ситуации используют так называемый разделительный конденсатор. В качестве примера рассмотрим установку разделительного конденсатора в самую простую схему (рис. 5.5). Так как сопротивление конденсатора $Z_C = -j\frac{1}{\omega C}$ равно бесконечности для сигнала нулевой частоты, то из сигнала исключается постоянная составляющая ($\omega = 0$). На сигналы высокой частоты конденсатор действия практически не оказывает (сопротивление приблизительно равно 0). В то же время амплитуда сигналов низких частот уменьшается. В связи с этим ёмкость разделительного конденсатора обычно выбирают достаточно большой, чтобы для сигнала самой низкой интересующей нас частоты сопротивление конденсатора можно было считать нулевым.

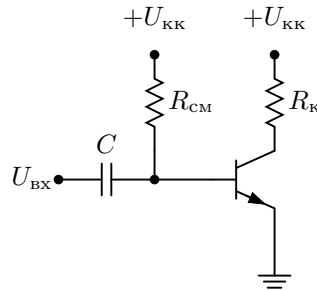


Рис. 5.5: Пример использования соединительного конденсатора в одной из схем

Если говорить строго, то на входе усилителя мы поставили фильтр высоких частот, который состоит из разделительного конденсатора и резистора, сопротивление которого равно входному сопротивлению усилителя. Пусть нам известна минимальная частота, которая присутствует во входном сигнале. Тогда пользуясь известной нам из лабораторной работы 1 формулой для частоты среза, можно вычислить ёмкость конденсатора:

$$f_{\text{ср}} = \frac{1}{2\pi R_{\text{вх}} C} \implies C = \frac{1}{2\pi R_{\text{вх}} f_{\text{ср}}}.$$

Замечания из этого раздела применимы не только к рассмотренной схеме, а вообще к любым.

5.3 Контрольные вопросы

1. Что такое “каскадирование”?
2. Дайте определение нагрузочной прямой.
3. Дайте определение рабочей точки.
4. Опишите основные способы задания рабочей точки.
5. Что такое усилитель с Н-смещением?
6. Дайте определение отрицательной обратной связи.

Лабораторная работа 5. Транзисторный усилитель с общим эмиттером

7. Как наличие эмиттерного резистора влияет на работу схемы усилителя с Н-смещением?

Лабораторная работа 6

Дифференциальный усилитель

6.1 Задание

- Рассчитать и собрать схему дифференциального усилительного каскада.
- Рассчитать и собрать схему дифференциального усилительного каскада с источником стабильного тока.

Модель транзисторов	NPN, номер N_{6p}
Напряжения питания	$U_{кк} = U_{ээ} = 4(N_{гр} \bmod 5)$
Величина коллекторного резистора	$R_k = 100N_{6p}(N_{гр} \bmod 5)$
Величина эмиттерного резистора	$R_э = 500N_{6p}(N_{гр} \bmod 5)$
Источник тока	$I = 0.1N_{6p}(N_{гр} \bmod 5)$

На экспериментальных схемах дифференциального усилительного каскада и дифференциального каскада с источником стабильного тока выполнить указанные задания. Эксперимент проводить в температурном диапазоне $-50 \leq T \leq +50$ с шагом $20^\circ C$.

- построить график входной характеристики для дифференциального входного напряжения;
- построить график входной характеристики для синфазного входного напряжения;
- определить дифференциальное и синфазное входное сопротивление;

- построить график передаточной характеристики для дифференциального входного напряжения
- построить график передаточной характеристики для синфазного входного напряжения;
- определить дифференциальный и синфазный коэффициент передачи по напряжению;
- построить зависимость дифференциального и синфазного коэффициента передачи по напряжению от температуры.

Сделать выводы о роли источника стабильного тока в схеме дифференциального усилительного каскада.

6.2 Теоретические сведения

6.2.1 Токовое зеркало

Прежде чем приступить к изучению дифференциального усилителя, нам нужно разобраться со схемой токового зеркала.

Токовое зеркало — это источник тока, управляемый током.

$$I = kI_{\text{оп}}$$

Чаще всего выходной ток I равен опорному (опорному) току $I_{\text{оп}}$, то есть $k = 1$ (ниже рассмотрим именно такие схемы). Но существуют модификации представленных ниже схем, где $k \neq 1$.

Требования к токовому зеркалу:

- малая погрешность реализации коэффициента k ;
- высокое выходное сопротивление;
- большой диапазон выходных напряжений.

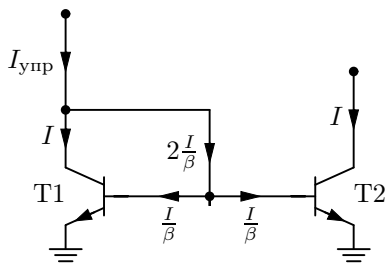
Последние два требования связаны с тем, что токовое зеркало должно выглядеть как идеальный источник тока. Идеальный источник тока поддерживает постоянный ток при любом напряжении и имеет бесконечное сопротивление.

На рис. 6.1 изображены простейшие токовые зеркала на биполярных транзисторах. Отличие этих схем в том, какой полюс общий у опорного источника тока и источника тока внутри токового зеркала. В схеме *a* земля является общей, в схеме *б* — напряжение питания.

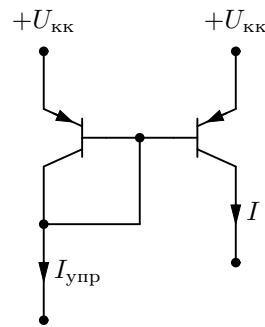
Важно чтобы для реализации этих схем использовались абсолютно одинаковые (говорят — согласованные) транзисторы. Сейчас производят согласованные пары транзисторов в общем корпусе.

Рассмотрим работу схемы рис. 6.1, а. База и коллектор транзистора Т1 соединены, поэтому $U_{бк1} = 0$. Отсюда следует, что напряжение на всём транзисторе будет равно $U_{бэ}$. Это напряжение определяется опорным током. Напряжение $U_{бэ}$ одинаково для обоих транзисторов. Таким образом, Т1 устанавливает у Т2 напряжение $U_{бэ}$ такое, при котором коллекторный ток (у транзисторов данного типа) равен некоторому опорному току. Поэтому коллекторный ток Т2 будет равен опорному току.

Включение транзистора Т1 называется диодным, потому что транзистор фактически работает как диод. Тем не менее важно, чтобы на месте Т1 был именно транзистор, причём согласованный с Т2.



а) на NPN транзисторах



б) на PNP транзисторах

Рис. 6.1: Простейшее токовое зеркало

Сразу проведём чуть более подробный формальный анализ чтобы показать погрешность данной схемы. Обратим внимание на то, что оба транзистора потребляют ток базы. Очевидно, на это тратится опорный ток и через коллектор Т1 протекает уже не $I_{оп}$, а несколько меньшая величина.

Если ток коллектора Т2 равен I , то его база потребляет в β раз меньше, $\frac{I}{\beta}$. Так как оба транзистора работают в одинаковом режиме, то и база Т1 потребляет тоже $\frac{I}{\beta}$. Таким образом, коллекторный ток первого транзистора равен $I_{оп} - 2\frac{I}{\beta}$. Так как транзисторы работают в одинаковом режиме, то коллекторные токи равны между собой и равны

выходному току:

$$\begin{aligned} I &= I_{\text{оп}} - 2\frac{I}{\beta}; \\ I\left(1 + \frac{2}{\beta}\right) &= I_{\text{оп}}; \\ I &= \frac{I_{\text{оп}}}{1 + \frac{2}{\beta}}. \end{aligned}$$

Ошибка определяется β : чем она больше, тем ошибка меньше. Например, для $\beta = 100$ ошибка составляет 2%.

6.2.2 Дифференциальный сигнал

Дифференциальный сигнал — сигнал, который передаётся при помощи двух реальных сигналов, существующих в схеме. Передаваемый сигнал является разностью этих сигналов. Одно из очевидных применений такого приёма — исключение помех, наведённых на оба провода (так называемые синфазные помехи). Действительно, пусть требуется передать сигнал $U(t)$ (рис. 6.2). Передают два сигнала: $U_+(t) = U(t)$ и $U_-(t) = 0$. На оба сигнала наводится помеха $U_{\text{пом}}(t)$:

$$\begin{aligned} U_+^*(t) &= U_+(t) + U_{\text{пом}}(t) = U(t) + U_{\text{пом}}(t), \\ U_-^*(t) &= U_-(t) + U_{\text{пом}}(t) = U_{\text{пом}}(t). \end{aligned}$$

Принимающая сторона воспринимает сигнал как разность переданных сигналов:

$$U_{\text{прин}} = U_+^*(t) - U_-^*(t) = U(t).$$

Как видим, синфазная помеха успешно устранена принимающей стороной.

Также используются следующие термины. Синфазная составляющая сигнала:

$$U_{\text{синф}} = \frac{U_+ + U_-}{2},$$

дифференциальная составляющая сигнала:

$$U_{\text{дифф}} = U_+ - U_-.$$

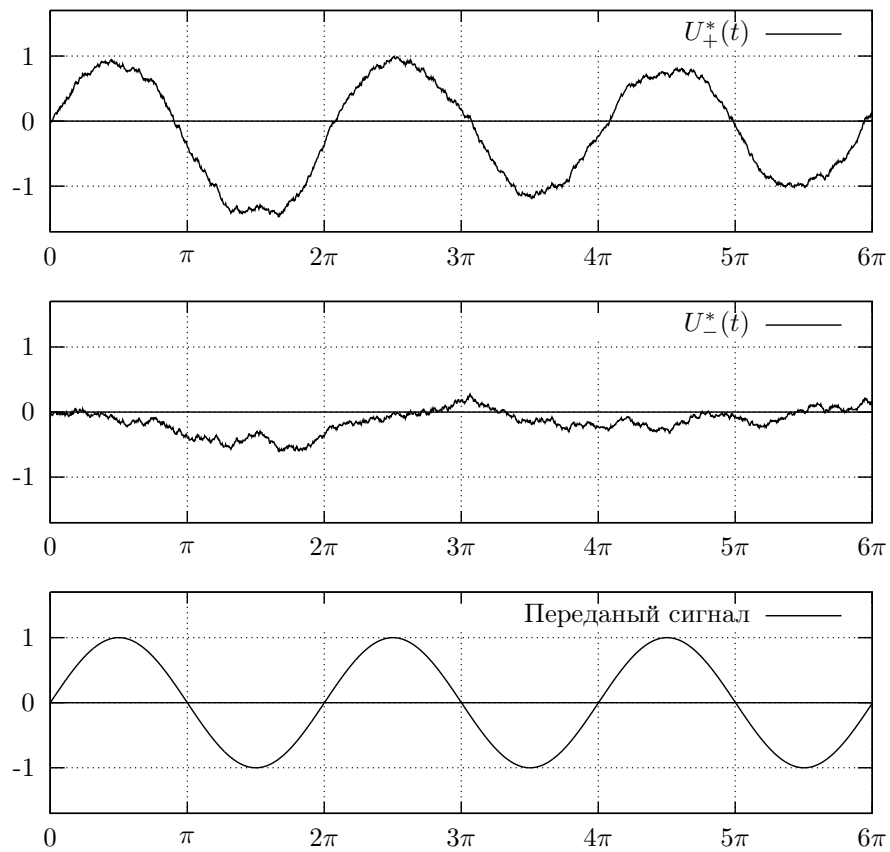


Рис. 6.2: Передача дифференциального сигнала с наложением синфазных помех

Таким образом, передаваемые сигналы можно выразить через их синфазную и дифференциальную составляющие:

$$\begin{aligned} U_+ &= U_{\text{синф}} + \frac{U_{\text{дифф}}}{2}; \\ U_- &= U_{\text{синф}} - \frac{U_{\text{дифф}}}{2}. \end{aligned}$$

Кроме описанного выше преимущества, у дифференциальных сигналов имеется ещё одно: они позволяют соединять каскады в схеме непосредственно, без использования разделительных конденсаторов. Это свойство является особенно полезным при проектировании интегральных схем, так как использование конденсаторов большой ёмкости не выгодно из экономических соображений.

6.2.3 Дифференциальный усилитель

Дифференциальный усилитель (ДУ) — устройство для усиления разности двух сигналов.

Выходное напряжение реального дифференциального усилителя в общем случае определяется формулой:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= A_{\text{дифф}} U_{\text{дифф}} + A_{\text{синф}} U_{\text{синф}} = \\ &= A_{\text{дифф}} (U_+ - U_-) + A_{\text{синф}} \cdot \frac{U_+ + U_-}{2}, \end{aligned}$$

где $A_{\text{дифф}}$ — коэффициент усиления дифференциальной составляющей сигнала, $A_{\text{синф}}$ — коэффициент усиления синфазной составляющей сигнала. В идеальном ДУ $A_{\text{синф}} = 0$. Таким образом, идеальный ДУ никак не реагирует на наличие синфазной составляющей.

ДУ могут иметь как дифференциальные выходы (то есть, выходной сигнал равен разности напряжений между двумя выходами), так и недифференциальные выходы. В данной работе рассматривается ДУ с дифференциальными выходами.

Чтобы понять на интуитивном уровне как работает ДУ на биполярных транзисторах (рис. 6.3), сделаем серию мысленных экспериментов.

- Представим себе, что на оба входа ДУ поданы равные напряжения. Если оба транзистора и коллекторных сопротивления имеют абсолютно одинаковые параметры, то оба плеча ДУ будут находиться в абсолютно одинаковых условиях. Из принципа симметрии можно сделать вывод, что через каждый транзистор потекут равные токи $I/2$ и рабочие точки транзисторов будут совпадать. Таким образом, напряжения на выходах ДУ тоже будут равны, и выходной сигнал равен нулю. В этом случае оба транзистора находятся в активном режиме.

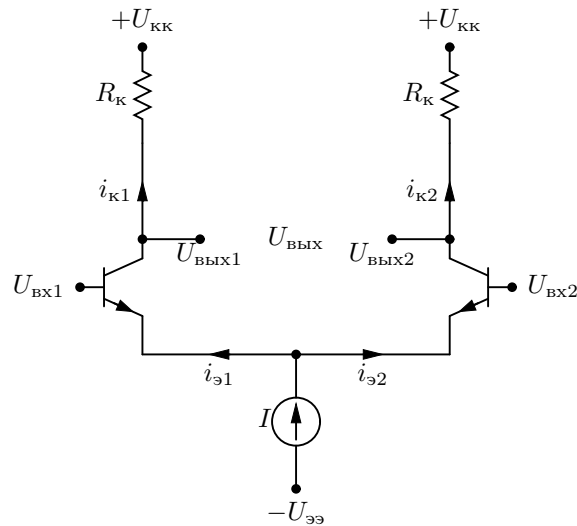


Рис. 6.3: ДУ на биполярных транзисторах

- Если теперь $U_{вх1}$ увеличится на небольшую величину, то ток через этот транзистор $i_{к1} \uparrow$. Напряжение $U_{вых1} = U_{кк} - R_к i_{к1} \downarrow$. Сумма токов через оба плеча ДУ задана источником тока I , поэтому ток через другой транзистор $i_{к2} \downarrow$ и напряжение $U_{вых2} \uparrow$. Таким образом, появляется ненулевое напряжение на выходе $U_{вых} = U_{вых2} - U_{вых1}$. Оба транзистора находятся в активном режиме.
- Представим себе, что напряжение на одном из входов возросло на большую величину, например: $U_{вх1} = 1$ В, $U_{вх2} = 0$. Если мы предположим, что и сейчас оба транзистора работают в активном режиме, то придём к противоречию. Действительно: так как первый транзистор в активном режиме и напряжение на его базе 1 В, то напряжение на эмиттере приблизительно на 0.7 В меньше, то есть, $U_э \approx 0.3$ В. Точка подключения эмиттера общая для обоих транзисторов. На базе второго транзистора 0 В, что меньше напряжения на его эмиттере, поэтому его переход база-эмиттер будет закрыт. Отсюда следует, что второй транзистор находится не в активном режиме, а в режиме отсечки. В этом случае весь ток из источника тока потечёт через первый транзистор $i_{к1} = I$.

- Пусть на оба входа ДУ поданы равные напряжения (как в первом пункте). Через каждый транзистор течёт ток $I/2$. Если теперь это напряжение увеличивать на обоих входах одновременно, то ток через транзисторы не изменится. Не изменятся и напряжения на коллекторах транзисторов $U_{\text{вых1}}, U_{\text{вых2}}$. Когда напряжение на базе станет на 0.4 В выше, чем напряжение на коллекторе, переход база-коллектор станет смещён в прямом направлении и транзистор перейдёт в режим насыщения. В этом режиме ток коллектора практически не зависит от напряжения база-эмиттер. Если теперь напряжение на одном из входов возрастёт на небольшую величину (появится дифференциальная составляющая сигнала), то ток через соответствующее плечо ДУ не изменится, потому что транзисторы находятся в режиме насыщения.

Из сказанного можно видеть что:

- ДУ не реагирует на синфазный сигнал благодаря точному совпадению параметров компонентов плеч ДУ;
- большой дифференциальный сигнал переключает весь ток из одного плеча ДУ в другое;
- большой синфазный сигнал переводит транзисторы в режим насыщения и ДУ перестаёт реагировать на дифференциальный сигнал.

Если же подавать на вход небольшой дифференциальный сигнал (порядка милливольт), то и ток в эмиттерных цепях будет равен $I + \Delta I$ и $I - \Delta I$, где ΔI пропорционален дифференциальной составляющей входного сигнала ДУ. В этом случае выходной сигнал тоже пропорционален дифференциальной составляющей входного сигнала. Покажем это формально.

Формальный анализ

Будем считать, что транзисторы не переходят в режим насыщения. Согласно схеме замещения транзистора в активном режиме:

$$\begin{aligned} i_{\text{к1}} &= I_{\text{н}} e^{U_{\text{бэ1}}/\varphi_T}; \\ i_{\text{к2}} &= I_{\text{н}} e^{U_{\text{бэ2}}/\varphi_T}. \end{aligned}$$

Разделив первое уравнение на второе и подставим $U_{\text{дифф}} = U_{\text{бэ1}} - U_{\text{бэ2}}$:

$$\frac{i_{\text{к1}}}{i_{\text{к2}}} = e^{(U_{\text{бэ1}} - U_{\text{бэ2}})/\varphi_T} = e^{U_{\text{дифф}}/\varphi_T}.$$

Из последнего можно выразить:

$$\begin{aligned}
 \frac{i_{к1} - i_{к2}}{i_{к1} + i_{к2}} &= \frac{i_{к2}e^{U_{\text{дифф}}/\varphi_T} - i_{к2}}{i_{к2}e^{U_{\text{дифф}}/\varphi_T} + i_{к2}} = \\
 &= \frac{e^{U_{\text{дифф}}/\varphi_T} - 1}{e^{U_{\text{дифф}}/\varphi_T} + 1} = \\
 &= \frac{e^{U_{\text{дифф}}/2\varphi_T} - e^{-U_{\text{дифф}}/2\varphi_T}}{e^{U_{\text{дифф}}/2\varphi_T} + e^{-U_{\text{дифф}}/2\varphi_T}} = \\
 &= \text{th}\left(\frac{U_{\text{дифф}}}{2\varphi_T}\right)
 \end{aligned} \tag{6.1}$$

С другой стороны:

$$U_{\text{вых}} = (U_{\text{кк}} - i_{к2}R_{\text{к}}) - (U_{\text{кк}} - i_{к1}R_{\text{к}}) = R_{\text{к}}(i_{к1} - i_{к2}), \tag{6.2}$$

а также:

$$i_{к1} + i_{к2} = \alpha(i_{э1} + i_{э2}) = \alpha I. \tag{6.3}$$

Домножим числитель и знаменатель (6.1) на $R_{\text{к}}$ и подставим (6.2) и (6.3):

$$\begin{aligned}
 \frac{R_{\text{к}}(i_{к1} - i_{к2})}{R_{\text{к}}(i_{к1} + i_{к2})} &= \frac{U_{\text{вых}}}{R_{\text{к}}\alpha I} = \text{th}\left(\frac{U_{\text{дифф}}}{2\varphi_T}\right) \implies \\
 U_{\text{вых}} &= R_{\text{к}}\alpha I \text{th}\left(\frac{U_{\text{дифф}}}{2\varphi_T}\right)
 \end{aligned} \tag{6.4}$$

Если считать ДУ идеальным (полное исключение синфазной составляющей), то (6.4) будет передаточной характеристикой ДУ. На графике рис. 6.4 проиллюстрирована эта зависимость. По оси абсцисс для наглядности отложены нормированные значения входных дифференциальных напряжений. Выводы из графика:

- напряжения порядка $4\varphi_T \approx 100$ мВ достаточно чтобы полностью переключить ток из одного плеча ДУ в другое;
- передаточная характеристика нелинейна, но может быть аппроксимирована прямой в небольшом диапазоне дифференциальных напряжений около нуля.

Чтобы найти линейную часть передаточной функции по напряжению, разложим $\text{th}(x)$ в ряд Тейлора:

$$\text{th}(x) = x - \frac{x^3}{3} + \frac{2x^5}{15} - \frac{17x^7}{315} + \dots$$

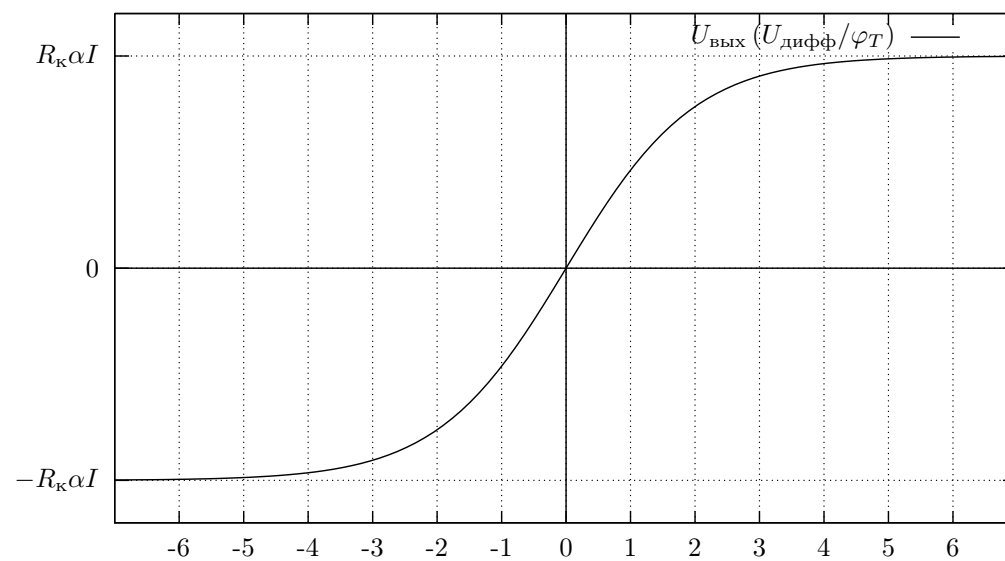


Рис. 6.4: Передаточная характеристика ДУ (учитывая только дифференциальную составляющую входного сигнала)

и подставим в (6.4):

$$U_{\text{вых}} = R_{\text{к}} \alpha I \left(\frac{U_{\text{дифф}}}{2\varphi_T} - \frac{1}{3} \left(\frac{U_{\text{дифф}}}{2\varphi_T} \right)^3 + \dots \right).$$

Если пренебречь третьей и выше степенями в ряде Тейлора, то коэффициент усиления дифференциальной составляющей будет равен:

$$A_{\text{дифф}} = \frac{R_{\text{к}} \alpha I}{2\varphi_T}.$$

И он приблизительно равен коэффициенту усиления в схеме ОЭ.

Ещё один важный параметр усилителя — размах выходного напряжения. Он равен $2R_{\text{к}}\alpha I$ и полностью определяется резистором $R_{\text{к}}$ и током I источника тока. Интересно, что от $U_{\text{кк}}$ размах выходного напряжения не зависит.

Важно помнить, что весь анализ выше проводился в предположении, что транзистор не переходит в режим насыщения.

Конфликтующие требования к ДУ

Из формального анализа видим, что для получения большого коэффициента усиления необходимо использовать большой $R_{\text{к}}$.

С другой стороны, если напряжение на базе становится выше напряжения на коллекторе, то транзистор переходит в режим насыщения. А напряжение на коллекторе определяется $R_{\text{к}}$. Чем он больше, тем напряжение на нём больше, а на коллекторе меньше. Таким образом, использование большого $R_{\text{к}}$ приводит к тому, что ДУ не способен исключить большую по величине синфазную составляющую (так как в этом случае $U_{\text{б}}$ быстро становится больше $U_{\text{к}}$ транзистор переходит в режим насыщения).

Получается, что требования большой коэффициент усиления и исключение синфазной составляющей являются конфликтующими. При проектировании ДУ необходимо учитывать роль, которую он будет играть в схеме. Например, если ДУ устанавливается как входной каскад, то на его коэффициент усиления можно не обращать внимания, но зато обеспечить как можно более качественное исключение $U_{\text{синф}}$. Для большого коэффициента усиления можно поставить отдельный каскад. А если сигнал испорчен входным каскадом из-за плохого исключения синфазной составляющей, то вся схема работает неправильно.

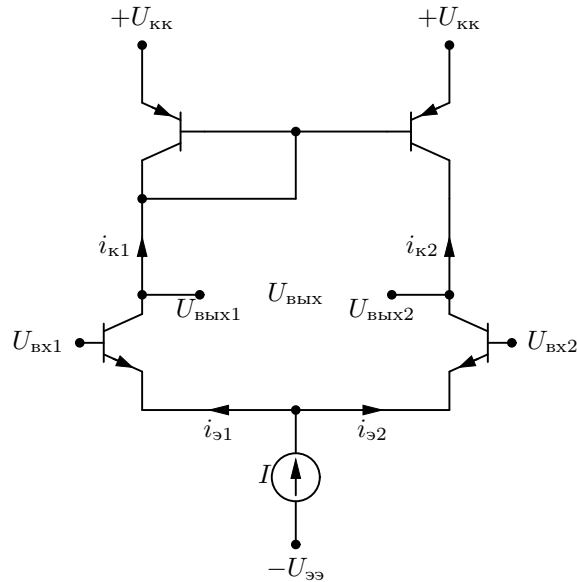


Рис. 6.5: ДУ с токовым зеркалом в качестве коллекторной нагрузки

Тем не менее, существует решение этой проблемы. Суть проблемы в том, что мы хотим чтобы транзистор никогда не переходил в режим насыщения. А для этого нужно чтобы при подаче большого сигнала на базу напряжение на коллекторе оставалось больше напряжения на базе. Но это невыполнимо при $R_k = \text{const}$. Вывод: нужно сделать переменный R_k . Это можно осуществить, заменив R_k на источник тока. Источник тока реализуется при помощи токового зеркала (рис. 6.5). В этом случае выходной сигнал может почти достигать $U_{кк}$, благодаря тому, что напряжение на токовом зеркале изменяется, подстраиваясь под режим плеча ДУ.

Реализация источника тока I

Хороший источник тока I можно реализовать при помощи токового зеркала (рис. 6.6). Зададим опорный ток при помощи резистора:

$$I_{\text{оп}} = \frac{U_{\text{ээ}} - U_{\text{бэ}}}{R_{\text{оп}}}.$$

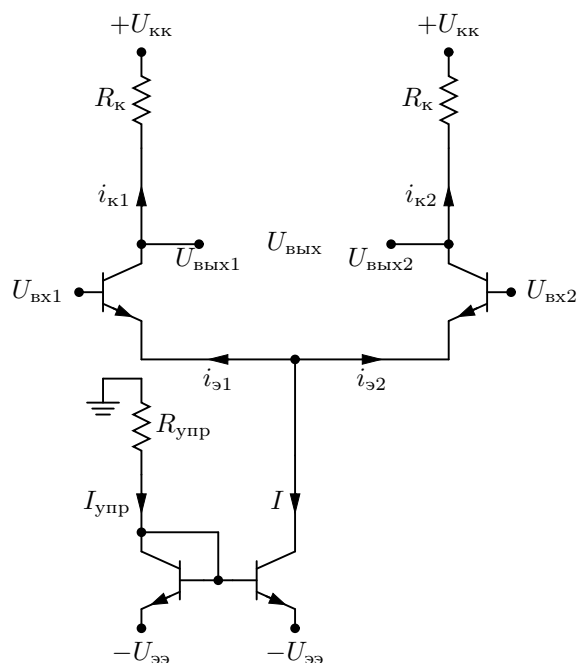


Рис. 6.6: Реализация источника тока для ДУ на основе токового зеркала на NPN транзисторах

Если учесть, что в активном режиме $U_{\text{бэ}} \approx 0.7 \text{ В}$, то по этой формуле можно рассчитать необходимую величину резистора.

В принципе источник тока I можно реализовать при помощи достаточно большого резистора, который включить между общей точкой эмиттеров транзисторов и источником питания $-U_{\text{ээ}}$.

6.3 Контрольные вопросы

1. Назовите основные причины дрейфа нуля ОУ.
2. Дайте определение токового зеркала.
3. Перечислите базовые требования к токовому зеркалу.
4. Нарисуйте схему простейшего токового зеркала на NPN транзисторах.
5. Дайте определение дифференциального сигнала.
6. Чему равна дифференциальная составляющая сигнала?
7. Дайте определение дифференциального усилителя.
8. Каким образом реализован источник тока при помощи токового зеркала?

Лабораторная работа 7

Операционные усилители

7.1 Задание

Собрать схемы операционных блоков, использующих инвертирующее, неинвертирующее и дифференциальное (без входных повторителей) включения операционных усилителей.

Параметры схем рассчитать так, чтобы коэффициенты усиления по напряжению были равны следующим значениям:

- инвертирующее включение:

$$K_1 = 0.01 \frac{N_{6p}}{\text{mod}_5 N_{гр}},$$

$$K_2 = 10 \frac{N_{6p}}{\text{mod}_5 N_{гр}};$$

- неинвертирующее включение:

$$K = 5 \cdot N_{6p};$$

- дифференциальное включение:

$$K = 5 \cdot N_{6p} \cdot \text{mod}_5 N_{гр}.$$

Операционный усилитель $OA[N_{6p}]$.

Для каждой схемы при использовании синусоидального входного сигнала:

- построить график входной характеристики;
- построить графики передаточных характеристик по напряжению и току;
- для инвертирующего операционного блока построить графики амплитудно- и фазо-частотной характеристик.

Для неинвертирующего включения ОУ построить график переходной характеристики с использованием прямоугольных импульсов в качестве входного сигнала (рекомендуемые параметры: амплитуда 0.1 В, частота 10 кГц, длительность импульса 0.02 мс). Пользуясь полученным графиком, определить скорость нарастания выходного напряжения для этой схемы (Вольт в секунду).

Не забывайте устанавливать последовательно с идеальным источником напряжения резистор, который моделирует выходное сопротивление источника входного сигнала. Рекомендуемое значение 5 кОм.

В выводах по работе ссылаясь на графики описать влияние неидеальности использованного ОУ на полученные результаты.

7.2 Теоретические сведения

Операционный усилитель (ОУ) — это усилитель постоянного тока с дифференциальным входом. Особенностью ОУ является то, что он имеет большой коэффициент усиления.

7.2.1 История

Первые ОУ были созданы для построения аналоговых вычислительных машин непосредственно для выполнения математических операций (сложения, умножения, интегрирования) — отсюда и его название. Их собирали из дискретных компонентов — ламп, позже транзисторов. Но, идеальный ОУ имеет множество применений помимо выполнения математических операций.

С развитием технологий, ОУ стали выпускать как единый компонент. Со временем характеристики ОУ улучшались, а стоимость падала. Из-за универсальности ОУ и того, что характеристики современных ОУ близки к идеальным, на сегодняшний день ОУ являются одними из наиболее часто используемых компонентов.

Конечно, часто ОУ можно было бы заменить другими схемами, однако вышеуказанные причины, а также низкая стоимость готовых ОУ,

вполне оправдывают использование ОУ схемно более сложного компонента, вместо более простых специализированных решений.

7.2.2 Выводы ОУ

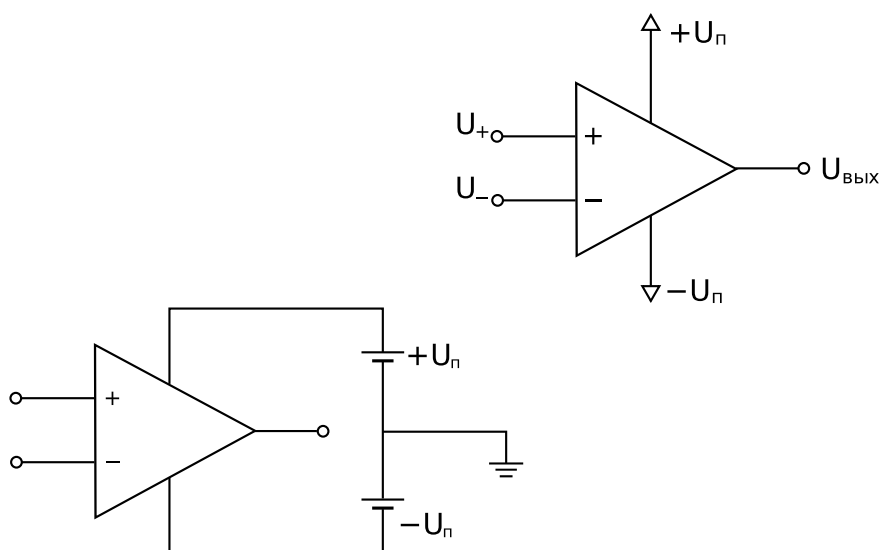


Рис. 7.1: Выводы ОУ

ОУ обычно имеет следующие выводы (рис. 7.1):

- неинвертирующий вход, U_+ ;
- инвертирующий вход, U_- ;
- выход, $U_{\text{вых}}$;
- вход положительного напряжения (питание), $+U_{\text{п}}$;
- вход отрицательного напряжения (питание), $-U_{\text{п}}$.

Подписи на входах $+$ и $-$ не говорят о том, что на одном входе сигнал всегда должен быть больше, чем на другом.

Обращайте внимание на подписи неинвертирующего и инвертирующего входов. На схемах часто изображают ОУ в зеркальном отображении (вверху инвертирующий, внизу неинвертирующий).

Для того, чтобы выдавать на выходе напряжения обоих знаков, ОУ требуется два источника питания разных знаков. Интересно заметить,

что земля к ОУ не подключается. Землёй ОУ считает общую точку двух источников напряжения, подключённых к нему.

В схемах для краткости часто не изображают выводы питания ОУ и не показывают подключение питания к ОУ. К тому же, некоторые ОУ выпускают по 4 штуки в общем корпусе с общими выводами питания, поэтому показывать выводы питания у каждого ОУ из такого набора было бы просто некорректно. Тем не менее, следует не забывать подключать выводы питания при описании схемы в моделирующей программе.

7.2.3 Свойства идеального ОУ

Идеальный ОУ — это абстракция, введённая для упрощения анализа схем на ОУ. В реальном ОУ все перечисленные ниже свойства не выполняются строго, но тем не менее, стремятся к идеальным. Математическая модель идеального ОУ, которая следует из перечисленных ниже свойств, позволяет легко сделать некоторые выводы про работу ОУ, а также быстро рассчитывать схемы с применением ОУ.

Идеальный ОУ всегда поддерживает напряжение на выходе равным разности входных напряжений, умноженной на константу:

$$U_{\text{вых}} = A(U_+ - U_-). \quad (7.1)$$

Здесь A — коэффициент усиления в схеме с разомкнутой обратной связью (смысл названия станет ясен после прочтения следующего раздела). Исходя из этой формулы можно сделать вывод: так как выходное напряжение не зависит от сопротивления нагрузки, то ОУ работает как идеальный источник напряжения, а его выходное сопротивление равно 0.

Так как выходной сигнал ОУ зависит от разности входных напряжений, а не от их абсолютных значений, то вход ОУ является дифференциальным. В отличие от этого, ОУ выдаёт выходной сигнал относительно земли (хотя существуют ОУ с дифференциальным выходом).

Ток во входных цепях идеального ОУ не протекает, таким образом входное сопротивление идеального ОУ равно бесконечности.

Коэффициент усиления A стремится к бесконечности.

Бесконечный коэффициент подавления синфазного сигнала (то есть, на выходное напряжение влияет только дифференциальная составляющая входного сигнала).

Коэффициент усиления не зависит от частоты входного сигнала (то есть, одинаково усиливаются как постоянные, так и высокочастотные напряжения).

7.2.4 Реальные ОУ

У реальных ОУ коэффициент усиления A конечен, тем не менее, очень велик, $10^4 \dots 10^7$. Проблема в том, что у конкретной модели ОУ можно узнать только приближённое значение A , точные значения будут различны у конкретных экземпляров.

Реальный ОУ может на выходе выдать только напряжение, лежащее в промежутке между напряжениями питания, то есть $U_{\text{вых}} \in [-U_{\text{п}}; +U_{\text{п}}]$. Если теоретическое выходное напряжение согласно формуле (7.1) выходит за этот промежуток вниз или вверх, то на выходе будет соответственно или $-U_{\text{п}}$ или $+U_{\text{п}}$. Это состояние называется *насыщением* ОУ.

Если учесть эти два недостатка, то получается что ОУ может усиливать без искажений только очень малые дифференциальные напряжения, менее 0.1 мВ. Выход из этой ситуации заключается в применении отрицательной обратной связи. С одной стороны, это ухудшает параметры усилителя: коэффициент усиления становится не таким большим, но с другой стороны, его можно гибко регулировать. Кроме того, АЧХ становится равномерной в рабочем диапазоне частот, коэффициент усиления можно достаточно точно задать внешними резисторами.

7.2.5 Схемы усилителей на ОУ

ОУ в усилительных схемах не используются без отрицательной обратной связи (ООС). Напомним, отрицательная обратная связь — это такая обратная связь, при которой выходной сигнал системы изменяется таким образом, чтобы противодействовать изменению входного сигнала.

Для обеспечения ООС сигнал обратной связи всегда подаётся на инвертирующий вход.

Далее мы рассмотрим схемы включения ОУ и рассчитаем их коэффициенты усиления:

$$G = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}.$$

Для анализа большинства схем на ОУ с ООС достаточно использовать два правила:

1. Выходное напряжение ОУ изменяется так, чтобы свести разность между входными напряжениями к нулю (это будет объяснено в следующем разделе).
2. Ток во входах ОУ равен нулю.

Неинвертирующий усилитель

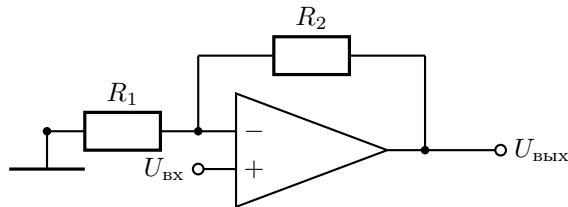


Рис. 7.2: Неинвертирующий усилитель

На входах ОУ:

$$U_+ = U_{\text{ВХ}};$$

$$U_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{\text{ВЫХ}} = \beta U_{\text{ВЫХ}}. \quad (\text{делитель напряжения})$$

Подставим в формулу $U_{\text{ВЫХ}} = A(U_+ - U_-)$:

$$\begin{aligned} U_{\text{ВЫХ}} &= A(U_{\text{ВХ}} - \beta U_{\text{ВЫХ}}); \\ U_{\text{ВЫХ}}(1 + \beta A) &= A U_{\text{ВХ}}; \\ \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} &= \frac{A}{1 + \beta A}; \\ \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} &= \frac{1}{\frac{1}{A} + \beta}. \end{aligned}$$

При $A \rightarrow \infty$:

$$G_{\text{ни}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

Важным фактом является то, что коэффициент усиления по напряжению тоже определяется только сопротивлениями резисторов, а не коэффициентом усиления ОУ A (конечно же, при условии, что A достаточно велик, но это выполняется для всех ОУ). Таким образом, используя один и тот же ОУ можно построить усилитель с любым коэффициентом усиления по напряжению $G > 1$. Тем не менее, обычно $G < 1000$, иначе β становится маленькой и тогда наше приближение становится неверным: $\frac{1}{A}$ нельзя пренебречь по сравнению с β .

Посмотрим ещё раз на формулу (7.1). Если A действительно велико (или даже бесконечно), то для того, чтобы на выходе ОУ было конечное напряжение, разность между напряжениями на входе должна быть близка к нулю (при условии, что ОУ не в насыщении).

$$U_+ - U_- = 0 \quad \Longleftrightarrow \quad U_+ = U_-.$$

Важно: равенство потенциалов входов идеального ОУ (и близость потенциалов в реальном ОУ) не означает возможность физического соединения этих входов для уравнивания потенциалов. Малая разность потенциалов входов является результатом большого коэффициента усиления A и действия ООС.

Покажем наличие ООС в данной схеме. Пусть по какой-либо причине $U_+ \uparrow$ (возросло). Тогда и $U_{\text{вых}} = A(U_+ - U_-) \uparrow$. На делитель напряжения теперь подаётся большее напряжение, соответственно, на его выходе напряжение возрастёт: $U_- \uparrow$. Однако теперь $U_{\text{вых}} \downarrow$, так как оно определяется разностью входных напряжений.

При $R_1 = \infty$ и $R_2 = 0$ (рис. 7.3) коэффициент передачи $G = 1$. Так как входное сопротивление очень велико, а выходное мало, то такая конфигурация представляет собой хороший согласующий блок. Его разумно применять, например, в случае когда необходимо обеспечить высокое входное сопротивление схемы и его невозможно обеспечить другими более простыми способами (например, установкой резистора на входе).

Инвертирующий усилитель

Проводя размышления, аналогичные приведённым выше (про равенство потенциалов входов ОУ), получаем:

$$U_+ = U_- = 0.$$

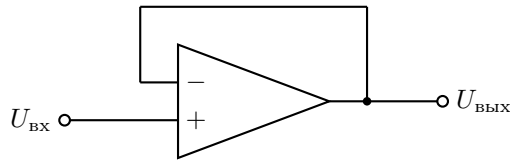


Рис. 7.3: Повторитель напряжения

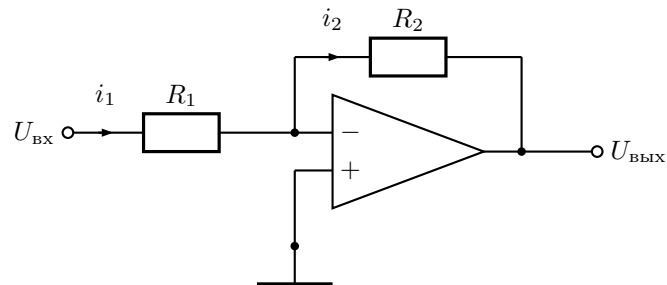


Рис. 7.4: Инвертирующий усилитель

Применяя закон Ома, находим ток i_1 :

$$i_1 = \frac{U_{\text{ВХ}} - U_-}{R_1} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R_1}.$$

Так как идеальный ОУ не потребляет ток, то весь потребляемый ток потечёт через цепь ОС: $i_2 = i_1$. Применяя закон Ома, находим напряжение на выходе:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_- - i_2 R_2 = 0 - \frac{U_{\text{ВХ}}}{R_1} R_2 = -U_{\text{ВХ}} \frac{R_2}{R_1}.$$

Отсюда:

$$G_{\text{и}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = -\frac{R_2}{R_1}.$$

Так как $G < 0$, то выходной сигнал будет инвертирован по отношению ко входному (отсюда название схемы).

В данной схеме получен аналогичный результат — подбирая сопротивления резисторов можно собрать усилитель с необходимым коэффициентом усиления $|G| > 0$.

Если ОУ считать идеальным, то входное сопротивление $R_{вх} = R_1$: это следует из того, что $U_- = 0$ (так называемое мнимое заземление; тем не менее физически эту точку заземлять нельзя). Так как обычно требуется обеспечить высокое входное сопротивление усилительного блока, то в этих случаях R_1 следует выбирать большим. Вместо R_1, R_2 можно использовать любые двухполюсные элементы, в том числе с комплексными ампередансами Z_1 и Z_2 , тогда коэффициент передачи ОУ:

$$k = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

Коэффициент передачи может быть меньше единицы.

Дифференциальный усилитель

Предыдущие схемы на ОУ усиливали непосредственно сигнал, поданный на вход. Сейчас поставим другую задачу: собрать усилитель, усиливающий разность двух входных сигналов (дифференциальный усилитель). Простейшее (и неприменимое на практике решение): ОУ уже является дифференциальным усилителем. Однако коэффициент усиления без ООС у него очень велик и точное значение его неизвестно. Нам же необходимо гибко и точно выбирать коэффициент усиления.

Начнём со следующего наблюдения: коэффициенты усиления инвертирующего и неинвертирующего включений имеют разные знаки. Если эти две схемы совместить, то по принципу линейности (а идеальный ОУ линеен) полученная схема будет на выходе выдавать сумму двух входных сигналов, каждый из которых умножен на свой коэффициент усиления (а так как $G_{ин} < 0$, то фактически на выходе будет разность):

$$\begin{aligned} U_{вых} &= G_{ни}U_+ + G_{и}U_- = \\ &= |G_{ни}|U_+ - |G_{и}|U_-. \end{aligned} \quad (7.2)$$

Для того чтобы усилитель полностью устранял синфазную составляющую и не искажал сигнал, требуется равенство коэффициентов усиления по обоим входам. Но в текущей схеме это невозможно, так как $|G_{ни}| \neq |G_{и}|$ для любых сопротивлений. Чтобы это исправить, можно ввести делитель напряжения на неинвертирующем входе (рис. 7.5).

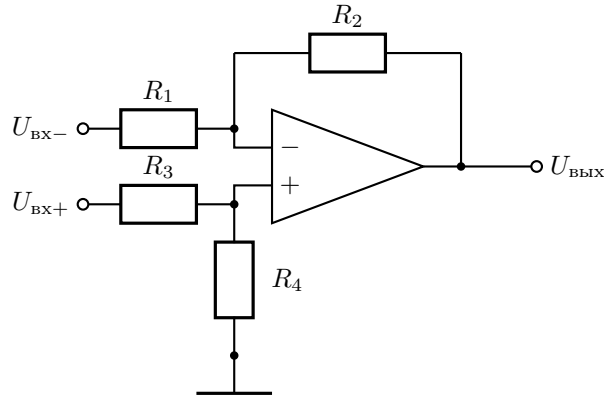


Рис. 7.5: Дифференциальный усилитель на ОУ

Рассчитаем напряжение на выходе этой схемы, пользуясь принципом суперпозиции. Сначала предположим, что действует только $U_{ВХ-}$, а $U_{ВХ+} = 0$ (заземлён). Полученная схема будет отличаться от схемы инвертирующего включения только резисторами R_3 и R_4 между неинвертирующим входом и землёй, что не никак влияет ни на входной сигнал, ни на коэффициент усиления. Таким образом, напряжение на выходе, созданное $U_{ВХ-}$ будет равно:

$$U_{ВЫХ-} = -\frac{R_2}{R_1} U_{ВХ-}.$$

Теперь будем считать наоборот, что действует $U_{ВХ+}$, а $U_{ВХ-} = 0$. Это неинвертирующее включение ОУ. На вход ОУ напряжение подаётся через делитель и равняется:

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} U_{ВХ+}.$$

Это изменение схемы никак не влияет на коэффициент усиления. Поэтому напряжение на выходе, созданное $U_{ВХ+}$ будет равно:

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

Для того, чтобы выполнялись требования, поставленные к дифференциальному усилителю (см. выше), коэффициенты усиления по обоим

входам должны быть равны по модулю:

$$\begin{aligned}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} &= \frac{R_2}{R_1}; \\ (R_1 + R_2) \frac{R_4}{R_3 + R_4} &= R_2; \\ \frac{R_4}{R_3 + R_4} &= \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \\ \frac{1}{\frac{R_3}{R_4} + 1} &= \frac{1}{\frac{R_1}{R_2} + 1}; \\ \frac{R_3}{R_4} &= \frac{R_1}{R_2}.\end{aligned}$$

Последнее выражение задаёт правило выбора номиналов резисторов R_3 и R_4 . Проще всего выбрать $R_3 = R_1$ и $R_4 = R_2$.

Суммарное напряжение на выходе:

$$\begin{aligned}U_{\text{вых}} &= U_{\text{вых}+} + U_{\text{вых}-} = \\ &= G_{\text{д}} U_{\text{вх}+} - G_{\text{д}} U_{\text{вх}-} = \\ &= G_{\text{д}} (U_{\text{вх}+} - U_{\text{вх}-}),\end{aligned}\tag{7.3}$$

где $G_{\text{д}}$ — коэффициент усиления дифференциального усилителя. Он равен коэффициентам усиления по входам (которые мы выбрали равными):

$$G_{\text{д}} = \frac{R_2}{R_1}.$$

Нужно упомянуть несколько важных фактов о входных сопротивлениях такого ДУ. Входные сопротивления относительно земли:

$$\begin{aligned}R_{\text{вх}-} &= R_1 + R_4; \\ R_{\text{вх}+} &= R_3 + R_4.\end{aligned}$$

Они оказываются не равны при $R_1 \neq R_3$.

Входное сопротивление относительно двух входов можно рассчитать, если принять во внимание равенство потенциалов входов ОУ:

$$R_{\text{вх}} = R_1 + R_3.$$

Так как чаще всего стараются сделать G_d большим, то R_1 (и, соответственно, R_3) выбирают маленькими. Таким образом в данной схеме нельзя обеспечить одновременно и высокий коэффициент усиления, и высокое входное сопротивление.

Решением этой проблемы будет установка повторителей напряжения на входах дифференциального усилителя. Действительно, введение такого буферного входного каскада обеспечит высокое входное сопротивление и позволит выбирать номиналы резисторов для ДУ в разумных пределах (не слишком большими). Для дальнейшего улучшения схемы можно отталкиваться от следующего размышления: раз уже используются два дополнительных ОУ, почему бы не использовать их усилительные свойства и применить конфигурацию неинвертирующего усилителя вместо повторителей напряжения? (В результате этих и некоторых других улучшений получим схему, известную под названием измерительный усилитель .)

7.3 Контрольные вопросы

1. Дайте определение ОУ.
2. Перечислите выводы, которые имеет ОУ.
3. Назовите свойства идеального ОУ.
4. Чем отличаются реальный ОУ от идеального ОУ?
5. Нарисуйте схему неинвертирующего усилителя.
6. Нарисуйте схему дифференциального усилителя на ОУ.
7. Чему равен коэффициент передачи ОУ?

Лабораторная работа 8

Транзисторные ключи

8.1 Задание

- Собрать схему биполярного аналогового ключа.
- Собрать схему МДП аналогового ключа.

Модели транзисторов выбирается в моделирующей программе по варианту $NPN[\text{mod}_{21}N_{6p} + 8]$ $MOSFET[\text{mod}_{21}(N_{6p} + 13)]$. Входным сигналом является синусоидальное напряжение частотой $f = 1000 \cdot N_{6p}$ Гц, амплитудой 10 В. Управляющим сигналом является прямоугольное импульсное напряжение частотой $100 \cdot N_{6p}$ и длительностью импульса 1 мс.

Перед началом эксперимента построить качественные (схематические) идеальные передаточные характеристики для обеих схем.

На экспериментальных схемах биполярного и МДП аналогового ключа:

- построить графики входного и выходного напряжения;
- построить график передаточной характеристики;

Сравните полученные характеристики для биполярного и МДП ключей.

8.1.1 Схемы включения

Лабораторная работа 9

Генераторы

9.1 Задание

- Рассчитать и собрать схему однотранзисторного генератора ёмкостной трехточки на основе биполярного усилительного каскада с Н-смещением.
- Рассчитать и собрать схему генератора на основе операционного усилителя.

Модели транзисторов выбирается в моделирующей программе по вари-

анту $NPN[\text{mod}_{21}(N_{6p} + 11)]$ Частота генерации $F = 5 \cdot 10^4 \cdot \frac{N_{6p}}{\text{mod}_5(N_{7p})}$ Гц. Напряжение питания $E = 5 \cdot \text{mod}_5(N_{7p})$ В. Положение рабочей точки — половина напряжения питания.

Величины переходных емкостей должны обеспечить частоту среза АЧХ больше частоты генерации. Величина емкости фильтра в эмиттерной цепи должна обеспечить частоту среза АЧХ меньше частоты генерации.

Для схемы на основе операционного усилителя четные бригады выполняют генератор на основе моста Вина, нечетные — на основе фазовращающей обратной связи. Величины элементов цепи обратной связи выбираются произвольно, но эквивалентное сопротивление нагрузки не должно превышать выходное сопротивление операционного усилителя.

Перед началом эксперимента:

- рассчитать параметры схемных элементов для однотранзисторно-

го генератора ёмкостной трехточки ;

- выбрать и обосновать выбор параметров схемных элементов для генератора на основе ОУ.

На экспериментальных схемах одностранзисторного генератора на основе биполярного усилительного каскада с Н-смещением и генератора на основе операционного усилителя:

- построить график выходного напряжения, убедиться в самопроизвольном возникновении колебаний;
- построить график амплитудно- и фазо-частотной характеристики;
- построить график зависимости частоты генератора от начального положения рабочей точки.

Исследование зависимости частоты генератора от начального положения рабочей точки следует проводить путем изменения в пределах $\pm 20\%$ коллекторного сопротивления для одностранзисторного генератора или сопротивления обратной связи для генератора на основе ОУ.

9.1.1 Схемы включения

Лабораторная работа 10

Мультивибраторы

10.1 Задание

Рассчитать и собрать схемы:

- астабильного мультивибратора;
- моностабильного мультивибратора.

Параметры схем:

Частота астабильного мультивибратора	$f = 2000 \cdot \frac{(N_{\text{гп}} \bmod 5) + 1}{N_{\text{бп}}}$
Длительность импульса моностабильного мультивибратора	$T = 10^{-4} \cdot \frac{(N_{\text{гп}} \bmod 5) + 1}{N_{\text{бп}}}$

Модели ОУ и диодов выбираются студентом самостоятельно.

Для астабильного мультивибратора:

- построить график выходного напряжения, убедиться в наличии автоколебательной генерации. График построить так, чтобы был хорошо виден переходной процесс, происходящий до первого полного колебания;
- по графику измерить период колебаний.

Для моностабильного мультивибратора:

- подать на вход прямоугольные импульсы напряжения;
- построить графики входного и выходного напряжения;
- построить график напряжения на конденсаторе C_1 ;
- по графикам измерить длительность выходного импульса и время восстановления;

- повторить построение для температурного диапазона $-10 \leq T \leq 60$ с шагом 10°C .

10.2 Мультивибратор

Мультивибратор — релаксационный генератор прямоугольных электрических колебаний. Название мультивибратор связано с наличием в выходном прямоугольном сигнале многих гармоник (в противоположность синусоидальным сигналам с одной гармоникой). Прилагательное релаксационный связано с тем, что в основу работы схемы положен процесс зарядки-разрядки конденсатора.

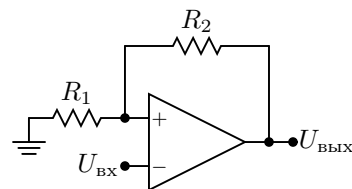
Мультивибраторы делят на три группы:

- *бистабильные* имеют два стабильных состояния. Переключаются из между двумя состояниями специальным входным сигналом. При отсутствии внешнего воздействия могут оставаться любым из этих состояний бесконечно долго. Также известны как триггеры.
- *моностабильные* (или одновибраторы, или ждущие мультивибраторы) имеют одно стабильное состояние. Их можно временно вывести из стабильного состояния специальным входным сигналом. Через заданное время после входного воздействия возвращаются в стабильное состояние.
- *астабильные* (или автоколебательные) не имеют стабильных состояний. Переключаются из одного состояния в другое через заданные промежутки времени.

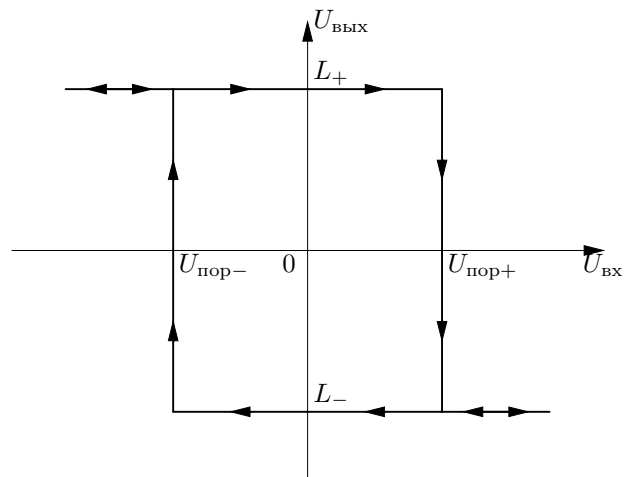
Существует множество реализаций мультивибраторов. В данной лабораторной работе будут рассмотрены реализации на основе ОУ как наиболее простые для понимания и анализа. Все рассмотренные ниже схемы используют положительную обратную связь, поэтому к ним неприменимо правило про равенство напряжений на входах ОУ (оно верно только для схем с ООС).

10.2.1 Бистабильный мультивибратор

Бистабильный мультивибратор (рис. 10.1, *a*) имеет два стабильных состояния. Он может находиться в любом из этих состояний бесконечно долго, до тех пор, пока на него не будет оказано внешнее воздействие, которое переведёт его в другое состояние.



а) бистабильный мультивибратор



б) VAX

Рис. 10.1: Бистабильный мультивибратор и его VAX

Положительная ОС и работа схемы сразу после включения

Первое, на что следует обратить внимание — использование положительной обратной связи. Покажем её наличие.

Пусть $U_{\text{вх}} = 0$ (заземлено). На первый взгляд кажется что дифференциальное напряжение $U_{\text{дифф}} = U_+ - U_-$ на входе ОУ равно 0 и соответственно $U_{\text{вых}} = 0$. Это действительно было бы так если бы схема состояла только из идеальных элементов. Тем не менее, из-за электрических наводок в проводниках, дрейфа нуля, неидеальности ОУ и других причин на входе ОУ появляется очень маленькое, но всё же ненулевое дифференциальное напряжение. Предположим, что оно положительное. Тогда на выходе ОУ тоже будет положительное напряжение, но гораздо большее входного. Через делитель напряжения (R_1, R_2) на неинвертирующий вход подаётся его часть:

$$U_+ = \beta U_{\text{вых}},$$

где β — коэффициент делителя напряжения:

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Пусть A — коэффициент усиления ОУ (без обратной связи). Если $A\beta > 1$, то на входе ОУ появляется ещё большее положительное напряжение, чем появилось изначально из-за наводок. И это увеличение входного напряжения снова вызовет увеличение выходного. Этот процесс будет повторяться до тех пор, пока ОУ не перейдёт в режим положительного насыщения (то есть, когда дифференциальное напряжение на входе будет настолько велико, что напряжение на выходе будет ограничено положительным напряжением питания). Налицо наличие положительной обратной связи. После окончания этого переходного процесса напряжение на выходе ОУ будет равно некоторому L_+ (обычно немного меньше положительного питания ОУ).

Если мы предположим, что изначально из-за наводок появится отрицательное дифференциальное напряжение, то ОУ перейдёт в режим отрицательного насыщения. Напряжение на выходе ОУ будет равно некоторому L_- (обычно немного больше отрицательного питания ОУ).

Переключение схемы в противоположное состояние

Возникает вопрос, как перевести эту схему из одного стабильного состояния в другое. Пусть ОУ в положительном насыщении. Тогда на его неинвертирующем входе $U_+ = \beta L_+$. Чтобы вывести ОУ из положительного насыщения необходимо чтобы входной дифференциальный сигнал стал меньше нуля:

$$U_{\text{вх}} = U_+ - U_- < 0 \iff U_- > U_+.$$

Значит, для переключения в состояние отрицательного насыщения нужно подать на инвертирующий вход напряжение большее, чем пороговое напряжение $U_{\text{пор}+} = \beta L_+$. Как только это будет выполнено, схема начнёт переключение в новое состояние. Заметим, что не требуется присутствие на входе порогового напряжения на протяжении всего переходного процесса переключения. Достаточно короткого импульса, который запустит процесс переключения.

Из аналогичных рассуждений, для переключения ОУ из отрицательного насыщения в положительное на вход необходимо подать напряжение, меньшее, чем пороговое $U_{\text{пор}-} = \beta L_-$.

ВАХ

Из приведённого выше анализа следует ВАХ схемы (рис. 10.1, б). Две ветви на этом графике следует интерпретировать как два состояния

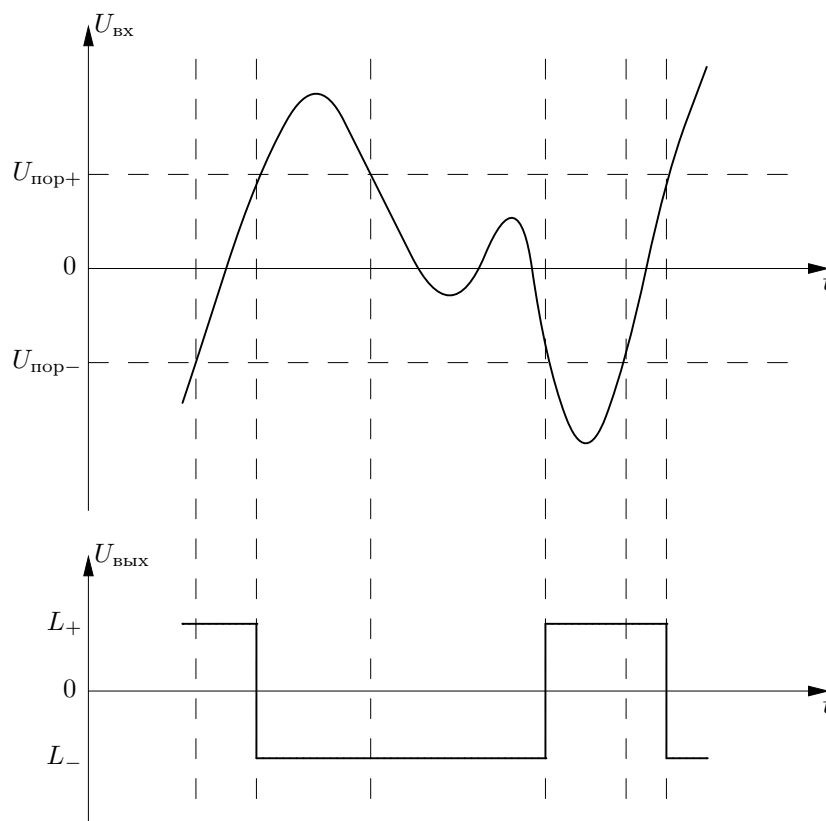


Рис. 10.2: Переходные процессы в бистабильном мультивибраторе

схемы. Стрелки на графике показывают такое направление изменения входного напряжения, которое приводит к переключению в противоположное состояние.

На графиках (рис. 10.2) наглядно показана реакция схемы на входной сигнал. Важно запомнить: бистабильный мультивибратор меняет состояние только тогда, когда входное напряжение меньше нижнего порога или больше верхнего (а не когда входное напряжение просто становится равным любому пороговому).

10.2.2 Астабильный мультивибратор

Задача: генерировать колебания прямоугольной формы.

Идея этой схемы состоит в том, чтобы заставить бистабильный мультивибратор переключаться между двумя своими состояниями. Кроме этого, между переключениями необходимо обеспечить задержку.

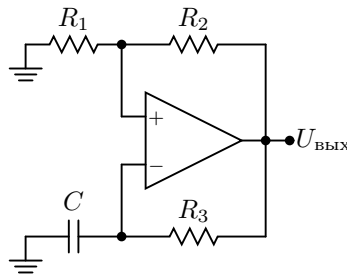


Рис. 10.3: Астабильный мультивибратор

Для этого к выходу бистабильного мультивибратора подключена RC цепочка, у которой напряжение на конденсаторе подано на вход ОУ (рис. 10.3). Предположим, что ОУ изначально вышел в положительное насыщение, тогда $U_{\text{вых}} = L_+$. Конденсатор начнёт заряжаться до этой величины по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau = R_3 C$. Напряжение на конденсаторе равно напряжению на инвертирующем входе, поэтому оно тоже будет увеличиваться. Когда оно достигнет порогового напряжения $U_{\text{пор}+} = \beta L_+$, входное дифференциальное напряжение ОУ станет отрицательным и ОУ переключится в состояние отрицательного насыщения. Теперь на выходе ОУ напряжение L_- и конденсатор начнёт разряжаться до этого напряжения. Когда он разрядится до порогового напряжения $U_{\text{пор}-} = \beta L_-$, ОУ снова переключится в положительное насыщение. Этот цикл повторяется бесконечно.

Этот процесс продемонстрирован на графике рис. 10.4. Точками показано напряжение на конденсаторе в случае если бы ОУ не переключался в противоположное состояние. Это сделано чтобы подчеркнуть, что конденсатор стремится зарядиться до L_+ или L_- , но никогда не достигает этих напряжений.

Найдём период колебаний T . Как известно из лабораторной работы 1, напряжение на конденсаторе в RC цепочке изменяется по такому

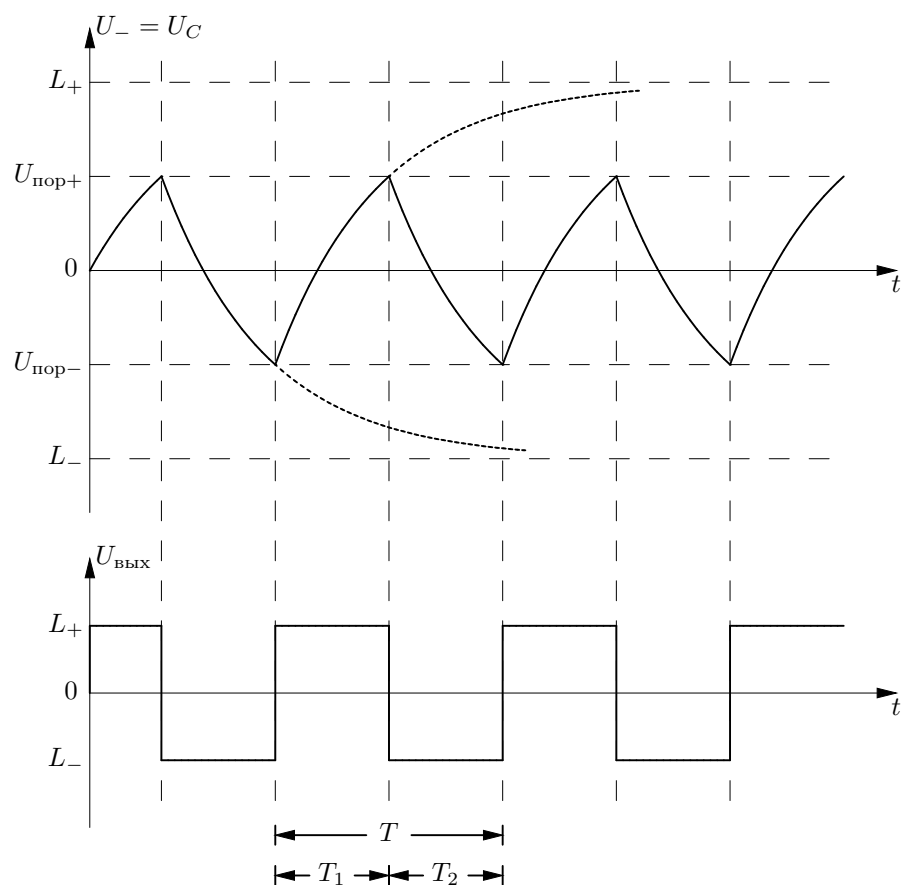


Рис. 10.4: Переходные процессы в астабильном мультивибраторе

закону:

$$u_C(t) = E + (U_{C0} - E)e^{-t/\tau}.$$

Подставляя конкретные величины для U_{C0} и E для случая зарядки, получим:

$$u_C(t) = L_+ + (U_{\text{пор}-} - L_+)e^{-t/\tau}.$$

Время зарядки T_1 определим, подставив $u_C(t) = U_{\text{пор}+} = \beta L_+$:

$$\begin{aligned}\beta L_+ &= L_+ + (\beta L_- - L_+)e^{-T_1/\tau}; \\ T_1 &= \tau \ln \frac{1 - \beta(L_-/L_+)}{1 - \beta}.\end{aligned}$$

Аналогично находим время разрядки T_2 :

$$\begin{aligned}\beta L_- &= L_- + (\beta L_+ - L_-)e^{-T_2/\tau}; \\ T_2 &= \tau \ln \frac{1 - \beta(L_+/L_-)}{1 - \beta}.\end{aligned}$$

Отсюда можно найти полный период колебаний $T = T_1 + T_2$. Часто питание ОУ симметрично, а значит $L_- = -L_+$ и тогда $T_1 = T_2$. В этом случае полный период равен:

$$T = 2\tau \ln \frac{1 + \beta}{1 - \beta} = 2R_3 C \ln \left(1 + 2\frac{R_1}{R_2} \right). \quad (10.1)$$

Если $R_1 = R_2$, то $\beta = 0.5$ и (10.1) упрощается:

$$T \approx 2.197\tau \quad \Longleftrightarrow \quad f = \frac{1}{T} \approx \frac{0.4551}{\tau}.$$

Пользуясь формулой (10.1) можно найти необходимый коэффициент β делителя напряжения при известной постоянной времени τ :

$$\beta = \frac{e^{T/2\tau} - 1}{e^{T/2\tau} + 1}.$$

Выбор параметров элементов схемы

Как видно из проведённого анализа, одной частоте колебаний отвечает бесконечно число наборов параметров элементов. Изменяя только один из параметров τ или β (при фиксированном другом параметре) можно достичь заданной частоты. Из этого факта можно сделать некоторые выводы.

Во-первых, для реализации мультивибратора с переменной частотой колебаний достаточно установить переменный конденсатор C или переменный резистор R_3 . Это удобно так как зависимости $T(C)$ и $T(R_3)$ линейны. В принципе можно изменять частоту и делителем напряжения, но зависимость $T(\beta)$ нелинейна.

Во-вторых, если проектируемый мультивибратор должен иметь постоянную (т. е., не настраиваемую) частоту колебаний, то мы можем выбрать параметры τ и β так, чтобы характеристики схемы были лучше. Из рис. 10.4 видно, что при увеличении $U_{\text{пор}+} = \beta L_+$ скорость зарядки конденсатора в момент переключения схемы уменьшается (т. е., график напряжения на конденсаторе становится менее крутым). В таком случае малые помехи, наведённые на это напряжение могут заставить схему переключиться раньше или позже, чем нужно. В случае когда скорость зарядки конденсатора высока в момент переключения, то нарушить работу схемы могут только (относительно) большие помехи.

Из этого следует, что для обеспечения стабильной частоты переключений (а значит, и частоты импульсов в выходном напряжении) необходимо выбирать не слишком большую β . Например, $\beta = 0.5$ является хорошим выбором.

Кроме того, важным параметром является быстродействие ОУ. Чем больше скорость нарастания выходного напряжения тем меньше времени в выходном сигнале занимают переходы между двумя уровнями сигнала.

Формулы для периода дают только постоянную времени τ , а не конкретные значения C и R_3 . Если выбрать слишком большой конденсатор, то он просто не сможет получить достаточно тока для зарядки. Проблема в том, что конденсатор выступает нагрузкой на выход ОУ, а ОУ часто бывают не рассчитаны на высокий выходной ток. Вряд ли стоит рассчитывать на выходной ток ОУ более 25 мА. Тем не менее, существуют специальные модели ОУ, которые предназначены для выдачи больших токов порядка 200 мА.

На рис. 10.5 показаны графики напряжений в случае когда конденсатор не успевает быстро зарядиться. Явно видно, что напряжение на конденсаторе возрастает линейно. А это значит, что он заряжается постоянным током (в то время как выход ОУ должен вести себя как идеальный источник напряжения). Очевидно, что ОУ работает в режиме на пределе своих возможностей и поэтому изменяются другие важные его параметры. Например, скорость нарастания выходного сигнала становится очень небольшой и поэтому ОУ не достигает насыщения быстро, как на графике рис. 10.4.

Попробуем оценить максимальную допустимую ёмкость конденсатора. Пусть максимальный выходной ток $i_{\text{вых max}} = 12$ мА, пороговое напряжение $U_{\text{пор}+} = U_{\text{пор}-} = 7.5$ В, частота $f = 10$ кГц. Тогда за один полупериод конденсатор должен накопить заряд $q = C \cdot 2U_{\text{пор}+}$. Этот

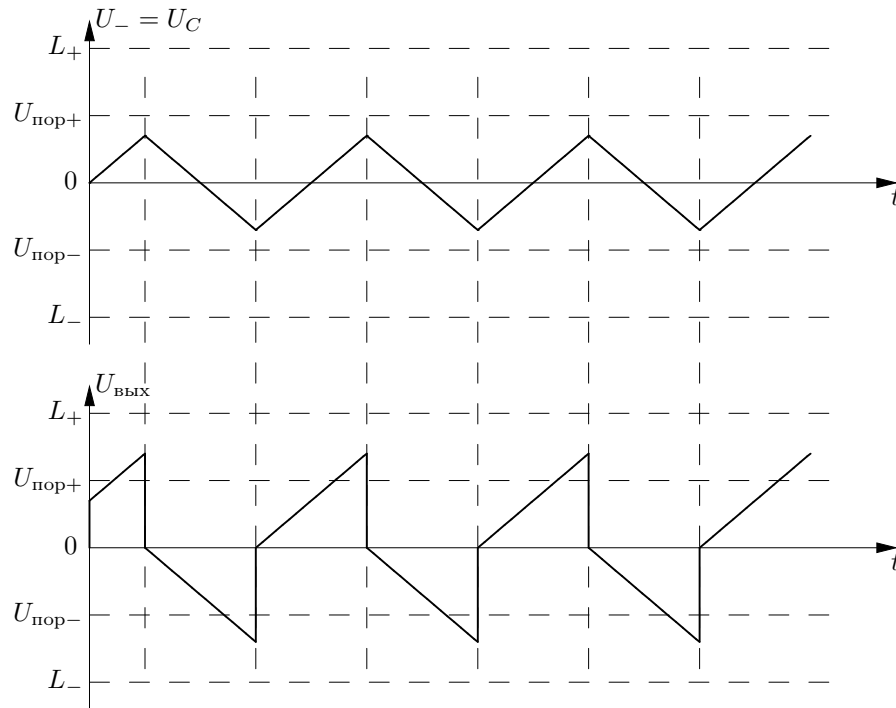


Рис. 10.5: Переходные процессы в астабильном мультивибраторе при использовании слишком большого конденсатора C

заряд накапливается током $i_{\text{вых max}}$ за время $T/2$:

$$\frac{T}{2} i_{\text{вых max}} = C \cdot 2U_{\text{пор+}};$$

$$C = \frac{i_{\text{вых max}}}{4fU_{\text{пор+}}} = 20 \text{ нФ}$$

10.2.3 Моностабильный мультивибратор

Задача: выдавать один импульс заданной длительности в ответ на пусковой входной сигнал. При этом характеристики выходного импульса не должны зависеть от характеристик входного.

Применяют эту схему для создания задержки заданной длительно-

сти. Это удобно, так как задний фронт выходного импульса будет выдан через заданное время после получения пускового сигнала.

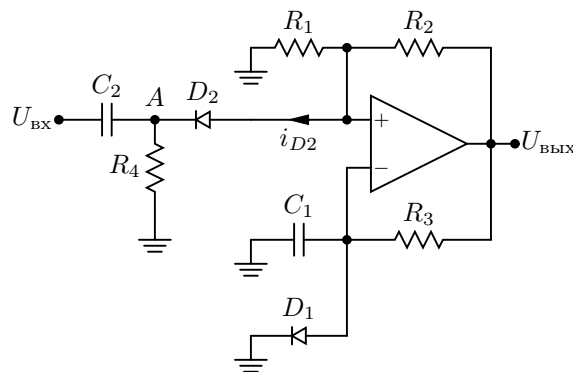


Рис. 10.6: Моностабильный мультивибратор

Простой анализ

Ключом к анализу схемы на рис. 10.6 будет следующее наблюдение: эта схема представляет собой астабильный мультивибратор с дополнительными элементами. В общем переходные процессы в ней протекают точно так же, но присутствует механизм запуска их извне. А именно, к конденсатору C_1 параллельно подключён диод D_1 . Он ограничивает максимальное напряжение на конденсаторе C_1 напряжением на диоде, то есть, приблизительно 0.7 В. Идея в том, чтобы не позволить напряжению на конденсаторе достичь порогового напряжения и тем самым избежать переключения ОУ в отрицательное насыщение. Кроме этого, к неинвертирующему входу ОУ подключена пусковая схема, состоящая из дифференцирующей цепочки R_4C_2 и соединительного диода D_2 .

Стабильное состояние

Сразу после включения ОУ переходит в положительное насыщение. Это состояние стабильно. Покажем это. На выходе ОУ напряжение U_{+} . Так как диод D_1 смещён в прямом направлении (напряжение на его аноде, очевидно, выше напряжения на катоде, который подключён к земле), то он проводит ток и напряжение на нём приблизительно $U_{D1max} = 0.7$ В. Напряжение на инвертирующем входе определяется

напряжением на диоде $U_- = U_{D1max}$. Конденсатор C_1 заряжается до этого напряжения.

Диод D_2 смещён в прямом направлении (так как напряжение на его на аноде положительно задаётся делителем напряжения (R_1, R_2) , а катод подключён через R_4 к земле). Если $U_{вх} = \text{const}$, то ток через C_2 не течёт. Таким образом, весь ток через диод течёт и через R_4 . Если выбрать $R_4 \gg R_1$, то i_{D2} будет очень маленьким по сравнению с током через R_1 . Тогда можно пренебречь i_{D2} и считать, что напряжение на неинвертирующем входе ОУ полностью определяется делителем напряжения (R_1, R_2) , то есть $U_+ = \beta L_+$.

Если обеспечить $U_+ > U_-$, то есть, $\beta L_+ > 0.7$, то состояние стабильно, так как нет условий для переключения.

Реакция на пусковой сигнал

Подадим на вход прямоугольный скачок напряжения вниз до 0 В (рис. 10.7). Через C_2 он будет подан на катод диода D_2 . Таким образом диод окажется подключён между землёй и неинвертирующим входом, на котором положительное напряжение. Диод начинает проводить ток, его сопротивление падает. Если напряжение на неинвертирующем входе упадёт ниже напряжения на инвертирующем входе (а там 0.7 В), то ОУ начнёт переключение в отрицательное насыщение. Теперь на выходе ОУ отрицательное напряжение L_- и диод D_1 будет закрыт. Конденсатор C_1 будет разряжаться до L_- с постоянной времени $R_3 C_1$. В этом состоянии схема будет находиться некоторое время, выдавая импульс. Накопленный заряд на C_1 определяет длительность импульса.

Схема переключится в положительное насыщение когда напряжение на инвертирующем входе упадёт до порогового βL_- . Тогда ОУ перейдёт в положительное насыщение и C_1 будет заряжаться до напряжения на D_1 .

Сразу после переключения задний фронт импульса выходного напряжения выдан, но на C_1 нет необходимого заряда. Время от заднего фронта импульса до полной зарядки конденсатора C_1 называется **временем восстановления** T_v . Если в это время будет получен пусковой сигнал, схема может на него или не отреагировать вообще, или выдать импульс длительностью меньше заданной.

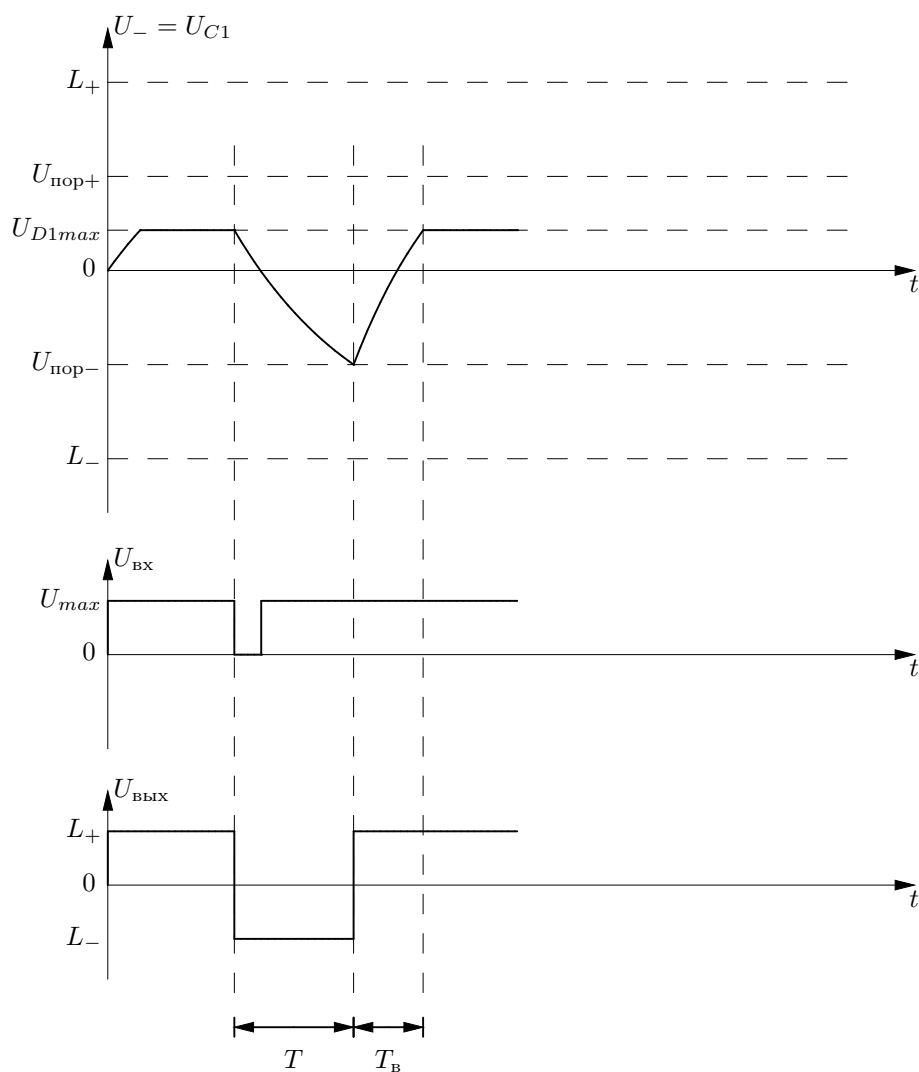


Рис. 10.7: Переходные процессы в моностабильном мультивибраторе (графики в разном масштабе по оси ординат)

Формальный анализ

Длительность выходного импульса T равна времени разрядки конденсатора C_1 от U_{D1max} до βL_- . Постоянная времени в этом случае

$$\tau = R_3 C_1.$$

$$\begin{aligned} u_C(t) &= E + (U_{C0} - E)e^{-t/\tau}; \\ \beta L_- &= L_- + (U_{D1max} - L_-)e^{-T/\tau}; \\ T &= \tau \ln \left(\frac{U_{D1max} - L_-}{(\beta - 1)L_-} \right). \end{aligned}$$

Если $U_{D1max} \ll L_-$, то можно использовать следующее приближение:

$$T = \tau \ln \left(\frac{1}{\beta - 1} \right).$$

Выбор параметров элементов схемы

Все замечания, относящиеся к астабильному мультивибратору, применимы и к этой схеме. В том числе замечание про зарядку C_1 .

Аналогичная ситуация с конденсатором C_2 . Если он будет слишком большой, то будет слишком медленно заряжаться (медленнее C_1), и мультивибратор может выдать несколько импульсов подряд, так как напряжения на входах ОУ будут определяться именно напряжениями на конденсаторах.

Обратный ток обоих диода D_2 должен быть очень мал, так как D_2 предназначен только для запуска процесса переключения, а в остальное время (при обратном смещении) должен иметь как можно большее сопротивление, чтобы отключать пусковую схему от ОУ.

Амплитуда входного напряжения $U_{вх\ max}$ должна быть немного выше напряжения узла A схемы.

10.3 Контрольные вопросы

1. Дайте определение понятию “мультивибратор”.
2. Назовите виды мультивибраторов.
3. Дайте определение понятию “бистабильный мультивибратор”.
4. Дайте определение понятию “астабильный мультивибратор”.
5. Дайте определение понятию “моностабильный мультивибратор”.
6. Нарисуйте ВАХ бистабильного мультивибратора.

7. Дайте сравнительную характеристику астабильного и моностабильного мультивибраторов.

Лабораторная работа 11

Коммутатор сигналов

11.1 Задание

Построить схему функционального узла, реализующего последовательную во времени коммутацию на общую нагрузку R_n выходных сигналов синусоидальных источников с частотами f_1 и f_2 . Внутреннее сопротивление источников R_1 и R_2 . Коммутацией управляет импульсный генератор с частотой следования импульсов f_3 , длительность которых $T_{\text{и}}$. Суммарная точность реализации операции 0.1%. Элементная база — операционные усилители и аналоговые переключатели. Амплитуда синусоидального входного сигнала — 1 В. Величина уровня постоянной составляющей $U_0 = \frac{5}{\text{mod}_5(N_{\text{гп}}) + 1}$. Сопротивление нагрузки

$R_n = 100 \cdot \frac{\text{mod}_5(N_{\text{гп}})}{N_{\text{бп}}}$ Ом. Частоты входных сигналов $f_1 = 1 \cdot 10^{6 \cdot \text{mod}_5(N_{\text{гп}})}$

и $f_2 = 1 \cdot 10^{7 \cdot \text{mod}_5(N_{\text{гп}})}$. Частота управляющих импульсов $f_3 = 100 \cdot N_{\text{бп}}$.

Внутренние сопротивления источников $R_1 = \frac{1000}{\text{mod}_5(N_{\text{гп}}) + 1}$ и $R_2 =$

$\frac{5000}{N_{\text{бп}}}$. Длительность управляющих импульсов $T_{\text{и}} = 1 \cdot 10^{-3 \frac{\text{mod}_5(N_{\text{гп}})}{N_{\text{бп}}}}$.

Типы транзисторов и операционных усилителей выбираются самостоятельно. Выбор должен быть обоснован.

На экспериментальной схеме продемонстрировать графически (графики входного и выходного напряжения) коммутацию сигналов. Оце-

нить источники и составляющие суммарной погрешности функционального узла.

11.1.1 Схемы включения

Лабораторная работа 12

Источник питания, выпрямитель

12.1 Задание

Рассчитать и собрать схему выпрямитель - фильтр - нагрузка, используя двуполупериодный выпрямитель. Элементы схемы выбираются самостоятельно. Выбор должен быть обоснован. Величина сопротивления нагрузки $10 \cdot N_{бр}$ Ом. Частота промышленной сети 50 Гц. Величина пульсаций 5% от величины входного напряжения.

Перед началом эксперимента рассчитать схему параметрического стабилизатора напряжения. Транзистор выбрать и настроить учитывая β и допустимый ток коллектора. Рассчитать и собрать схему простейшего источника питания. Определить величину пульсаций.

На экспериментальной схеме параметрического стабилизатора напряжения:

- построить графики входного и выходного напряжения;
- определить величину пульсаций выходного напряжения;
- повторить построение графиков, изменяя величину сопротивления нагрузки в 2 и 4 раза как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения.

12.1.1 Схемы включения

Лабораторная работа 13

Компенсационные стабилизаторы

13.1 Задание

- Рассчитать и собрать схему простейшего компенсационного стабилизатора.
- Рассчитать и собрать схему компенсационного стабилизатора на основе операционного усилителя.

Регулирующий транзистор, операционный усилитель и другие схемные элементы выбираются самостоятельно. Выбор должен быть обоснован. Величина сопротивления нагрузки $10 \cdot N_{бр}$ Ом. Частота промышленной сети 50 Гц. Величина пульсаций 5% от величины входного напряжения.

Перед началом эксперимента провести следующие расчеты:

- провести расчет схемы простейшего компенсационного стабилизатора;
- провести расчет схемы компенсационного стабилизатора на основе операционного усилителя.

На экспериментальных схемах простейшего компенсационного стабилизатора и стабилизатора на основе операционного усилителя:

- построить графики входного и выходного напряжения, определить величину пульсаций;
- определить коэффициент стабилизации;
- определить величину пульсаций и коэффициент стабилизации при

- увеличении входного напряжения на 20%;
- определить величину пульсаций и коэффициент стабилизации при изменении сопротивления нагрузки в 2 раза в обе стороны.

13.1.1 Схемы включения

Учебное издание

Бролинский Сергей Михайлович
Виноградов Юрий Николаевич
Грибенко Дмитрий Вячеславович
Зиненко Александр Иванович

Лабораторный практикум по компьютерной электронике

Подписано в печать TODO TODO. Формат $60 \times 84/16$.
Бумага офсетная. Печать офсетная.
Гарнитура Computer Modern.
Усл. печ. л. TODO. Тираж TODO.
Свёрстано в системе L^AT_EX.
