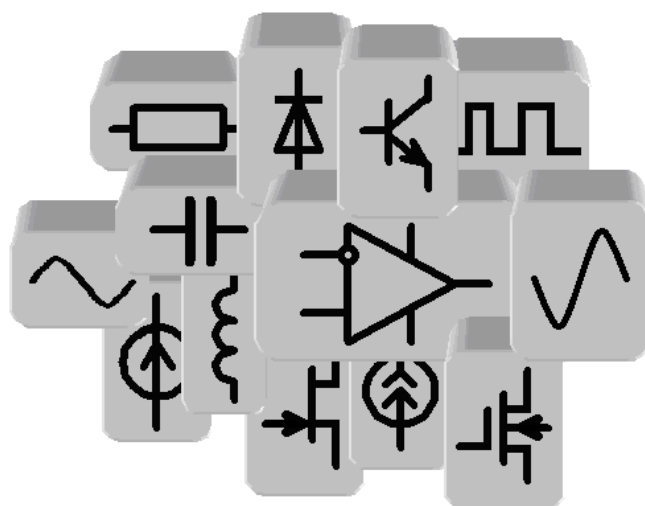


Руководство пользователя

Программа схемотехнического моделирования аналоговых цепей uSpiceA



**Москва
NSK
2017**

Аннотация

В руководстве пользователя приведено описание программы схемотехнического моделирования аналоговых цепей uSpiceA, использующей текстовое описание схем на основе стандартного SPICE-языка.

Даны примеры и задания на моделирование типовых электрических цепей и электронных устройств.

Оглавление

1. Предисловие.....	5
2. Структура программ моделирования	6
3. Программа uSpiceA	8
3.1. Интерфейс программы	8
3.2. Описание схемы	9
3.2.1. Заголовок	11
3.2.2. Комментарии	11
3.2.3. Резисторы.....	11
3.2.4. Конденсаторы.....	11
3.2.5. Катушки индуктивности	12
3.2.6. Независимый источник напряжения	12
3.2.7. Независимый источник тока.....	12
3.2.8. Источники сложных сигналов.....	13
3.2.9. Диод.....	15
3.2.10. Биполярный транзистор	16
3.2.11. Полевой транзистор с управляющим <i>p-n</i> -переходом	19
3.2.12. МДП-транзистор	19
3.2.13. Длинная линия без потерь	21
3.2.14. Длинная линия с потерями	21
3.2.15. Директива .MODEL	22
3.2.16. Запись .END.....	23
3.3. Анализ схем	23
3.3.1. Расчет рабочей точки	23
3.3.2. Многовариантный расчет на постоянном токе.....	23
3.3.3. Переходные процессы	24
3.3.4. Частотные характеристики	25
3.4. Вывод и анализ результатов расчета.....	26
3.5. Примеры	30
3.5.1. Расчет резистивной цепи с источниками постоянного тока и постоянного напряжения в режиме ОР.....	30
3.5.2. Расчет цепи с реактивными элементами при воздействии гармонического напряжения в режиме АС.....	33
3.5.3. Расчет нагруженной длинной линии с малыми потерями в режиме Tran.....	35
3.5.4. Расчет искажений прямоугольного импульса в <i>RC</i> -цепочке	36

3.5.5. Расчет характеристик диода в режиме DC с одним изменяемым параметром	38
3.5.6. Расчет характеристик и параметров транзистора в режиме DC с двумя изменяемыми параметрами	42
3.5.7. Расчет резистивного усилителя на биполярном транзисторе	46
3.5.8. Расчет резистивного усилителя на МДП- транзисторе.....	49
3.5.9. Расчет резонансного усилителя на биполярном транзисторе	53
3.5.10. Расчет усилителя на операционном усилителе	55
3.5.11. Расчет умножителя частоты на биполярном транзисторе.....	58
3.5.12. Расчет RC-автогенератора на операционном усилителе	61
4. Задания на моделирование	64
4.1. Уравнения элементов и уравнения соединений	64
4.2. Метод комплексных амплитуд.....	66
4.3. Анализ сложных цепей.....	67
4.4. Частотные характеристики фильтров	68
4.5. Процессы в длинных линиях.....	69
4.6. Метод интеграла Фурье	70
4.7. Параметры и характеристики диодов	71
4.8. Параметры и характеристики биполярных транзисторов	74
4.9. Резистивный усилитель на биполярном транзисторе.....	77
4.10. Резистивный усилитель на полевом транзисторе.....	79
4.11. Резонансный усилитель на биполярном транзисторе	80
4.12. Усилитель на операционном усилителе.....	83
4.13. Умножение частоты.....	85
4.14. Автогенератор на операционном усилителе	87
Приложение. Кратные и дольные приставки	90
Литература	91

1. Предисловие

Схемотехническое моделирование в радиоэлектронике позволяет проанализировать сложные взаимосвязи между различными элементами электронных устройств и систем, использовать разнообразную элементную базу, уменьшить затраты на создание лабораторных макетов или лабораторных стендов.

Программы машинного моделирования знакомят пользователей (студентов, аспирантов, инженеров и т. д.) с современными методами проектирования радиоэлектронной аппаратуры, развивают умения и навыки исследовательской работы, интенсифицируют индивидуальную работу.

Имеется много книг, посвященных программам схемотехнического моделирования [1-12], используемым в радиоэлектронике. В этих книгах содержится большое количество примеров использования моделирующих программ, описаны результаты моделирования большого числа схем с использованием разнообразных радиоэлементов.

Основная цель написания данного руководства заключается в том, чтобы помочь пользователю освоить текстовое описание схем с помощью Spice-языка параллельно с изучением основных явлений и процессов, протекающие в электронных цепях и устройствах. В руководстве используются формулы, рисунки, таблицы и т. п. из работы [6] (с разрешения авторов).

Все задания в руководстве являются многовариантными, что позволяет каждому пользователю самостоятельно выполнять индивидуальное задание и познакомиться с различными цепями, электронными устройствами и сигналами, используемыми в электронике. Как правило, в заданиях дается небольшая аналитическая задача, результаты решения которой сравниваются с машинными расчетами.

Задания содержат основную и дополнительную части. Дополнительные пункты задания помечены звездочками. Основная часть задания обязательна для выполнения. Дополнительные пункты задания используются для углубленной проработки учебного материала.

Рекомендуется использовать данное руководство вместе с учебным пособием [6], в котором изложены основы теории электрических цепей, электроники и схемотехники.

В пособии нумерация формул, рисунков и таблиц внутри каждой главы (раздела), а также внутри каждого параграфа заданий на моделирование начинается заново. При ссылке на формулу, рисунок или таблицу из другого параграфа или другой главы указываются соответствующие номера глав и параграфов.

2. Структура программ моделирования

Структурная схема типовой программы схемотехнического моделирования представлена на рис. 1. Кратко опишем основные части программы.

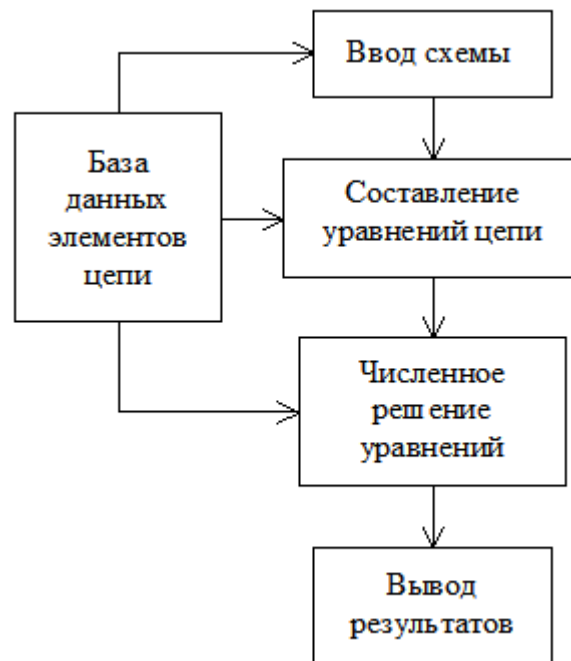


Рис. 1. Структурная схема программы машинного моделирования

База данных элементов цепи содержит сведения об используемых радиоэлементах — резисторах, конденсаторах, катушках индуктивности, диодах, транзисторах, микросхемах и т. д. Каждый элемент в базе данных представляется эквивалентной схемой и списком параметров. Как правило, чем сложнее элемент, тем больше параметров требуется для его описания. Базу радиоэлементов легко редактировать. В нее можно добавлять новые элементы, уточнять параметры существующих элементов, изменять описание элементов и т. д.

Ввод или описание схемы устройства в программе uSpiceA осуществляется с помощью текстового файла. Этот файл состоит из строк, содержащих перечень используемых элементов, номера узлов, к которым подключены элементы, записи с дополнительной информацией о типе элемента, его параметрах и т. п. Нумерация узлов схемы производится пользователем. Корпусу (заземлению) схемы присваивается номер 0. Текстовое описание схемы, составленное пользователем, затем используется при компьютерном моделировании устройства.

Составление уравнений цепи базируется на использовании уравнений элементов, уравнений соединений и методов узловых напряжений и контурных токов. Алгоритмы составления уравнений цепи относительно просты. Напри-

мер, процесс составления узловых уравнений цепи состоит из последовательного перебора всех узлов схемы (исключая узел, соединенный с корпусом) и учета проводимостей всех элементов, подключенных к этим узлам. Последовательный перебор элементов в контурах цепи позволяет получить контурные уравнения. Параметры элементов, необходимые для записи уравнений, запрашиваются из базы данных.

Решение уравнений цепи проводится с использованием численных методов. Для уменьшения вычислительных затрат уравнения решаются отдельно для разных видов сигналов. Наиболее часто используются расчет цепей на постоянном токе: режим Operating Point (OP) — режим рабочей точки и режим Direct Current (DC) — режим постоянного тока при вариации параметров источников. Расчет частотных характеристик проводится при малых гармонических воздействиях в режиме Alternative Current (AC). Часто анализируются переходные процессы в режиме Transient (Tran, Tr). В последнем случае токи и напряжения могут изменяться сложным образом. Их амплитуды могут достигать больших величин, при которых возникает нелинейный режим работы устройства. Для решения нелинейных уравнений из базы данных дополнительно запрашиваются нелинейные характеристики элементов.

Вывод результатов в современных программах машинного моделирования осуществляется в графическом (графики, диаграммы, рисунки и т. п.) и текстовом виде. Полученные данные можно вывести на экран монитора, на принтер или записать в файл.

В настоящее время используется большое число разнообразных программ машинного моделирования. Ниже будет рассмотрена программа схемотехнического моделирования аналоговых цепей uSpiceA. Для изучения основ радиоэлектроники достаточно использовать учебные версии программы, которые можно найти в интернет.

Программу uSpiceA удобно использовать на начальном этапе изучения электроники и схемотехника для анализа простейших электрических цепей. При этом осваивается ставшее стандартом текстовое Spice-описание схемы, приобретаются необходимые сведения о порядке проведения моделирования, об этапах машинного анализа.

Развитие программы uSpiceA — программу смешанного аналого-цифрового и радиочастотного схемотехнического анализа uSpice, можно использовать для освоения графического способа ввода схем и для выполнения более сложных заданий.

Для работы программы uSpiceA требуется операционная система Windows XP/Vista/7/8/8.1.

3. Программа uSpiceA

3.1. Интерфейс программы

Программа uSpiceA — это программа схемотехнического моделирования аналоговых цепей с текстовым вводом описания схемы. Главное окно программы uSpiceA (рис. 1) имеет интерфейс, соответствующий интерфейсу текстового редактора.

Меню команд находится в верхней части главного окна программы. Работа с программой, как правило, начинается с выбора пункта меню "Файл" и с загрузки из папки примеров (... \Sample) одного из файлов, с описанием схемы типового радиоэлектронного устройства. На рис. 1 виден текст загруженного файла, описывающий схему простейшего электрического фильтра (файл Zadanie_2.cir).

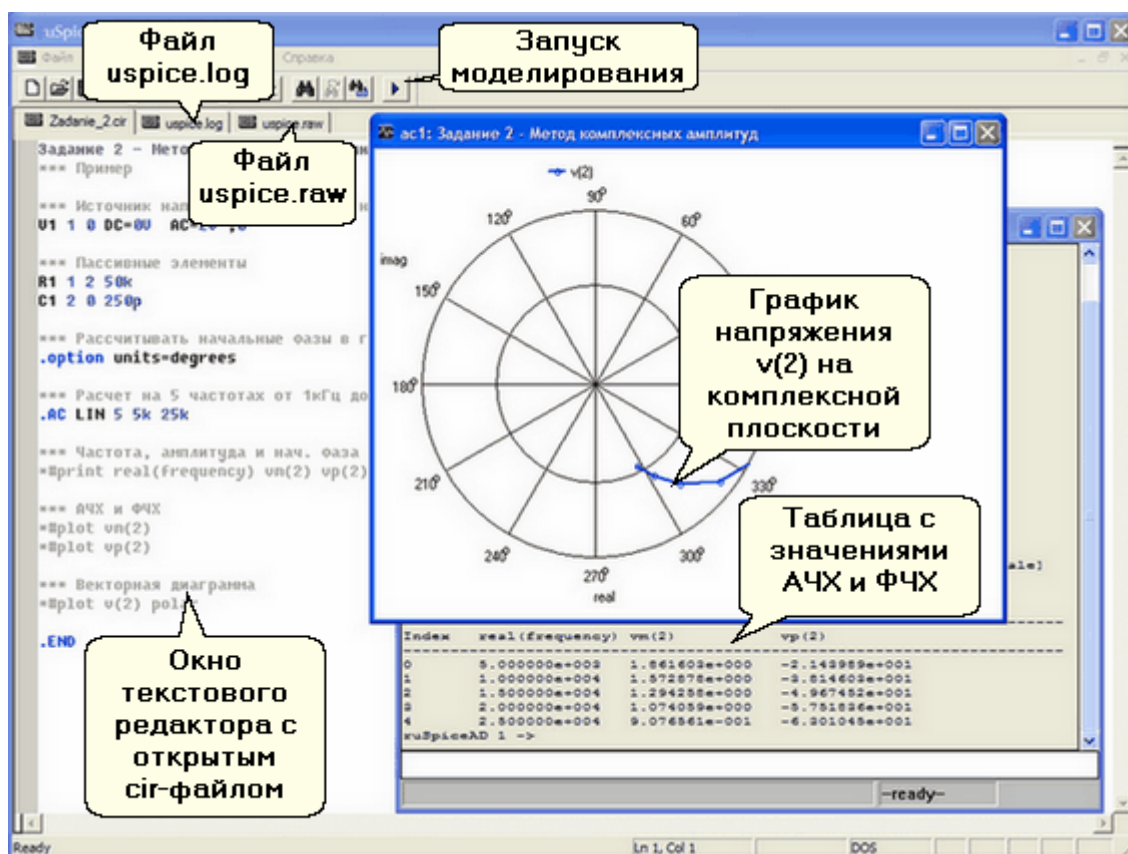



Рис. 1. Окно программы uSpiceA

Панель инструментов (набор значков) располагается выше окна схемы. Линейка значков дублирует основные команды меню текстового редактора. С помощью текстового редактора готовится файл задания с расширением .cir. В этом файле дается описание цепи и указываются команды для проведения расчета характеристик цепи.

Самый правый значок  на панели инструментов — значок запуска моделирования схемы. После завершения редактирования описания схемы с его помощью запускается расчет цепи. После нажатия на этот значок, запускается подпрограмма Sp3b1. Эта подпрограмма обрабатывает подготовленный текстовый файл с расширением .cir.

После окончания расчета появляются два новых окна с двумя новыми вкладками. С их помощью просматриваем файл-протокол uspice.log и убеждаемся, что при анализе не возникло каких-либо ошибок, а также анализируем результаты расчета, записанные в файл с именем uspice.raw.

Результаты расчетов можно также представить в виде таблиц или графиков. На рис. 1 показаны два дополнительных окна подпрограммы uXSpice. В первом (нижнем) представлена таблица со значениями амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) и фазочастотной характеристики (ФЧХ), а во втором (верхнем) на комплексной плоскости дан график зависимости комплексной амплитуды напряжения $v(2)$ от частоты.

Работа с программой uSpiceA включает три основных этапа: описание схемы, выбор и описание видов анализа и, наконец, активация анализа схемы — расчет процессов, протекающих в исследуемом устройстве.

3.2. Описание схемы

Описание схемы подготавливается в виде текста, содержащего набор входных данных в виде отдельных записей — строк. В этих строках описывается топология схемы, приводятся параметры элементов, а также указывается набор директив, которые описывают параметры и вид анализа цепи.

Первая запись в сформированном входном задании должна быть заголовком, последняя — .END. Порядок остальных записей может быть произвольным, однако, рекомендуется вначале давать описание схемы, а затем описывать вид анализа.

Для записей в программе uSpiceA используются большие или маленькие латинские буквы и символы. Отметим, что при расчете все заглавные буквы будут преобразованы в строчные. Строки должны начинаться с символов или букв без предшествующих пробелов или символов табуляции. Длина строки не должна превышать 80 знаков. Если строка должна содержать большее число символов, то ее продолжение переносится на следующую строку с использованием символа продолжения — знака плюс '+'.

Элемент схемы представляется с помощью записи, содержащей следующие поля:

< имя элемента> <узлы схемы> <значения параметров>

В качестве разделителей для полей используются пробелы. Имя элемента должно начинаться с буквы. Только первые восемь символов имени будут использованы при расчете. Первая буква в имени элемента задает тип элемента. Например, имя резистора должно начинаться с символа R и может содержать от одного до восьми значимых символов. Следовательно, R1, RIN и ROUT являются правильными именами резисторов.

Номерами узлов должны быть неотрицательные целые числа. Нумерацию рекомендуется проводить последовательно, без пропусков, от 0 до 999. Узел, соответствующий "земле" или "корпусу" схемы должен иметь номер 0.

Схема не должна содержать контуров из идеальных источников напряжения или катушек индуктивности и не должна содержать сечений из источников тока или конденсаторов. Это условие легко выполнить, включая последовательно с элементами дополнительные резисторы с небольшими сопротивлениями или, при параллельном соединении, резисторы с небольшой проводимостью.

Значения параметров элементов может быть целого типа (например, 12 или -57), с плавающей точкой (например, 3.345) или с плавающей точкой с использованием масштабного множителя, соответствующего степени числа десять (например, 1e-2 или 2.65e3), а также с плавающей точкой, сопровождающейся следующими символами масштабных коэффициентов:

Множитель	Символ	Имя
10^{-15}	f	femto
10^{-12}	p	pico
10^{-9}	n	nano
10^{-6}	u	micro
10^{-3}	m	milli
10^{+3}	K	kilo
10^{+6}	MEG	mega
10^{+9}	G	giga
10^{+12}	T	tera

Масштабные коэффициенты должны следовать сразу за числом без пробелов или других разделителей. Рекомендуется использовать в текстовом файле указанные в таблице строчные и заглавные буквы. Символы, следующие сразу за числом и не являющиеся масштабным коэффициентом, игнорируются.

Например, числа 100V, 100.0, 1e2, 1.0e2 и 0.1KV представляют собой запись напряжения величиной 100 вольт.

Напомним, что перед расчетом заглавные буквы в текстовом файле-задании преобразуются в строчные. Поэтому при использовании масштабных коэффициентов будьте внимательны. Например, число 10F будет соответствовать емкости величиной 10 фемтофарад, а не 10 фарад.

3.2.1. Заголовок

Первая строка в файле входного задания считается заголовком задания. Содержимое этой записи будет полностью печататься в первых строках выводимых результатов в файлах `uspice.raw` и `uspice.log`.

Пример заголовка:

Задание12. Усилитель на ОУ 140УД7

3.2.2. Комментарии

Звездочка `*` в начале строки показывает, что запись является комментарием. Комментарии являются записями, которые не читаются компьютером и служат для удобства пользователя. Комментарии помещаются только в виде отдельных строк.

Например:

* Расчет цепи на постоянном токе

3.2.3. Резисторы

Резистор должен описываться с помощью следующей директивы:

`Rx...x N1 N2 VALUE`

Здесь и далее `x...x` — это 7 букв или цифр, включающиеся в обозначение элемента, `N1` и `N2` — узлы схемы, к которым подключен резистор, `VALUE` — величина сопротивления в омах. Величина сопротивления не может быть нулевой.

Пример:

`R1 3 7 15K`

3.2.4. Конденсаторы

Директива для описания конденсатора:

`Cx...x N1 N2 VALUE`

Здесь `N1` и `N2` соответствуют идентификаторам выводов элемента. `VALUE` — значение емкости в фарадах.

Примеры:

`C34 1 0 1u`

`Cos 7 2 100p`

3.2.5. Катушки индуктивности

Полная форма директивы:

```
Lx...x N1 N2 VALUE
```

Здесь N1 и N2 соответствуют идентификаторам выводов элемента. VALUE — значение индуктивности в генри.

Примеры:

```
LOUT1 4 6 1u
```

```
L22nt 2 1 10m
```

3.2.6. Независимый источник напряжения

Общий вид директивы для режимов OP и DC (при анализе на постоянном токе):

```
Vx...x N+ N- VALUE
```

Здесь N+ и N- — положительный и отрицательный узлы, соответственно, VALUE — величина напряжения источника. Стрелка напряжения, возникающего на источнике, направлена от узла N+ к узлу N-. Стрелка ЭДС внутри изображения источника направлена против стрелки напряжения от узла N- к узлу N+.

Пример:

```
V10 1 0 4V
```

При расчете схемы автоматически рассчитывается ток через источник напряжения. Поэтому источники напряжения могут быть включены в качестве амперметров. Для этого нужно установить равной нулю величину напряжения источника и вставить источник в ту ветвь цепи, где требуется рассчитать ток. Такие источники не будут влиять на работу всей схемы, так как они представляют короткие замыкания.

Отметим, что стрелка положительного направления тока через источник напряжения направлена от положительного узла к отрицательному узлу, т. е. согласована со стрелкой напряжения, а не со стрелкой ЭДС источника.

Источник постоянного напряжения при анализе на переменном токе представляет собой короткое замыкание.

3.2.7. Независимый источник тока

Общий вид директивы для режимов OP и DC (при анализе на постоянном токе):

```
Ix...x N+ N- VALUE
```

Здесь N+ и N- — положительные и отрицательные узлы, соответственно. Стрелка тока источника тока направлена от узла N+ к узлу N- источника. Обратите внимание, что порядок следования положительных и отрицательных уз-

лов для источника напряжения и источника тока одинаков. Положительный ток источника тока течет от положительного узла, через источник, к отрицательному узлу аналогично протеканию положительного тока в источнике напряжения.

Пример:

IR2T 2 21 2m

Источник постоянного тока размыкается при анализе переменных токов.

3.2.8. Источники сложных сигналов

Инструкция для описания источников сложных сигналов имеет вид:

Sx...x N+ N- [DC VALUE] [AC модуль [фаза]] [колебание]

Здесь первый символ S в описании сложного источника необходимо заменить на V для источника напряжения или на I для источника тока. N+ и N- — положительные и отрицательные узлы, соответственно, причем стрелка напряжения на источнике напряжения и стрелка тока через источник тока направлены от узла N+ к узлу N-. Параметр DC определяет постоянную составляющую источника напряжения или тока для режимов OP и DC. Для режима AC задаются модуль и начальная фаза (в градусах) комплексной амплитуды.

При анализе переходных процессов используется один из следующих сигналов, записываемый с помощью инструкции [колебание]:

SIN(параметры модели) — синусоидальный сигнал;

PULSE(параметры модели) — импульсный сигнал;

EXP(параметры модели) — сигнал экспоненциальной формы;

PWL(параметры модели) — кусочно-линейный сигнал;

SFFM(параметры модели) — гармонический сигнал с синусоидальной частотной модуляцией.

Эти источники могут использоваться во всех видах анализа. По умолчанию все параметры принимают нулевые значения. Рассмотрим более подробно описание только первых двух наиболее часто используемых на практике сигналов.

Синусоидальный сигнал задается следующим образом

SIN(S₀ A F T_Z D φ)

Параметры сигнала S₀, A, F, T_Z, D и φ описаны далее в таблице.

Параметр	Описание	Размерность	Значение по умолчанию
S ₀	Постоянная составляющая	В или А	-
A	Амплитуда	В или А	-
F	Частота	Гц	1/TSTOP

T_Z	Задержка	с	0
D	Коэффициент затухания	1/с	0
φ	Начальная фаза	градус	0

Параметр TSTOP в таблице задается в директиве .TRAN.

Приведем пример описания источника гармонического напряжения с амплитудой 3 В, с частотой 2,5 МГц и с начальной фазой 45° :

```
VIN 2 7 DC 0.2 AC 5 60 SIN(0 3 2.5MEG 0 0 45)
```

Здесь постоянное напряжение смещения, добавляемое к гармоническому сигналу, задержка сигнала и коэффициент затухания равны нулю. Постоянное напряжение, равное 0,2 В используется только в режиме OP или DC, а комплексная амплитуда $5\text{exp}(j60^\circ)$ В используется только в режиме AC.

Импульсная функция задается выражением

```
PULSE (y1 y2 tD tR tF  $\tau$  T)
```

Параметры импульсного сигнала y_1 , y_2 , t_D , t_R , t_F , τ и T описаны далее в таблице.

Параметр	Описание	Размерность	Значение по умолчанию
y_1	Начальное значение	В или А	-
y_2	Максимальное значение	В или А	-
t_d	Начало переднего фронта	с	0
t_R	Длительность переднего фронта	с	TSTEP
t_F	Длительность заднего фронта	с	TSTEP
τ	Длительность максимального значения в импульсе	с	TSTOP
T	Период	с	TSTOP

Параметры TSTEP и TSTOP задаются в директиве .TRAN.

Пример описания источника импульсного напряжения с амплитудой 5 В, частотой 20 МГц, с длительностями фронтов, равными 1 нс, с длительностью вершины 18 нс:

```
VIN 1 0 DC 0.2 AC 10 45 PULSE(0 5 2ns 1ns 1ns 18ns  
+ 50ns)
```

Здесь начальное значение импульсного сигнала равно нулю, задержка равна 2 нс. Постоянное напряжение, равное 0,2 В, используется только в режиме ОР или DC, а комплексная амплитуда $10\exp(j45^\circ)$ В используется только в режиме AC.

3.2.9. Диод

Инструкция для описания диода имеет вид:

`Dx...x NA NK MNAME <AREA> <IC=VD> <TEMP=T>`

Здесь NA и NK обозначают узлы анода и катода соответственно, MNAME — имя модели, AREA — число параллельно включенных диодов (по умолчанию коэффициент кратности AREA равен 1). Параметр IC = VD позволяет задать начальное значение напряжения VD на диоде, если в инструкции TRAN (см. далее) указана опция UIC, T — рабочая температура диода в градусах Цельсия.

Примеры:

`DBRID 2 0 D9A TEMP=55`

`DCLM 3 7 KD512 2 IC=0.2V`

Модель диода задается в виде строки

`.MODEL MNAME D((параметры модели))`

Например, модели диодов D9A и KD512 описываются с помощью директив:

`.MODEL D9A D(IS=2UA RS=10 IBV=3UA)`

`.model KD512 D(Is=2.0E-15 Rs=9 CJO=1P M=0.25 TT=0.9N
+ VJ=0.7 BV=15 IBV=1E-11 EG=1.11 FC=0.5 XTI=3 N=1)`

Описание параметров модели диода приведены в таблице ниже.

Параметр	Описание параметра	Единица измерения	Значение по умолчанию
IS	Ток насыщения	А	1.0e-14
RS	Объемное сопротивление	Ом	0
N	Коэффициент неидеальности	-	1
TT	Время переноса заряда	с	0
CJO	Барьерная емкость при нулевом смещении	Ф	0
VJ	Контактная разность потенциалов	В	1
M	Коэффициент плавности перехода	-	0.5
EG	Ширина запрещенной зоны	эВ	1.11
XTI	Температурный коэффициент тока насыщения	-	3.0
KF	Коэффициент фликкер-шума	-	0

AF	Показатель степени фликкер-шума	-	1
FC	Коэффициент нелинейности барьерной емкости прямосмещенного перехода	-	0.5
BV	Напряжение обратного пробоя	В	-
IBV	Начальный ток пробоя	А	1.0e-3
TNOM	Номинальная температура	°C	27

Следующие строки описывают параметры стабилитрона с напряжением пробоя, равном -3,5 вольт:

```
.MODEL DZ D(IS=3.6e-12 RS=13 CJO=94.0p TT=160.0n
+ M=0.41 VJ=0.80 FC=0.5 BV=3.5 IBV=5mA)
```

При выполнении простых учебных заданий, не посвященных исследованию диодов, рекомендуется использовать параметры диодов по умолчанию, используя строку:

```
.MODEL DMOD D
```

3.2.10. Биполярный транзистор

Инструкция для описания биполярного транзистора имеет вид:

```
Qx...x NC NB NE <NS> MNAME <AREA>
+ <IC=VBE, VCE> <TEMP=T>
```

Здесь NC, NB и NE — узлы коллектора, базы и эмиттера соответственно, NS — узел подложки (если этот узел не указан, то его номер считается нулевым), MNAME — имя модели, AREA — коэффициент кратности, по умолчанию равный 1, IC = VBE, VCE — задание через запятую и пробел начальных напряжений база-эмиттер и коллектор-эмиттер, если в инструкции TRAN указана опция UIC, T — значение температуры транзистора в градусах Цельсия.

Примеры:

```
Q23 1 4 3 QMOD IC=0.6, 5.0
```

```
Q5A 1 6 4 20 MOD1
```

Модели *n-p-n* и *p-n-p* биполярных транзисторов задаются в виде

```
.MODEL MNAME NPN [ (параметры модели) ]
```

```
.MODEL MNAME PNP [ (параметры модели) ]
```

Основные параметры модели биполярного транзистора приведены в таблице ниже.

Параметр	Описание параметра	Единицы измерения	Значение по умолчанию
IS	Ток насыщения	А	1.0e-16
BF	Максимальный коэффициент	-	100

	усиления тока базы в активном режиме в схеме с ОЭ		
NF	Коэффициент эмиссии прямого тока	-	1.0
VAF	Напряжение Эрли в активном режиме	B	-
IKF	Ток начала спада зависимости BF от тока коллектора в активном режиме	A	-
ISE	Обратный ток эмиттерного перехода	A	0
NE	Коэффициент эмиссии обратного тока эмиттерного перехода	-	1.5
BR	Максимальный коэффициент усиления тока базы в инверсном режиме в схеме с ОЭ	-	1
NR	Коэффициент эмиссии в инверсном режиме	-	1
VAR	Напряжение Эрли в инверсном режиме	B	-
IKR	Ток начала спада зависимости BF от тока эмиттера в инверсном режиме	A	-
ISC	Обратный ток коллекторного перехода	A	0
NC	Коэффициент эмиссии обратного тока коллекторного перехода	-	2
RB	Объемное сопротивление базы	Ом	0
IRB	Ток базы, при котором сопротивление базы уменьшается на 50% полного перепада между RB и RBM.	A	-
RBM	Минимальное сопротивление базы при больших токах.	Ом	RB
RE	Объемное сопротивление эмиттера.	Ом	0
RC	Объемное сопротивление коллектора.	Ом	0
CJE	Емкость эмиттерного перехода при нулевом смещении.	Ф	0
VJE	Контактная разность потенциалов перехода база-эмиттер.	B	0.75
MJE	Коэффициент, учитывающий плавность эмиттерного перехода.	-	0.33
TF	Время переноса заряда через базу в активном режиме.	C	0
XTF	Коэффициент, определяющий	-	0

	зависимость TF от смещения база-коллектор.		
VTF	Напряжение, характеризующее зависимость TF от смещения база-коллектор.	В	-
ITF	Ток, характеризующий зависимость TF от тока коллектора при больших токах.	А	0
PTF	Дополнительный фазовый сдвиг на частоте транзистора $f = 1/(2\pi TF)$ Гц.	град.	0
CJC	Емкость коллекторного перехода при нулевом смещении	Ф	0
VJC	Контактная разность потенциалов перехода база-коллектор.	В	0.75
MJC	Коэффициент, учитывающий плавность коллекторного перехода.	-	0.33
XCJC	Коэффициент расщепления емкости база-коллектор.	-	1
TR	Время переноса заряда через базу в инверсном режиме.	С	0
CJS	Емкость коллектор-подложка при нулевом смещении.	Ф	0
VJS	Контактная разность потенциалов перехода коллектор-подложка.	В	0.75
MJS	Коэффициент, учитывающий плавность перехода коллектор-подложка.	-	0
XTB	Температурный коэффициент BF и BR.	-	0
EG	Ширина запрещенной зоны.	эВ	1.11
XTI	Температурный коэффициент IS.	-	3
KF	Коэффициент, определяющий спектральную плотность фликкер-шума.	-	0
AF	Показатель степени фликкер-шума.	-	1
FC	Коэффициент нелинейности барьерных емкостей прямосмещенных переходов.	-	0.5
TNOM	Номинальная температура	°C	27

При выполнении простых учебных заданий рекомендуется использовать параметры транзисторов по умолчанию.

3.2.11. Полевой транзистор с управляющим p - n -переходом

Инструкция для описания полевого транзистора с управляющим p - n -переходом имеет вид:

```
Jx...x ND NG NS MNAME <AREA> <OFF>
+ <IC=VDS, VGS> <TEMP=T>
```

Здесь ND, NG и NS — узлы стока, затвора и истока соответственно, MNAME — имя модели, AREA — коэффициент кратности, по умолчанию равный 1, IC = VDS, VGS — задание начальных значений напряжений сток-исток и затвор-исток, если в инструкции TRAN указана опция UIC, T — значение температуры транзистора.

Пример:

```
J1 7 2 3 JM1 OFF
```

Модели полевых транзисторов с n - и p -каналами с управляющими p - n -переходами задаются в виде

```
.MODEL MNAME NJF [ (параметры модели) ]
.MODEL MNAME PJF [ (параметры модели) ]
```

При выполнении простых учебных заданий рекомендуется использовать параметры транзисторов по умолчанию.

3.2.12. МДП-транзистор

Инструкция для описания МДП-транзистора имеет вид:

```
Mx...x ND NG NS NB MNAME <L=VAL> <W=VAL>
+ <AD=VAL> <AS=VAL> <PD=VAL> <PS=VAL> <NRD=VAL>
+ <NRS=VAL> <IC=VDS, VGS, VBS> <TEMP=T>
```

Здесь ND, NG, NS и NB — узлы стока, затвора, истока и подложки соответственно, MNAME — имя модели, IC = VDS, VGS, VBS — задание начальных напряжений сток-исток, затвор-исток и подложка-исток, если в инструкции TRAN указана опция UIC, T — значение температуры транзистора, L и W определяют длину и ширину канала (в метрах), AD и AS определяют площадь диффузионной области стока и истока в квадратных метрах (если L, W, AD, и AS не указаны, то используются значения по умолчанию), PD и PS — периметры диффузионной области стока и истока (значения по умолчанию равны 0), NRD и NRS — удельное относительное сопротивление стока и истока (значения по умолчанию равны 1).

Примеры:

```
M1a 4 2 0 20 TYPE1
M3b 1 2 7 6 MODM L=5U W=2U
M1d 2 9 3 0 MOD1 L=10U W=5U AD=100P AS=100P
+ PD=40U PS=40U
```

Модели МДП-транзисторов с n -и p -каналами описываются в виде

.MODEL MNAME NMOS [(параметры модели)]

.MODEL MNAME PMOS [(параметры модели)]

Основные параметры модели МДП-транзистора приведены в таблице.

Параметр	Описание параметра	Единицы измерения	Значение по умолчанию	Пример
VTO	Пороговое напряжение	В	0.0	1.0
KP	Параметр удельной крутизны	A/B^2	$2.0e-5$	$3e-5$
PHI	Поверхностный потенциал	В	0.6	0.65
LAMBDA	Параметр модуляции длины канала	$1/B$	0.0	0.02
RD	Объемное сопротивление стока	Ом	0.0	1.0
RS	Объемное сопротивление истока	Ом	0.0	1.0
CBD	Емкость перехода сток-подложка при нулевом смещении	Ф	0.0	0.04р
CBS	Емкость перехода исток-подложка при нулевом смещении	Ф	0.0	0.04р
IS	Ток насыщения p - n -перехода сток-подложка и исток-подложка	А	$1.0e-14$	$1.0e-15$
PB	Напряжение инверсии приповерхностного слоя подложки	В	0.8	0.85
CGSO	Удельная емкость перекрытия затвор-исток	Ф/м	0.0	$50e-12$
CGDO	Удельная емкость перекрытия затвор-сток на длину канала	Ф/м	0.0	$50e-12$
CGBO	Удельная емкость перекрытия затвор-подложка	Ф/м	0.0	$200e-12$
RSH	Удельное сопротивление диффузионных областей истока и стока	Ом/квадрат	0.0	15.0
CJ	Удельная емкость p - n -перехода сток- или исток-подложка при нулевом смещении	$Ф/м^2$	0.0	$2e-4$

KF	Коэффициент, определяющий спектральную плотность фликкер-шума	-	0.0	1e-26
AF	Показатель степени, определяющий зависимость спектральной плотности фликкер-шума от тока через переход	-	1.0	1.1
TNOM	Номинальная температура	°C	27	20

Например, параметры полевого транзистора КП305А можно описать с помощью модели

```
.MODEL kp305a NMOS (VTO=-1.5 KP=5e-4 PHI=0.6
+ LAMBDA=0.004 RD=0.5 RS=0.1 CBD=15p CBS=10p IS=1e-14
+ PB=0.8 CGSO=600p CGDO=600p CGBO=300p RSH=10 CJ=2e-4
+ KF=1e-26 AF=1 TNOM=33)
```

При выполнении простых учебных заданий рекомендуется использовать параметры МДП-транзисторов по умолчанию, изменяя только VTO и KP.

3.2.13. Длинная линия без потерь

Инструкция для описания длинной линии без потерь имеет вид:

```
Tx...x N1 N2 N3 N4 Z0=VALUE <TD=VALUE>
+ <F=FREQ <NL=NRMLLEN>> <IC=V1, I1, V2, I2>
```

Здесь N1 и N2 — входные узлы линии, N3 и N4 — выходные узлы линии, Z0 — волновое сопротивление линии. Длина линии может быть задана двумя способами: записью времени задержки TD или записью электрической длины длинной линии NL (по умолчанию NL = 0.25) на частоте F. Параметр IC позволяет задать начальные значения входных и выходных напряжений и токов при наличии в инструкции TRAN опции UIC.

Пример:

```
T1 1 0 2 0 Z0=50 TD=10NS
```

3.2.14. Длинная линия с потерями

Длинная линия с потерями описывается предложением

```
Ox...x N1 N2 N3 N4 MNAME
```

Здесь N1 и N2 — входные узлы линии, N3 и N4 — выходные узлы отрезка линии, MNAME — имя модели.

Модель линии передачи описывается следующим образом.

```
.MODEL MNAME LTRA (параметры линии)
```

Параметры длинной линии указаны в таблице. Отметим, что погонная проводимость потерь в диэлектрике G в реальных линиях очень мала и при моделировании должна быть всегда равна 0.

Обозначение	Параметр линии	Единицы измерения
R	Погонное сопротивление	Ом/м
L	Погонная индуктивность	Гн/м
G	Погонная проводимость	См/м
C	Погонная емкость	Ф/м
LEN	Электрическая длина	м

В качестве единицы длины вместо метра можно использовать другие величины: сантиметры, миллиметры, километры и т.п.

Отметим, что модель длинной линии с потерями требует увеличенных затрат времени на расчет по сравнению с расчетом линии без потерь. Малый шаг интегрирования требуется устанавливать при большом сопротивлении нагрузки и при моделировании протяженных линий передачи, которые часто используются на практике.

Пример:

```
o2 1 0 out 0 line2
.model line2 ltra (R=0.01 L=9.13e-9 G=0 C=3.65e-12
+ len=24)
```

3.2.15. Директива .MODEL

Директива .MODEL имеет следующую структуру:

```
.MODEL MNAME Model_TIP [(параметр = значение
+ параметр = значение ... )]
```

Здесь MNAME — имя модели компонента схемы, например, D9A, KT312 и т. д. С помощью Model_TIP определяется тип описываемого компонента:

Model_TIP	Описание
R	Резистор
C	Конденсатор
D	Диод
NPN	Биполярный n - p - n -транзистор
PNP	Биполярный p - n - p -транзистор
NJF	Полевой транзистор с каналом n -типа
PJF	Полевой транзистор с каналом p -типа

NMOS	МОП-транзистор с каналом n -типа
PMOS	МОП-транзистор с каналом p -типа
LTRA	Линия передачи с потерями
SW	Ключ, управляемый напряжением
CSW	Ключ, управляемый током

В директиве .MODEL в круглых скобках указывается список значений параметров модели. В качестве разделителя используется пробел. Если этот список отсутствует (или неполный), то неуказанные значения параметров модели устанавливаются по умолчанию.

Пример:

```
.MODEL RN RES (R=2.7 TC1=0.1 TC2=.002)
.MODEL D9 D (IS=1e-10)
.MODEL KT312 NPN (IS=1e-11 BF=50)
.MODEL C3 CAP (C=2 DEV=0.2)
```

3.2.16. Запись .END

Запись .END должна всегда присутствовать в последней строке задания на расчет схемы.

3.3. Анализ схем

3.3.1. Расчет рабочей точки

Анализ рабочих точек (статических режимом работы электрической схемы) проводится тогда, когда все переходные процессы, протекающие в схеме после подачи напряжения питания, закончились. При этом программа считает, что все катушки индуктивности в электрической схеме замкнуты, а все конденсаторы разомкнуты.

Задание на расчет записывается в виде:

```
.OP
```

Параметров в этой инструкции не предусмотрено. В выходной файл uspice.raw записываются все постоянные напряжения в узлах схемы и токи через источники напряжения.

3.3.2. Многовариантный расчет на постоянном токе

В отличие от расчета рабочих точек в рассматриваемом случае проводится расчет статических режимом при пошаговом изменении (вариации) напряжений или токов источников постоянного напряжения.

Инструкция для расчета многовариантного статического режима:

```
.DC SRCNAM START STOP INCR [SRC2 START2 STOP2  
+ INCR2]
```

Здесь SRCNAM — имя источника напряжения или тока в рассчитываемой схеме, START, STOP и INCR — параметры, определяющие начальное, конечное и шаг изменения значений источника. Если используется второй источник SRC2, то его параметры описываются аналогично.

Первый источник SRCNAM называют свипирующим (изменяющимся). Ток или напряжение первого источника на графиках будет откладываться по горизонтальной оси координат. Второй источник задает изменяющийся параметр режима DC. Причем для каждого значения SRC2 производится изменение значений первого источника во всем заданном диапазоне. Такой алгоритм, например, удобно использовать для расчета выходных характеристик биполярных или полевых транзисторов.

Примеры:

```
.DC VIN 0 5.0 0.5  
.DC VCE 0 10 .25 IB 0 10U 1U  
.DC VDD 0 20 0.5 VGG 0 10 2
```

В последней строке примера для каждого значения напряжения второго источника VGG (для значений-параметров 0, 2, 4, 6, 8 и 10 вольт), производится изменение напряжения свипирующего источника VDD от 0 вольт до 20 вольт с шагом 0.5 вольт.

3.3.3. Переходные процессы

Расчет переходных процессов в электрической цепи предполагает получение выходных напряжений или токов как функций времени в заданном временном интервале. Переходные процессы рассчитываются с нулевого момента времени до заданного момента времени TSTOP. Перед началом расчета переходных процессов по умолчанию производится расчет рабочих точек (статического режима). Шаг расчета переходных процессов выбирается системой автоматически, а результаты выводятся в виде таблиц и графиков с шагом указанным пользователем.

Инструкция для расчета во временной области имеет вид:

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

Здесь TSTEP — шаг вывода результатов расчета переходных процессов, TSTOP — конечное время расчета переходных процессов, TSTART — начальное время вывода переходных процессов на печать. Если TSTART не определено, то его значение считается нулевым. Расчет схемы во временной области всегда производится с начального момента времени равного 0. На интервале времени (0, TSTART) схема рассчитывается, но результаты расчета не выводятся.

ся на печать. На интервале (TSTART, TSTOP), схема рассчитывается и результаты выводятся на печать.

С помощью необязательного параметра TMAX можно ограничить максимальный шаг интегрирования.

Если опция TMAX не задана, то в программе uSpiceA автоматически используется минимальное из двух TMAX1 и TMAX2, где $TMAX1 = (TSTOP - TSTART)/500$ и $TMAX2 = TSTEP/2$. В последнем соотношении учитывается, что потребуется, по крайней мере, две точки с данными, чтобы более надежно отобразить рассчитываемые данные.

Опция UIC указывает, что перед расчетом переходных процессов не будет проведен расчет статического режима. Если опция присутствует в инструкции TRAN, то начальные значения напряжений на конденсаторах и токов в индуктивностях могут быть заданы опцией IC в инструкциях элементов.

Примеры:

```
.TRAN 1NS 1000NS 0 0.5NS UIC
.TRAN 0.1 10.0
```

В последней строке примера переходной процесс анализируется в диапазоне от 0 до 10 секунд с шагом вывода результатов, равном 0,1 секунды.

3.3.4. Частотные характеристики

Частотные характеристики описывают зависимости комплексных амплитуд напряжений, или токов, или их отношений друг к другу как функций от частоты. Перед началом расчета частотных характеристик всегда производит расчет статического режима схемы. Это требуется для определения рабочих точек нелинейных элементов и расчета их дифференциальных (линейных) параметров. Линейная модель схемы анализируется в заданном частотном диапазоне.

Инструкции для расчета в частотной области:

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

Здесь параметр DEC устанавливает логарифмический масштаб изменения частоты по декадам, ND — количество точек в декаде, параметр OCT устанавливает логарифмический масштаб изменения частоты по октавам, NO — количество точек в октаве, параметр LIN устанавливает линейный масштаб изменения частоты, NP — количество точек в заданном частотном диапазоне, FSTART — начальная частота, FSTOP — конечная частота анализа.

Примеры:

```
.AC DEC 100 1 7K
.AC OCT 20 1K 500MEG
```

```
.AC LIN 200 1 15k
```

В последней строке примера частотные характеристики рассчитываются в диапазоне от 1 Гц до 15 кГц. Частота увеличивается по линейному закону с шагом, соответствующем 200 точкам по частотной оси.

3.4. Вывод и анализ результатов расчета

Результаты расчетов по указанным выше командам анализа записываются в файл с именем `uspice.raw`. Дополнительный вывод результатов расчета осуществляется с помощью инструкций `PRINT` и `PLOT`. В первом случае результаты выводятся в виде таблиц, а во втором случае — в виде графиков. Так как для вывода результатов расчета в этом используется интерпретатор командной строки `Spw1.exe`, то эти инструкции в начале строк имеют символы `*#`:

```
*#PRINT VAR1 < VAR2 VAR3 ...>
*#PLOT VAR1 < VAR2 VAR3 ... VAR8>
```

Здесь `VAR1`, `VAR2`, ... — имена переменных. Значения переменных выводятся в виде таблиц или графиков. В качестве переменных могут выступать напряжения в узлах электрической схемы относительно нулевого потенциала, напряжения между узлами схемы, токи через независимые источники напряжения. На одном графике по команде `*#PLOT` помещается до восьми кривых. При необходимости количество директив `*#PLOT` в одном задании можно увеличить.

Примеры:

```
*#PRINT V(4) I(VIN)
*#PRINT V(2) I(VSRC) V(23, 17)
*#PLOT VM(4, 2) VR(7) VP(8, 3)
```

При одновременном использовании разных видов анализа для уточнения типа используемых данных используются префиксы `DC1`, `DC2`, ..., `AC1`, `AC2`, ..., `TRAN1`, `TRAN2`, и т.д. Префиксы отделяются от переменных точками. Например:

```
*#PRINT AC1.VM(2)
*#PRINT AC1.VP(5)
*#PLOT TRAN1.I(VIN)
```

При расчете частотных характеристик можно вывести амплитуду, начальную фазу, действительную часть, мнимую часть, амплитуду напряжения или тока в децибелах. Для этого вместо символа `V` следует указать `VM`, `VP`, `VR`, `VI`, `VDB`, а вместо символа `I` — `IM`, `IP`, `IR`, `II`, `IDB`, соответственно. Амплитуду и фазу напряжения в узле можно получить также с помощью выражений `mag(out)` и `ph(out)`, где `out` — имя узла.

В примерах, приведенных выше, в первых двух строках демонстрируется вид инструкций для вывода результатов расчета в частотной области. В окне выходных результатов выводятся амплитуда напряжения в узле 2 и начальная фаза напряжения в узле 5.

Помимо числовых значений в предложениях Spice-языка, как правило, могут использоваться арифметические выражения с символами, указанными в таблице ниже.

Символ	Операция
+	Сложение
–	Вычитание
*	Умножение
/	Деление

Например, для расчета мощности постоянного тока, рассеиваемой на резисторе, можно использовать инструкцию

```
*#print v(2)*I(Vi)
```

Здесь $v(2)$ — напряжение на резисторе, включенном между узлами 0 и 2; $I(Vi)$ — ток резистор и через измерительный источник напряжения с напряжением, равным нулю; $v(2) * I(Vi)$ — мощность, рассеиваемая на резисторе.

При расчете режима по постоянному току удобно использовать следующую инструкцию

```
*#CROSS VECDATA N {V(1) V(2) ...}
```

Эта инструкция позволяет создать новый массив данных VECDATA, использующий не все, а только N-е значения векторов $V(1)$, $V(2)$, Если $N = 0$, то используются первые значения исходных векторов $V(1)$, $V(2)$, Фигурные скобки в инструкции можно не записывать.

Например, для указания значений по горизонтальной оси удобно сформировать массив из M целых чисел 0, 1, 2, 3, ..., $(M - 1)$ с помощью команды VECTOR(M), где M — число векторов $V(1)$, $V(2)$, Команда PLOT в этом случае записывается в виде

```
*#PLOT VECDATA vs VECTOR(M)
```

В таблице ниже приведены другие векторные операции применяемые к наборам (векторам) данных.

Операция	Описание операции над вектором m
$\text{mag}(m)$ $\text{magnitude}(m)$	Модуль или амплитуда значений комплексного вектора

Операция	Описание операции над вектором m
ph(m) phase(m)	Начальная фаза комплексных компонентов вектора. Если переменная units не задана, то фаза рассчитывается в радианах, если units имеет значение degrees, то фаза рассчитывается в градусах
j(m)	Мнимая единица i умножается на комплексный вектор
real(m) re(m)	Вещественная часть комплексного вектора
imag(m) im(m)	Мнимая часть комплексного вектора
db(m)	$20 \log_{10}(\text{mag}(m))$
log(m) log10(m)	Десятичный логарифм от компонентов вектора
ln(m)	Натуральный логарифм от компонентов вектора
exp(m)	Экспоненциальная функция от компонентов вектора
abs(m)	Абсолютная величина вектора m
sqrt(m)	Квадратный корень от компонентов вектора
sin(m)	Синусоидальная функция от вектора
cos(m)	Косинусоидальная функция от вектора
tan(m)	Тангенс от вектора
atan(m)	Арктангенс от вектора
norm(m)	Нормирование вектора к 1 (наибольшая амплитуда одного из компонентов вектора равна 1).
rnd(m)	Каждая компонента есть случайная натуральная величина, значение которой находится в диапазоне от 0 до амплитуды этой компоненты
pos(m)	Компонента вектора равна 1, если значение компоненты больше нуля, и 0 в противном случае
mean(m)	Число, равное среднему арифметическому от значений компонент векторов
sum(m)	Число, равное сумме значений компонент векторов
vecmax(m)	Число, равное максимальному из амплитуд компонент векторов
vecmin(m)	Число, равное минимальному из модулей компонент векторов
vector(num)	Создание вектора длиной num с компонентами 0, 1, ... $num - 1$. Если num – вектор, то используется его первый

Операция	Описание операции над вектором m
	элемент. Если nim не является натуральным числом, используется операция округления floor.
unitvec(m)	Создание единичного вектора
length(m)	Длина вектора
gd(m)	Групповая задержка для комплексного вектора m
rad(m)	Преобразование градусов в радианы
deg(m)	Преобразование радиан в градусы
interpolate(plot. m)	Интерполяция вектора с использованием данных для текущей печати. Используется переменная polydegree – степень интерполирующего полинома.
deriv(m)	Вычисление производной. Данные предварительно интерполируются.

Для работы с комплексными амплитудами удобно в строке с командой PLOT указать опцию POLAR. Например:

```
*#plot v(1) polar
```

Комплексная амплитуда $v(1)$ в этом случае представляется в полярных координатах. Для получения линии, соответствующей концам векторов-комплексных амплитуд (годографа), рекомендуется провести расчет не менее чем в трех точках по оси частот, причем длина линии годографа не должна быть слишком малой, иначе расчетные точки годографа практически сливаются.

3.5. Примеры

3.5.1. Расчет резистивной цепи с источниками постоянного тока и постоянного напряжения в режиме ОР

На рис. 1 представлена электрическая схема цепи, содержащая два источника и четыре резистора. Резистор R_N — нагрузка.

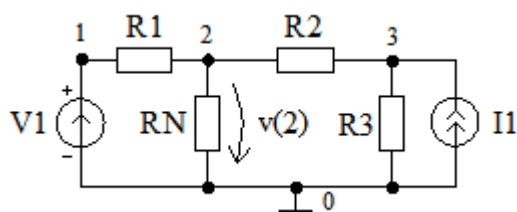


Рис. 1

Описание резистивной цепи в Spice-формате имеет вид:

Задание 1. Уравнения элементов и уравнения соединений

* Стрелка источника V1 направлена от узла 0 к узлу 1

V1 1 0 DC 10V

* Стрелка источника I1 направлена от узла 0 к узлу 3

I1 0 3 DC 0.6m

* Резисторы

R1 1 2 10K

R2 2 3 20K

RN 2 0 5K

R3 3 0 15K

* Расчет рабочей точки

.OP

* Напряжения на резисторах R1, R2, RN, R3

*#print v(1,2) v(2,3) v(2) v(3)

* Диаграмма напряжений цепи

*#cross vec2 0 {0.0 v(1) v(2) v(3)}

*#plot vec2 vs vector(4) xlabel node

.END

После расчета цепи выводятся .log файл и .raw файл. Файл с расширением .log в основном предназначен для анализа возможных ошибок. В нем перечисляются все правильно написанные инструкции, принятые программой для проведения расчетов, отмечаются ошибочные строки, а также указывается время, затраченное на расчет.

В выходной файл `usprise.raw` записываются рассчитанные постоянные напряжения в узлах схемы и токи через источники напряжения.

Диаграмма напряжений (потенциалов) в узлах 0, 1, 2 и 3 анализируемой цепи показана на рис. 2.

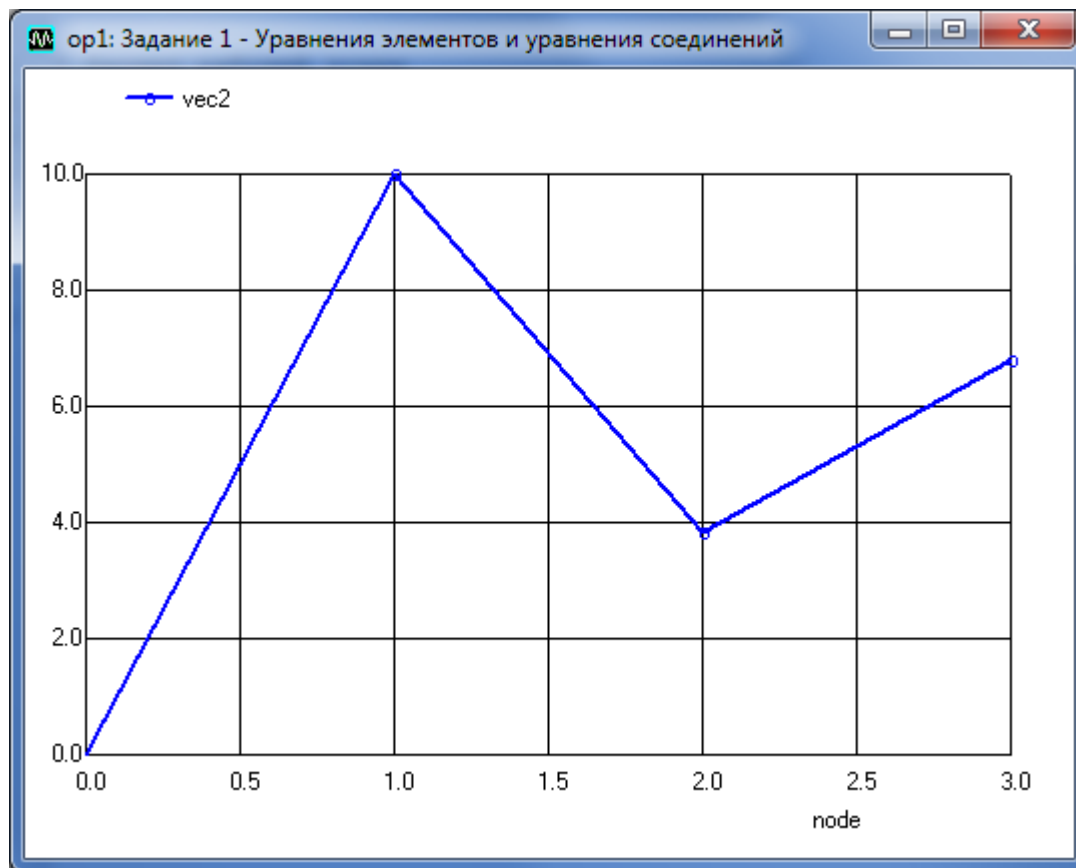


Рис. 2

По горизонтальной оси на рис. 2 откладываются номера узлов (node). Нулевому узлу соответствует нулевой потенциал. Как видим, максимальное напряжение возникает на первом узле цепи. Напряжение на третьем узле примерно на 3 В меньше максимального.

Для расчета мощности, рассеиваемой на резисторе R_N , собираем схему с измерительным источником напряжения V_i (рис. 3). Напряжение измерительного источника равно нулю и поэтому источник V_i не влияет на напряжения в цепи. Ток через измерительный источник равен току через нагрузочный резистор R_N . Описание этой цепи имеет вид:

Задание 1w. Исследование мощности

*Стрелка источника $V1$ направлена от узла 0 к узлу 1

`V1 1 0 DC 10V`

* Резисторы

`R1 1 2 10K`

`RN 2 3 100K`

```
* Нулевой источник для измерения тока
Vi 3 0 DC 0V
* Расчет рабочей точки
.OP
* Напряжение, ток и мощность на резисторе RN
*#print v(2) I(Vi) v(2)*I(Vi)
.END
```

Отметим, что в исследуемой схеме по всем элементам протекает одинаковый ток и поэтому вместо тока через источник V_i можно использовать ток через источник V_1 . При этом включать дополнительный измерительный источник нет необходимости.

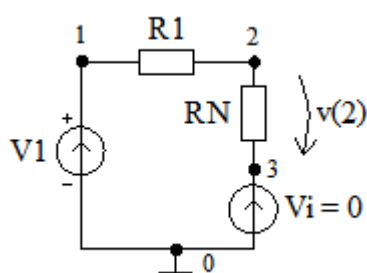


Рис. 3

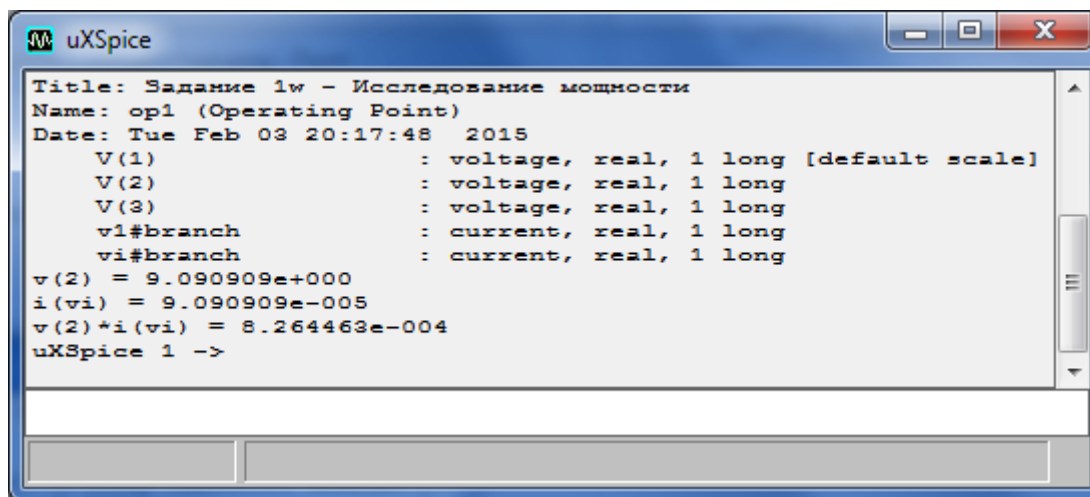


Рис. 4

Окно подпрограммы uXSpice с рассчитанными напряжением $v(2)$, током $i(v_i)$ и мощностью, рассеиваемой на резисторе R_N , показано на рис. 4.

Как видим, мощность, рассеиваемая на резисторе R_N , мала и равна примерно 0,826 мВт. Для ее увеличения требуется уменьшить сопротивление нагрузочного резистора R_N .

3.5.2. Расчет цепи с реактивными элементами при воздействии гармонического напряжения в режиме AC

На рис. 1 представлена электрическая схема цепи, содержащая источник гармонического напряжения, два резистора, конденсатор и катушку индуктивности. Выходное напряжение $v(3)$ рассчитывается на нагрузочном резисторе R2. Требуется провести анализ цепи в случае, когда выходное напряжение сдвинуто по фазе относительно входного не менее чем на 10 градусов.

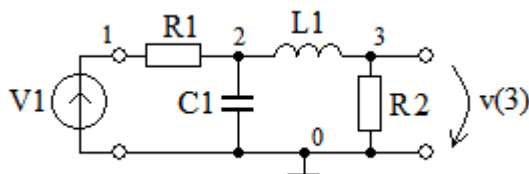


Рис. 1

Описание *RLC*-цепи в Spice-формате имеет вид:

```
* Метод комплексных амплитуд
* Источник напряжения с нулевой нач. фазой
V1 1 0 DC=0V AC=2V ,0
* Пассивные элементы
R1 1 2 50k
C1 2 0 250p
L1 2 3 5m
R2 3 0 150k
* Расчет на частотах от 100 Гц до 1 МГц
.AC DEC 5 100Hz 1MEG
** Расчет на 5 частотах от 5 кГц до 25 кГц
*.AC LIN 5 5k 25k
* Рассчитывать начальные фазы в градусах
.option units=degrees
* Показать модуль и фазу
*#plot vm(3)
*#plot vp(3)
* Показать векторную диаграмму
*#plot v(3) polar
.END
```

Начальная фаза выходного напряжения в широком диапазоне частот приведена на рис. 2. Комплексная амплитуда выходного напряжения $v(3)$ представлена на рис. 3.

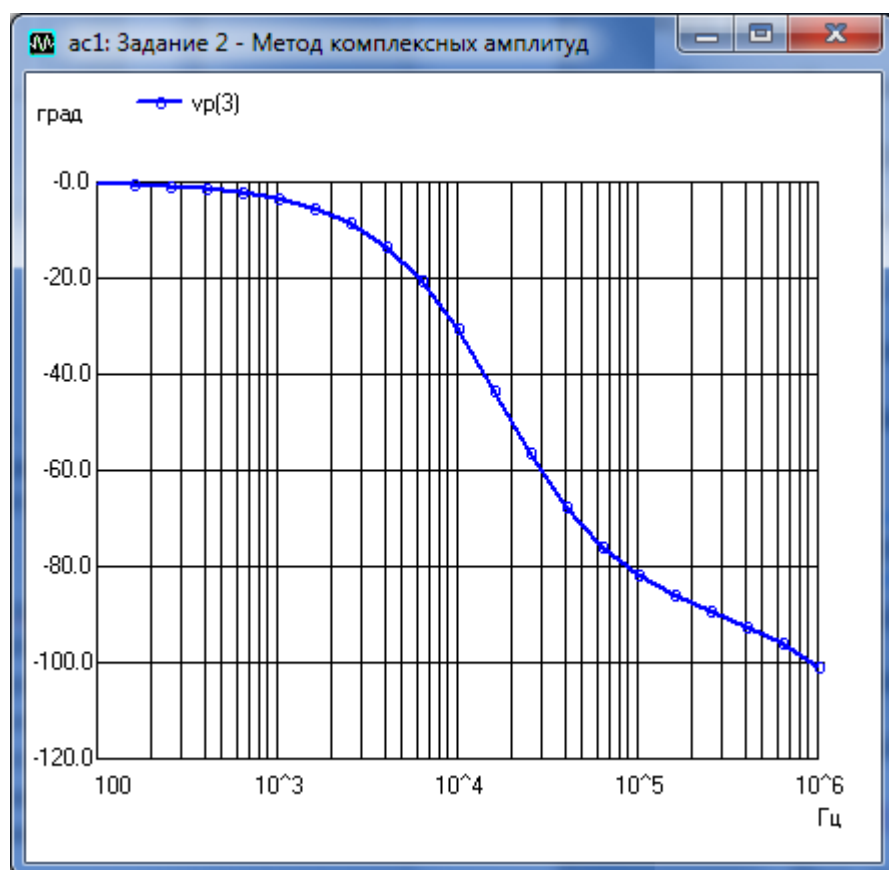


Рис. 2

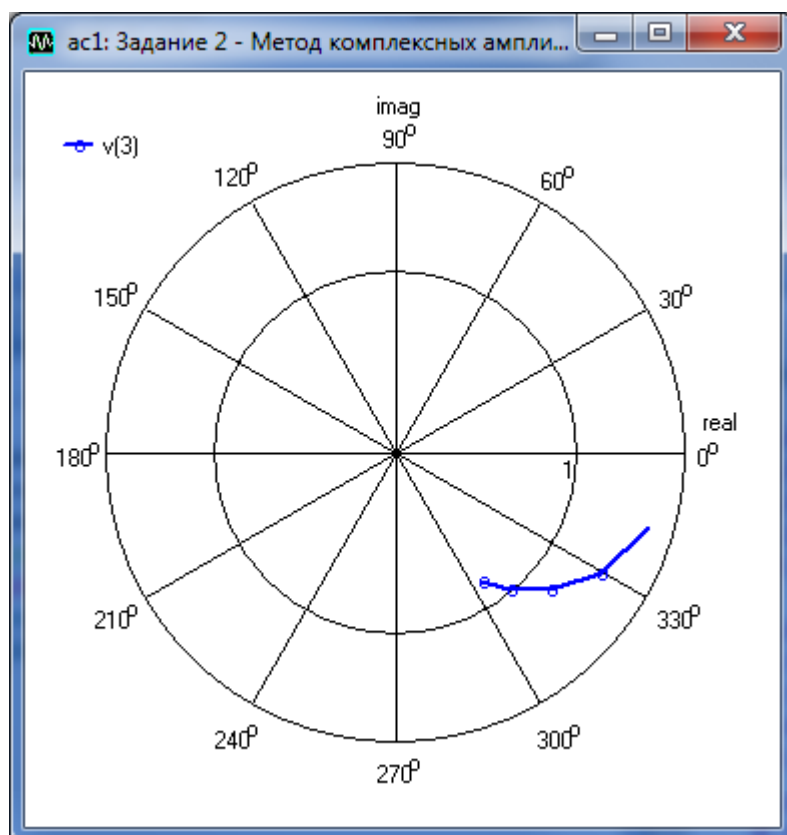


Рис. 3

Для того чтобы вначале провести расчет в широком диапазоне частот от 100 Гц до 1 МГц в тексте задания закомментирована 12-я строка:

```
*.AC LIN 5 5k 25k
```

и оставлена 10-я рабочая строка:

```
.AC DEC 5 100Herz 1MEG
```

Из анализа этой ФЧХ следует, что цепь вносит фазовый сдвиг больше 10° по модулю на частотах больших 4 кГц. Следовательно, дальнейший анализ можно проводить в узком диапазоне частот, например, на пяти частотах от 5 кГц до 25 кГц. Для этого раскомментируем 12-ую строку и закомментируем 10-ую строку.

Векторная диаграмма на рис. 3 получена для пяти частот. Как видим фазовый сдвиг, равный примерно -30° возникает на частоте 10 кГц. С ростом частоты амплитуда выходного напряжения уменьшается, устремляясь в пределе к нулю.

3.5.3. Расчет нагруженной длинной линии с малыми потерями в режиме Tran

На рис. 1 представлена электрическая схема цепи, содержащая входной источник гармонического напряжения E_m , отрезок длинной линии с малыми, но учитываемыми потерями и нагрузочный резистор R_H . Длина отрезка длинной линии равна $l_0 = 25$ метров. Требуется рассчитать зависимость выходного напряжения от времени.

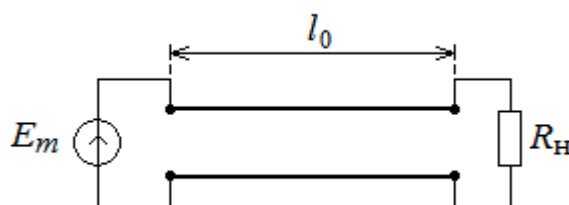


Рис. 1

Описание цепи с длинной линией в Spice-формате имеет вид:

```
* Длинные линии
```

```
v1 1 0 DC 0 AC 0 0 sin(0 1 10e6 0 0 0)
```

```
r1 2 0 20
```

```
o2 1 0 2 0 lline
```

```
.model lline ltra r=0.1 g=0 l=0.1e-6 c=10e-12 len=25
```

```
.tran 0.01ns 600ns 0 0.1ns
```

```
* Показать напряжения
```

```
*#plot v(1) v(2)
```

.end

На рис. 2 представлены графики входного и выходного сигналов.

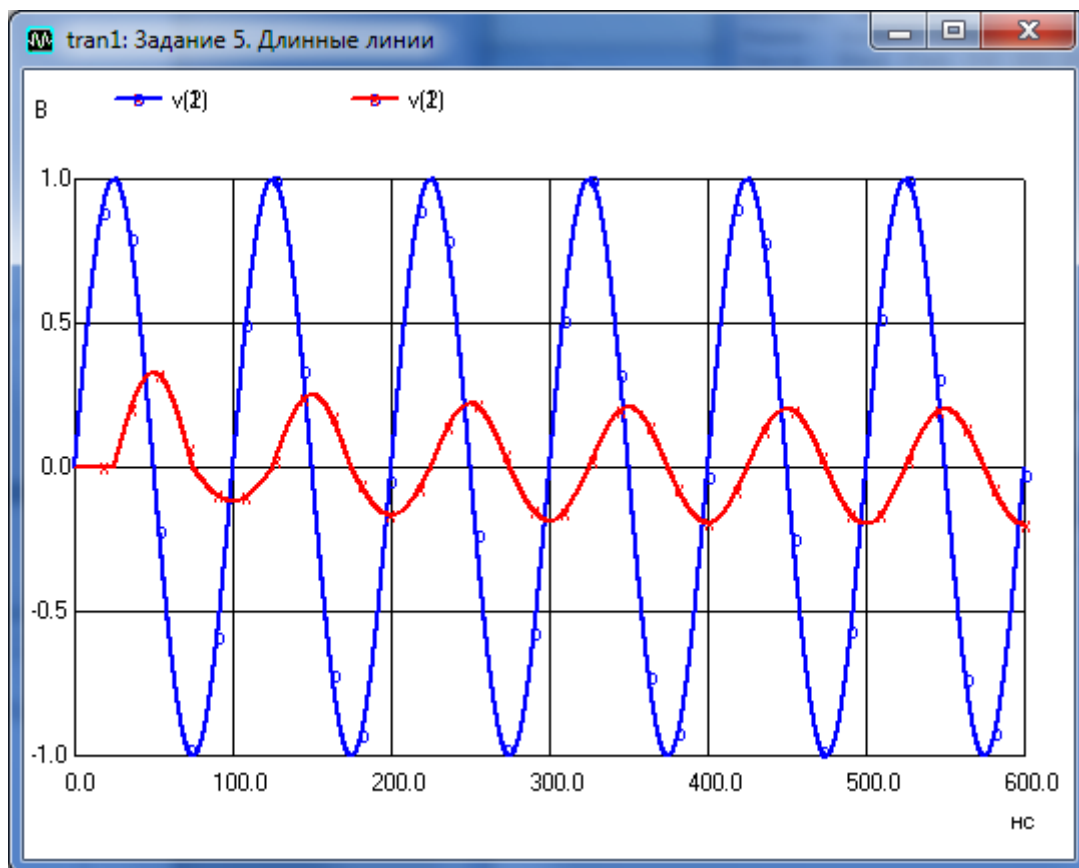


Рис. 2

Из анализа полученных кривых следует, что амплитуда выходного сигнала уменьшилась относительно амплитуды входного сигнала и в конце рассматриваемого отрезка времени установилась на уровне, равном примерно 0,2 вольт. Кроме того выходной сигнал запаздывает относительно входного примерно на 25 нс.

3.5.4. Расчет искажений прямоугольного импульса в RC -цепочке

На рис. 1 представлена электрическая схема цепи, содержащей источник импульсного напряжения V1, резистор и конденсатор.

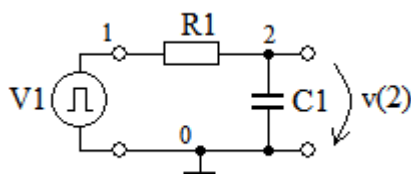


Рис. 1

При прохождении импульса через RC -цепочку его форма искажается. Выходное импульсное напряжение $v(2)$ рассчитывается в режиме Tran.

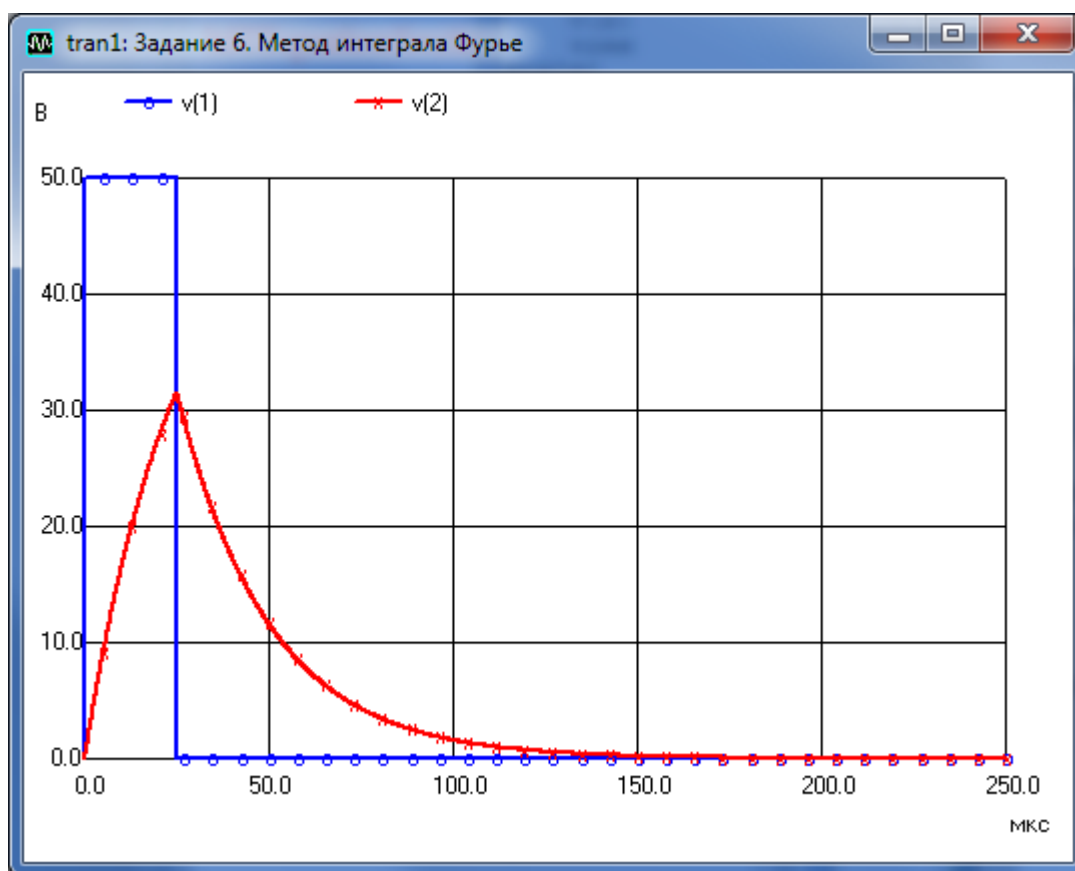


Рис. 2

Описание цепи в Spice-формате имеет вид:

```
*Метод интеграла Фурье
* Источник импульсного напряжения
v1 1 0 DC 0 AC 0 0 pulse(0 50 0 1n 1n 25u 250u)
* Пассивные элементы
R1 1 2 1k
C1 2 0 25n
* Расчет переходного процесса
.tran 0.1us 250u 0 0.1us
* Показать напряжения
*#plot v(1) v(2)
.END
```

На рис. 2 представлены графики входного и выходного сигналов. Из анализа полученных кривых следует, что используемая RC -цепочка существенно искажает импульсный сигнал. Амплитуда выходного импульса уменьшилась до величины, примерно равной 32 вольтам. Определяя задержку и длительность импульса по уровню 0,5 от амплитудного значения получим, что выходной им-

пульс задерживается относительно входного примерно на 10 мкс, а длительность выходного импульса увеличивается примерно до 42 мкс.

3.5.5. Расчет характеристик диода в режиме DC с одним изменяемым параметром

На рис. 1 представлена электрическая схема цепи, содержащей источник постоянного напряжения, диод и контрольный резистор r_k с небольшим сопротивлением, равным 1 Ом.

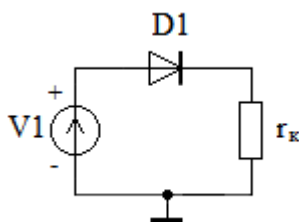


Рис. 1

Описание цепи в Spice-формате имеет вид:

```
* BAX диода
V1 1 0 DC 1.0
D1 1 2 DZ
R1 2 0 1
.MODEL DZ D(IS=100e-12 RS=13 CJO=1000p TT=160n
+ BV=3V IBV=5mA)
.dc v1 0 1 0.02
*#plot -i(v1)
.end
```

В представленном описании для расчета BAX задано изменение (сweeping) источника V1 в диапазоне прямых напряжений от 0 до 1 вольт с шагом 0,02 вольта. Отметим, что для вывода положительных значений прямого тока в строке с командой `plot` перед током через источник напряжения поставлен знак минус. Таким образом, учитываем, что стрелка тока через источник не совпадает со стрелкой эдс источника напряжения.

На рис. 2 представлена рассчитанная вольт-амперная характеристика (BAX) диода при прямом смещении. Как видим напряжение отсечки прямого тока равно примерно 400 мВ. Максимальная величина прямого тока равна примерно 34 мА.

При использовании команды

```
.dc v1 -3.5 0 0.02
```

изменяем обратное смещение и получаем обратную ветвь диода, представленную на рис. 3.

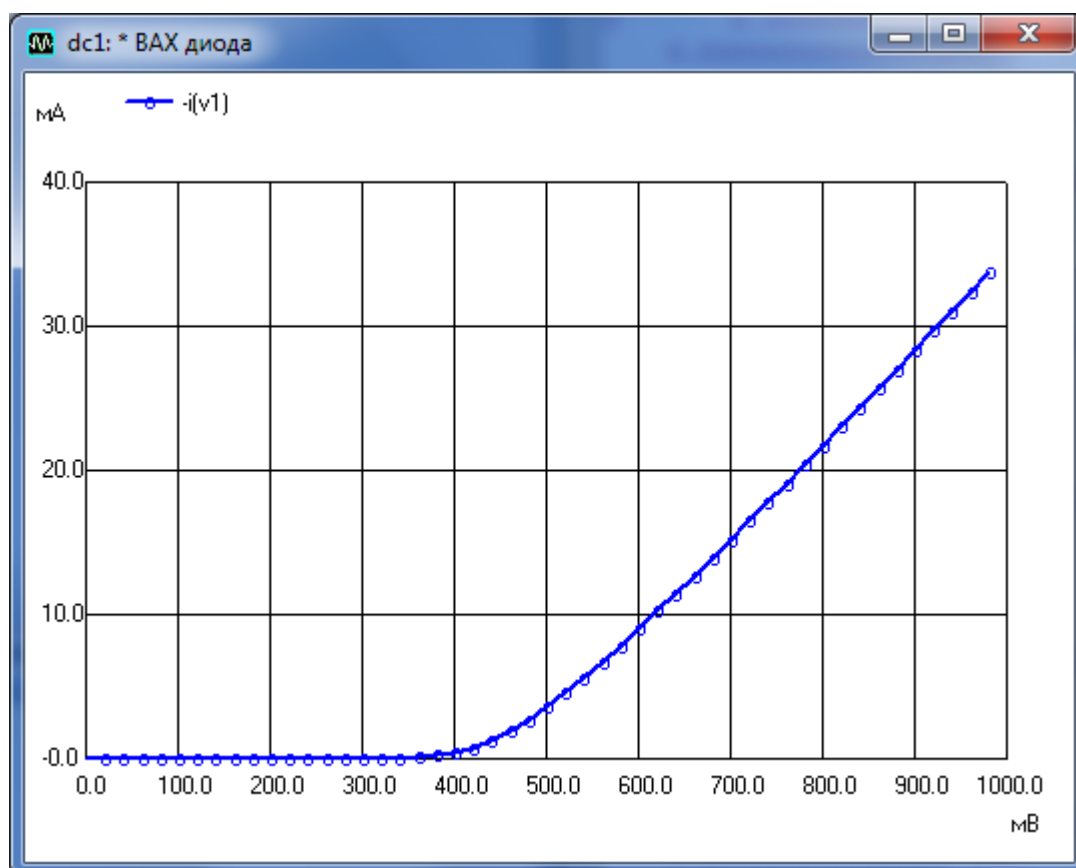


Рис. 2

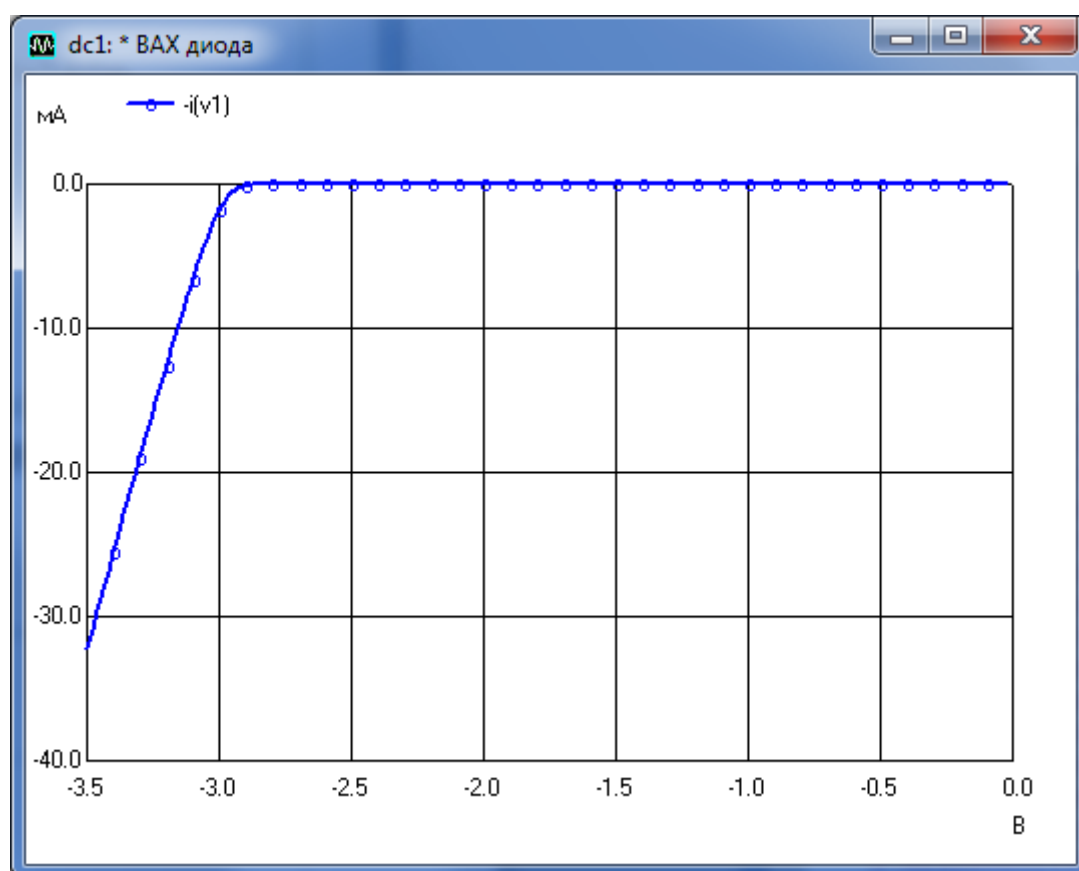


Рис. 3

При напряжениях больших по модулю 3 В на рис. 3 наблюдаем электрический пробой диода.

Подадим на вход диода гармоническое напряжение с амплитудой 1 В и частотой 1 кГц и рассчитаем напряжение $v(2)$ на контрольном резисторе r_k .

Описание измененной цепи в Spice-формате имеет вид:

* Выпрямление тока

```
V1 1 0 DC 0 AC 0 0 sin(0 1 1e3 0 0 0)
```

```
D1 1 2 DZ
```

```
R1 2 0 1
```

```
.MODEL DZ D(IS=100e-12 RS=13 CJO=1000p TT=160n  
+ BV=3V IBV=5mA)
```

```
.tran 1e-6 5e-3
```

```
*#plot v(1)/10.0 v(2)
```

```
.end
```

Форма входного напряжения и напряжение на выходе выпрямительной цепи показано на рис. 4.

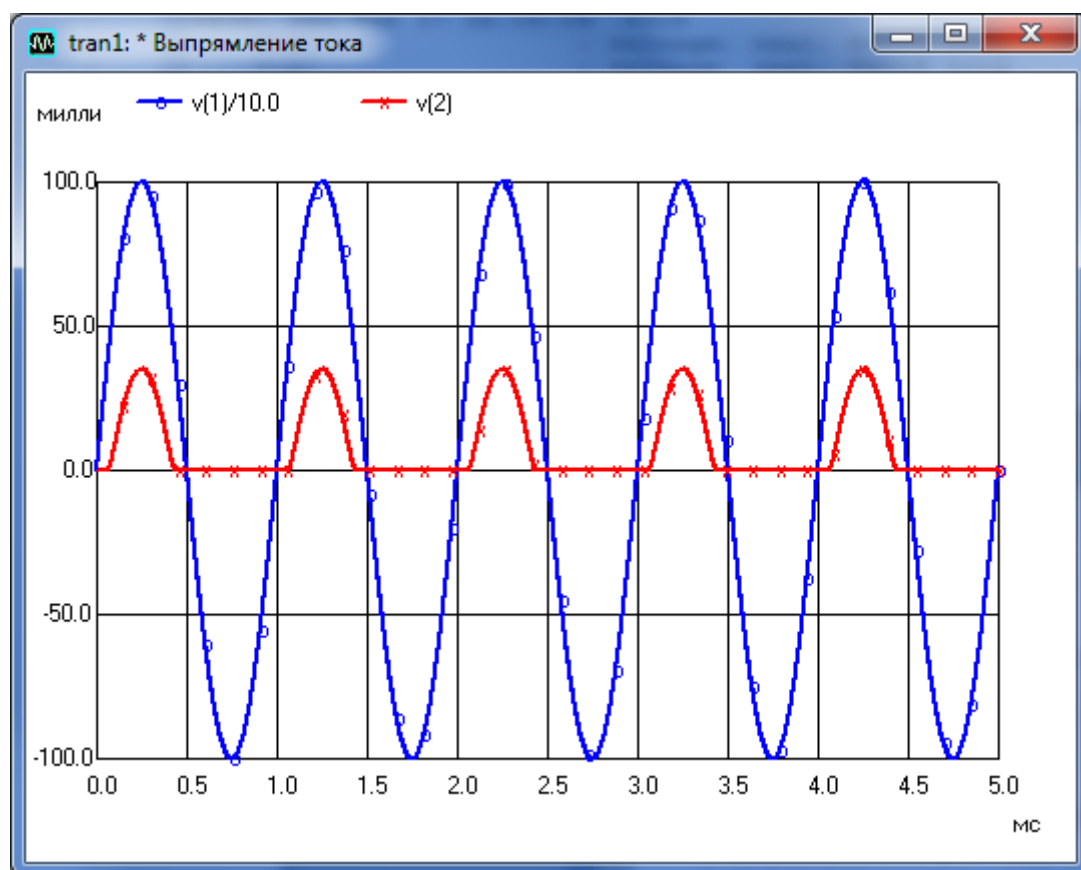


Рис. 4

Для удобства сравнения амплитуда входного напряжения на рис. 4 уменьшена в 10 раз. Из анализа полученных кривых следует, что выходное напряжение в отличие от входного принимает только положительные значения. Уста-

навливая на выходе цепи конденсатор большой емкости, который будет сглаживать пульсации показанного на рисунке напряжения $v(2)$, получим схему выпрямителя, с помощью которого из переменного напряжения получаем практически постоянное напряжение на выходе цепи.

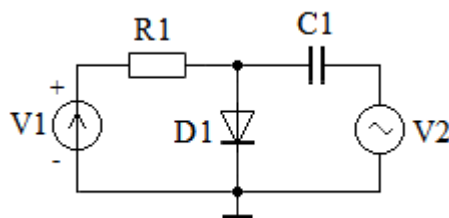


Рис. 5

На рис. 5 представлена электрическая схема цепи с диодом, содержащая кроме источника постоянного напряжения и вспомогательного резистора R1 дополнительный источник переменного напряжения V2 и конденсатор C1.

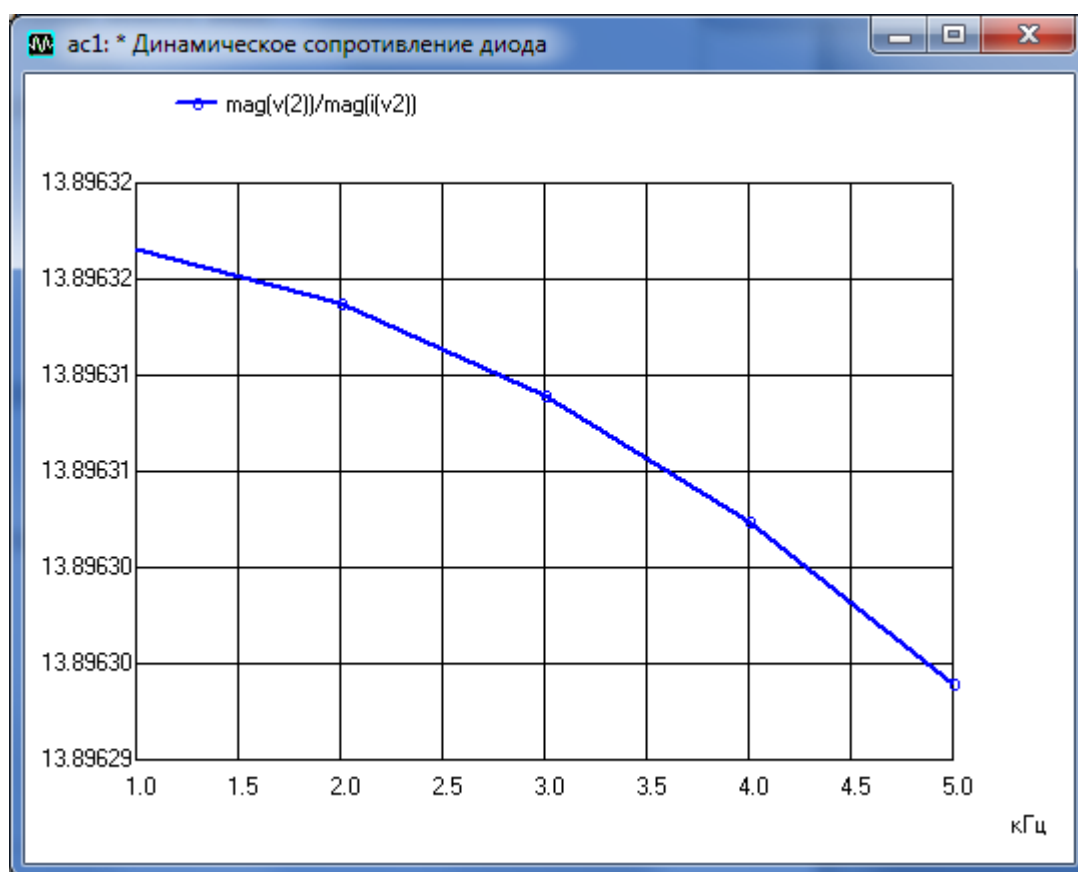


Рис. 6

Описание этой цепи в Spice-формате имеет вид:

```
* Динамическое сопротивление диода
V1 1 0 85
R1 1 2 3118.5
```

```

D1 2 0 DZ
C1 2 3 1000u
V2 3 0 AC 0.1
.MODEL DZ D(IS=100e-12 RS=13 CJO=1000p TT=160n
+ BV=3V IBV=5mA)
.AC LIN 5 1k 5k
*#plot mag(v(2))/mag(i(v2))
.end

```

В предпоследней строчке Spice-описания дана команда на расчет отношения амплитуды гармонического напряжения к амплитуде переменного тока через диод. Как известно, при малой амплитуде переменного напряжения это отношение определяет динамическое (дифференциальное) сопротивление диода.

Зависимость динамического сопротивления диода от частоты приведена на рис. 6. Как видим, величина динамического сопротивления при изменении частоты изменяется незначительно. На частотах от 1 кГц до 5 кГц динамическое сопротивление диода равно примерно 13,9 Ом.

3.5.6. Расчет характеристик и параметров транзистора в режиме DC с двумя изменяемыми параметрами

На рис. 1 представлена электрическая схема цепи, содержащая биполярный *n-p-n*-транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером (ОЭ), источник постоянного тока и источник постоянного напряжения.

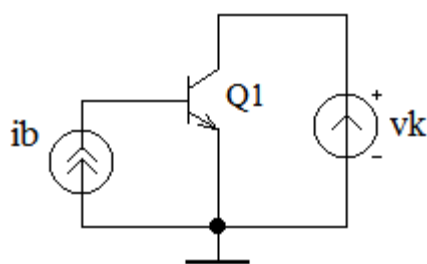


Рис. 1

Для получения выходных ВАХ *n-p-n*-транзистора типа KT315D описание цепи в Spice-формате имеет вид:

```

* BAX npn-транзистора
ib 0 m1 DC=100u AC=0
Q1 2 m1 0 KT315D
vk 2 0 DC=1.5
.model KT315D NPN(IS=10e-15 BF=13 VAF=60
+ CJC=7pF CJE=7pF RB=3 RE=.5 RC=.2 TF=1ns TR=170ns)

```

```
.dc vk 0 2 0.01 ib 0 250e-6 50e-6
*#plot -i(vk)
.end
```

Для расчета выходных ВАХ в этих строках задано изменение (сweeping) источника v_k в диапазоне от 0 до 2 В с шагом 0,01 В и изменение параметра — постоянного тока базы i_b транзистора в диапазоне от 0 до 250 мкА с шагом 50 мкА. Выходные вольт-амперные характеристики биполярного транзистора, включенного по схеме с ОЭ, приведены на рис. 2.

Используя эти ВАХ можно рассчитать статический коэффициент передачи тока базы $\beta_{СТ}$ транзистора. Например, задавая рабочую точку при токе базы $i_{B0} = 150$ мкА и при напряжении на коллекторе, равном $u_{K0} = 2$ В, получим ток коллектора, равный 2 мА. Следовательно статический коэффициент передачи тока базы $\beta_{СТ} = 2e-3/150e-6 \approx 13,3$.

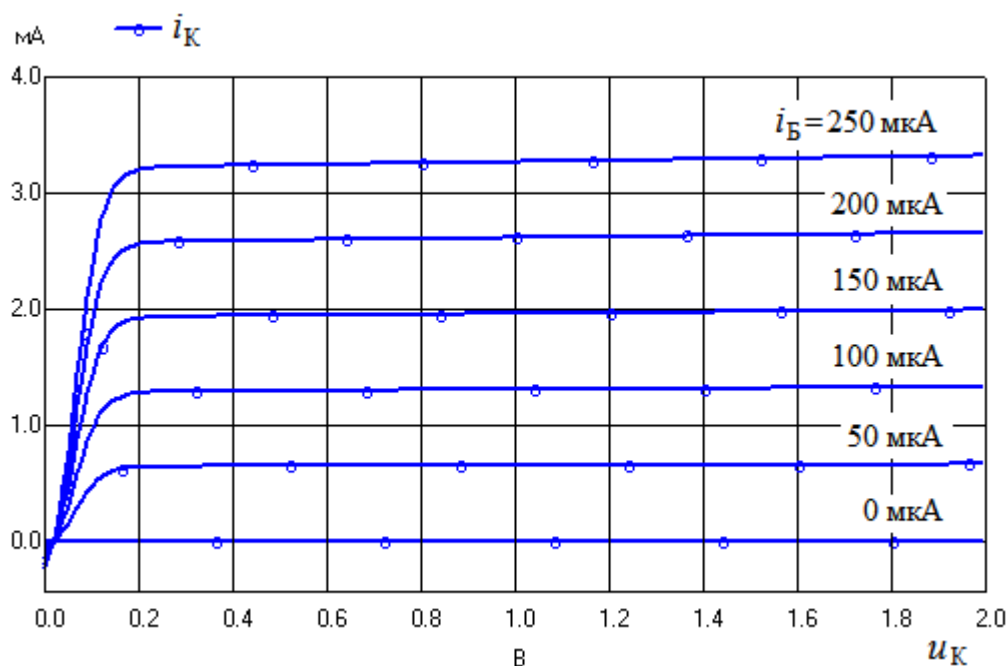


Рис. 2

На рис. 3 изображена схема ОЭ, предназначенная для определения параметров эквивалентной схемы транзистора для малого сигнала. В этой схеме базовый ток равен сумме токов от двух источников. Один источник на входе задает постоянный ток базы в рабочей точке. Другой источник задает переменный ток базы в рабочей точке. Напряжение на коллекторе транзистора также равно сумме постоянного и переменного напряжений.

Используя при анализе режим АС, можно рассчитать протекающие переменные токи и напряжения, а затем три основных параметра простейшей экви-

валентной схемы транзистора: сопротивление база-эмиттер, крутизну и сопротивление коллектор-эмиттер.

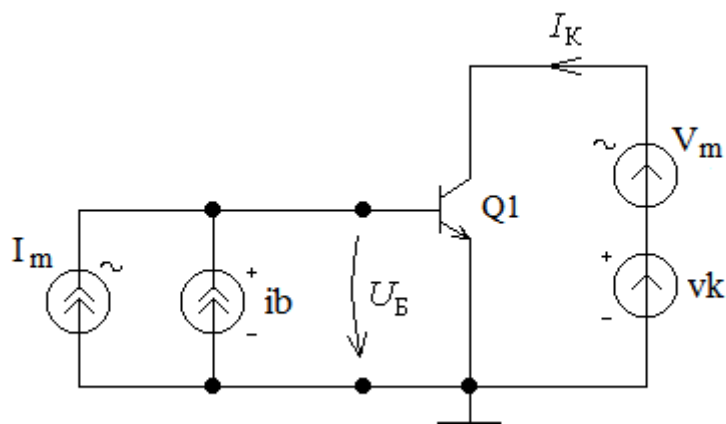


Рис. 3

Отметим, что на практике амплитуда переменного базового тока, подаваемого на транзистор, должна быть малой, не превышая, как правило, десятой части от величины постоянного тока базы. Аналогично, уровень переменного напряжения на коллекторе не должен, как правило, превышать десятую часть от величины постоянного напряжения на коллекторе. При указанных условиях характеристики транзистора линеаризируются.

Описание в Spice-формате цепи, приведенной на рис. 3 и предназначенной для расчета сопротивления база-эмиттер $r_{бэ}$ и крутизны S , имеет вид:

```
* rбе и S npn-транзистора
ib 0 m1 DC=100u AC=0
Im 0 m1 DC=0 AC=10u
Q1 3 m1 0 KT315D
Vm 3 2 DC=0 AC=0
vk 2 0 DC=1.5
.model KT315D NPN(IS=10e-15 BF=10 VAF=60
+ CJC=7pF CJE=7pF RB=3 RE=.5 RC=.2 TF=1ns TR=170ns)
.ac lin 5 1k 5k
*#plot mag(m1)/10u
*#plot mag(i(vk))/mag(m1)
.end
```

Амплитуда переменного тока базы здесь установлена равной 10 мкА. Расчет проведен на низких частотах в диапазоне 1...5 кГц. На частоте 1 кГц сопротивление база-эмиттер $r_{бэ}$ равно примерно 267 Ом, а крутизна S получилась примерно равной 38 мА/В.

Для расчета динамического сопротивления коллектор-эмиттер описание цепи в Spice-формате имеет вид:

```
* rке pnp-транзистора
ib 1 0 DC=100u AC=0
Im 0 1 DC=0 AC=0
Q1 3 1 0 kt326
Vm 3 2 DC=0 AC=0.1
vk 0 2 DC=1.5 AC=0
.model kt326 PNP (Is=17f Bf=10 Vaf=63 Cjc=4p Cje=4p
+ Rb=52 Rc=2 Tf=160p Tr=40n)
.ac lin 5 1k 5k
*#plot 0.1/mag(i(vk))
.end
```

В описанной выше схеме вместо *n-p-n*-транзистора включен *p-n-p*-транзистор типа КТ326. Полярности источников постоянного тока *ib* и постоянного напряжения *vk* изменены на противоположные простым изменением порядка подключаемых узлов. В коллекторной цепи включен источник переменного напряжения с амплитудой, равной 0,1 В. Амплитуда переменного тока установлена равной нулю. Расчет проведен на низких частотах в диапазоне 1...5 кГц. На частоте 1 кГц сопротивление коллектор-эмиттер $r_{кэ}$ равно примерно 63 кОм.

Аналогичное исследование, проведенное для *n-p-n*-транзистора типа КТ315D, позволило рассчитать сопротивление коллектор-эмиттер $r_{кэ}$, которое оказалось равным примерно 60 кОм.

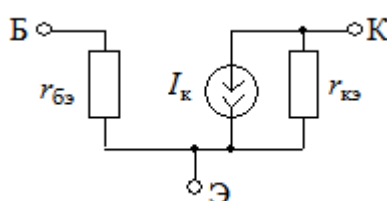


Рис. 4

На рис. 4 показана линейная эквивалентная схема для активного режима работы транзистора, используемая при подаче малых по амплитуде переменных сигналов. Основным элементом этой схемы является источник тока, управляемый входным напряжением: $I_k = S U_б$, где S — крутизна транзистора. Сопротивление $r_{кэ}$ характеризует потери энергии в коллекторной цепи. Сопротивление эмиттерного перехода $r_{бэ}$ характеризует потери энергии на управление транзистором.

3.5.7. Расчет резистивного усилителя на биполярном транзисторе

На рис. 1 представлена электрическая схема усилителя с общим эмиттером на биполярном транзисторе.

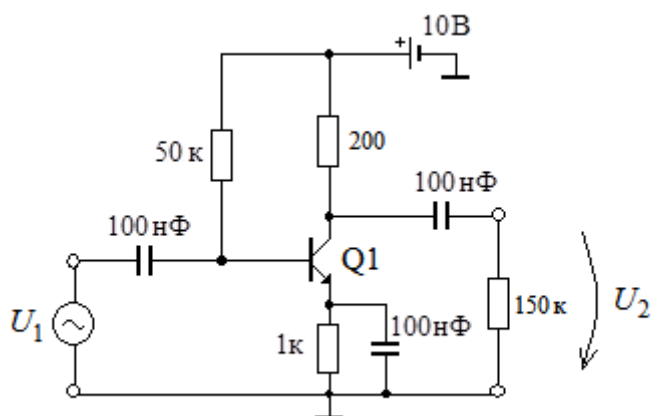


Рис. 1

На входе усилителя включен источник гармонического напряжения U_1 . Выходное напряжение U_2 рассчитывается на нагрузочном резисторе с сопротивлением 150 кОм.

Описание цепи в Spice-формате имеет вид:

```
* R-усилитель
V1 m1 0 DC=0 AC=0.01 0
C1 m1 2 100n
R1 2 6 50k
Q1 5 2 4 KT315D
R2 5 6 200
V2 6 0 DC=10V
C2 4 0 100n
R3 4 0 1k
C3 5 m2 100n
R4 m2 0 150k
.model KT315D NPN(IS=10e-15 BF=10 VAF=60
+ CJC=7pF CJE=7pF RB=3 RE=.5 RC=.2 TF=1ns TR=170ns)
.ac dec 1000 1.0e+4 1.0e+9
* ФЧХ
*#plot ph(m2)-ph(m1)
* АЧХ
*#plot mag(m2)/mag(m1)
```

.end

Расчет проводим в широком диапазоне частот от 10 кГц до 1 ГГц. Амплитудно-частотная характеристика цепи приведена на рис. 2. Из анализа АЧХ следует, что в области средних частот коэффициент усиления усилителя не менее 12.

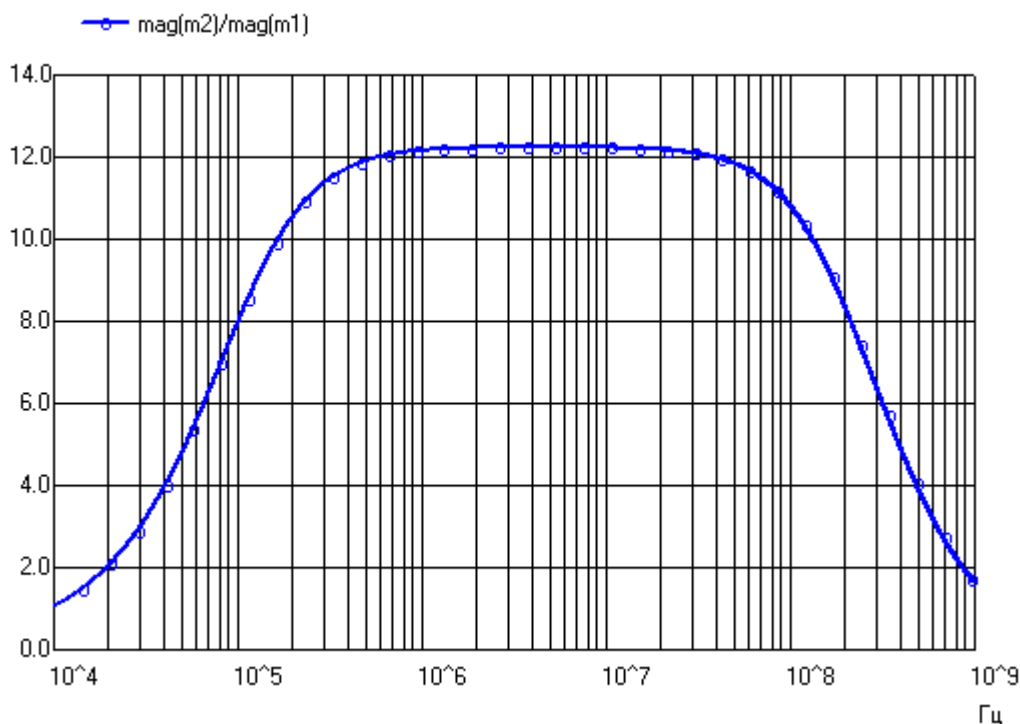


Рис. 2

Дальнейший анализ проводим в узком диапазоне частот, например, на пяти частотах от 30 МГц до 34 МГц. Для этого используем линейный масштаб по оси частот и записываем строку:

```
.ac lin 5 30e+6 34e+6
```

Часть векторной диаграммы для комплексного входного сопротивления $\dot{Z}_{\text{вх}}$ усилителя приведена на рис. 3. Как видим, на частоте 30 МГц модуль входного сопротивления равен примерно 45 Ом, а начальная фаза равна примерно -70 градусов. Для получения этих результатов в описание цепи включены строки

```
* Входное комплексное сопротивление
*#plot ph(m1)-ph(-i(v1))
*#plot mag(m1)/mag(-i(v1))
*#plot m1/(-i(v1)) polar
```

Для расчета комплексного выходного сопротивления $\dot{Z}_{\text{вых}}$ усилителя источник переменного входного сигнала переносим на выход усилителя, включая

его вместо нагрузочного резистора. Входные клеммы закорачиваем. На частоте 30 МГц получим $\dot{Z}_{\text{ВЫХ}} \approx 197 \exp(-j8^\circ)$. Отрицательное значение начальной фазы обусловлено влиянием выходной емкости усилителя.

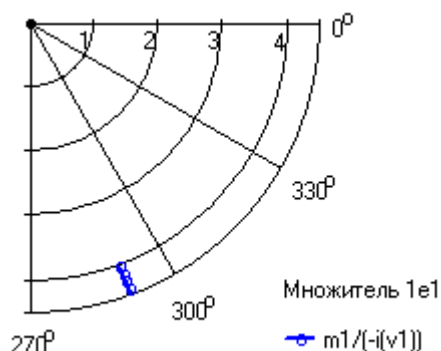


Рис. 3

Рассчитаем в заключение временные характеристики усилителя, используя режим Tran. Описание цепи в Spice-формате в этом случае имеет вид:

```
* R-усилитель
V1 m1 0 DC 0 AC 0 0 sin(0 0.001 30e6 0 0 0)
C1 m1 2 100n
R1 2 6 50k
Q1 5 2 4 KT315D
R2 5 6 200
V2 6 0 DC=10V
C2 4 0 100n
R3 4 0 1k
C3 5 m2 100n
R4 m2 0 150k
.model KT315D NPN(IS=10e-15 BF=10 VAF=60
+ CJC=7pF CJE=7pF RB=3 RE=.5 RC=.2 TF=1ns TR=170ns)
.tran 0.01ns 100ns 0 0.1ns
*#plot m1 m2
.end
```

Источник V1 на входе усилителя генерирует гармонический сигнал с частотой 30 МГц и амплитудой 1 мВ. Выходной, усиленный по амплитуде сигнал снимаем с резистора R4. Графики входного и выходного сигналов приведены на рис. 4.

Как видим, коэффициент усиления усилителя для малого по уровню сигнала равен примерно 12. Из анализа кривых также следует, что усилитель ОЭ инвертирует фазу входного сигнала.

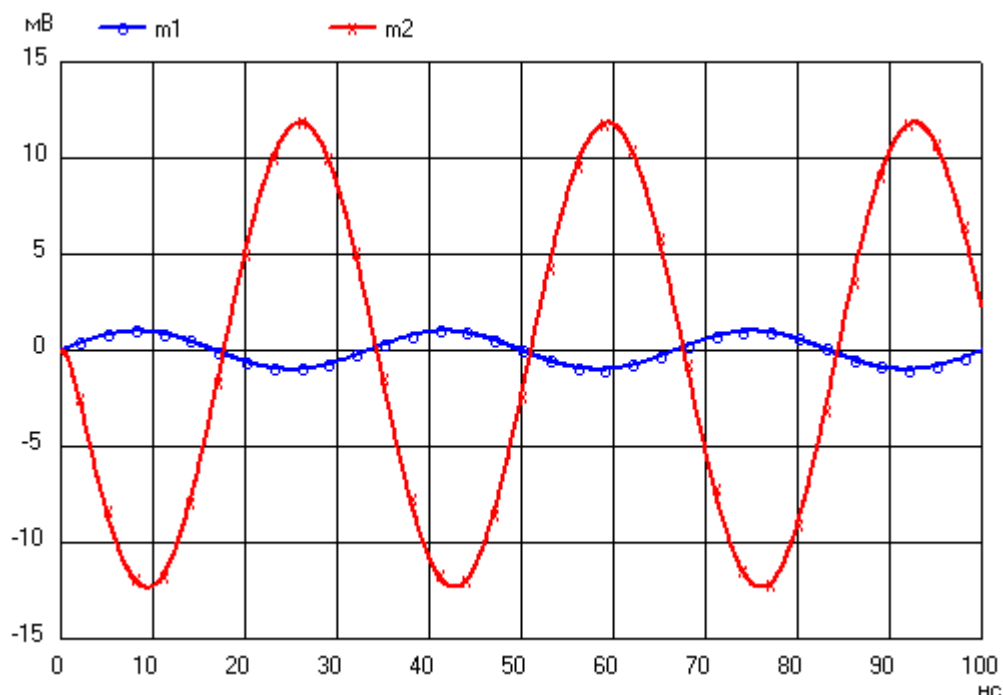


Рис. 4

Причем выходной сигнал относительно входного задержан примерно на 190 градусов. Дополнительный фазовый сдвиг, равный примерно 10 градусам, возникает при использовании относительно высокой частоты входного сигнала, равной 30 МГц, и благодаря имеющимся в усилителе паразитным емкостям и инерционности транзистора.

3.5.8. Расчет резистивного усилителя на МДП- транзисторе

Электрическая схема усилителя с общим истоком на полевом транзисторе представлена на рис. 1.

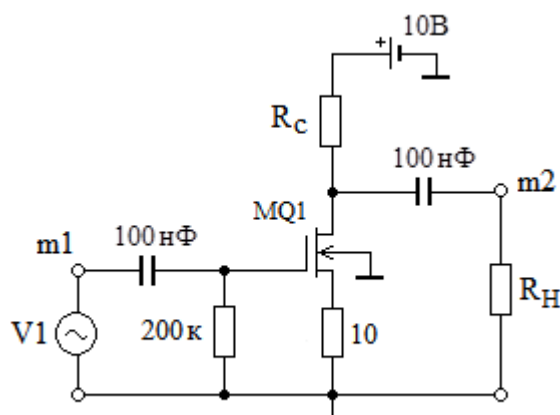


Рис. 1

В схеме используется МДП-транзистор с встроенным каналом серии КП305. На входе усилителя включен источник гармонического напряжения. Выходное напряжение в узле m2 рассчитывается на нагрузочном резисторе R_H . В цепь стока включен резистор внутренней нагрузки R_C с сопротивлением, равным 5 кОм.

Усилитель охвачен отрицательной обратной связью по току: в цепь истока включен резистор обратной связи с небольшим сопротивлением, равным 10 Ом. Дополнительное напряжение смещения на затвор транзистора не подается: между затвором и истоком включен резистор с сопротивлением, равным 200 кОм.

Для расчета амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик усилителя используется следующее описание цепи в Spice-формате:

```
* Усилитель на ПТ МДП-типа
V1 m1 0 DC=0 AC=0.01 0
C1 m1 2 100n
**R1a 6 2 500k
R1b 2 0 200k
* Выводы: сток затвор исток подложка
MQ1 5 2 4 0 kp305a
R2 5 6 5k
V2 6 0 DC=10V
R3 4 0 10
C3 5 m2 100n
R4 m2 0 150k
.MODEL kp305a NMOS (VTO=-1.5 KP=5e-4 PHI=0.6 LAMBDA=4m
+ RD=0.5 RS=0.1 CBD=15P CGSO=618P CGDO=618P)
.ac dec 1000 1.0e+0 1.0e+8
* ФЧХ
*#plot ph(m2)-ph(m1)
* АЧХ
*#plot mag(m2)/mag(m1)
.end
```

Расчет проводим в широком диапазоне частот от 1 Гц до 100 МГц. Амплитудно-частотная характеристика усилителя приведена на рис. 2. Из анализа АЧХ следует, что в области средних частот коэффициент усиления усилителя равен примерно 3,7. Нижняя граничная частота усилителя равна примерно 14 Гц, а верхняя граничная частота равна примерно 7 МГц.

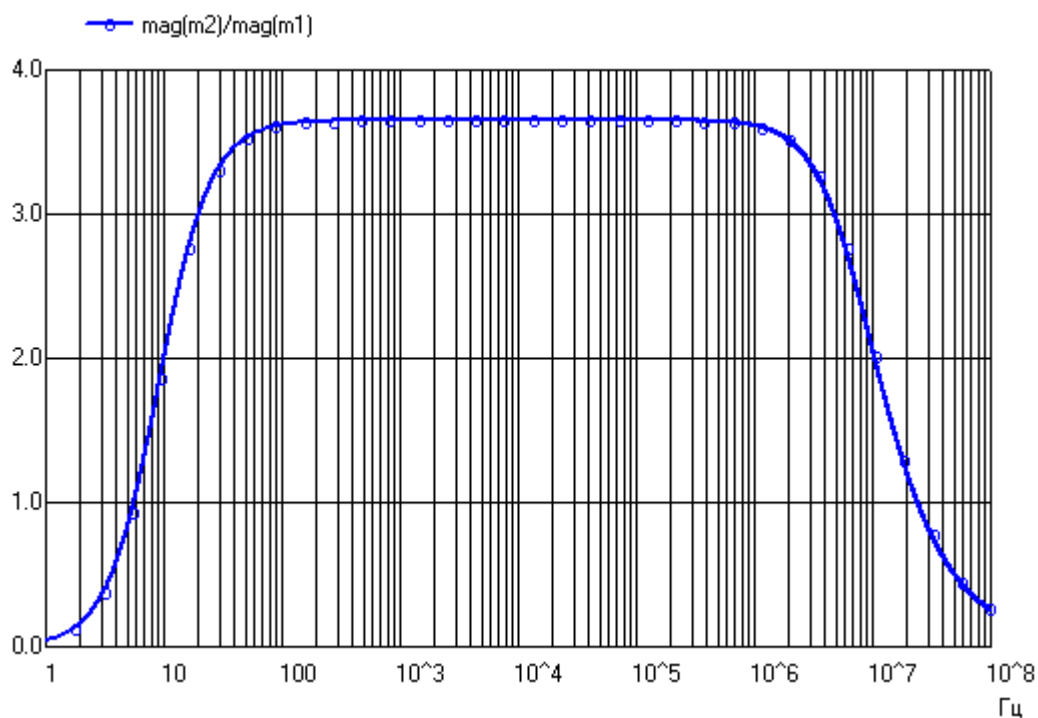


Рис. 2

Используя режим Tran, найдем временные характеристики усилителя. Описание цепи в Spice-формате в этом случае имеет вид:

```
* Усилитель на ПТ МОП-типа – режим Tran
V1 m1 0 DC=0 AC=0.01 sin(0 0.001 3e6 0 0 0)
C1 m1 2 100n
**R1a 6 2 500k
R1b 2 0 200k
* Выводы: сток затвор исток подложка
MQ1 5 2 4 0 kp305a
R2 5 6 5k
V2 6 0 DC=10V
R3 4 0 10
C3 5 m2 100n
R4 m2 0 150k
.MODEL kp305a NMOS (VTO=-1.5 KP=5e-4 PHI=0.6
LAMBDA=0.004
+RD=0.5 RS=0.1 CBD=15P CGSO=618P CGDO=618P)
.tran 0.1ns 1000ns 0 1ns
*#plot m1 m2
.end
```

Источник V1 на входе усилителя генерирует гармонический сигнал с частотой 3 МГц и амплитудой 1 мВ. Выходной, усиленный по амплитуде сигнал снимаем с узла m2. Графики входного и выходного сигналов приведены на рис. 4.

Как видим, коэффициент усиления усилителя для малого по уровню сигнала небольшой и равен примерно 3,4. Из анализа кривых также следует, что усилитель с общим истоком инвертирует фазу входного сигнала.

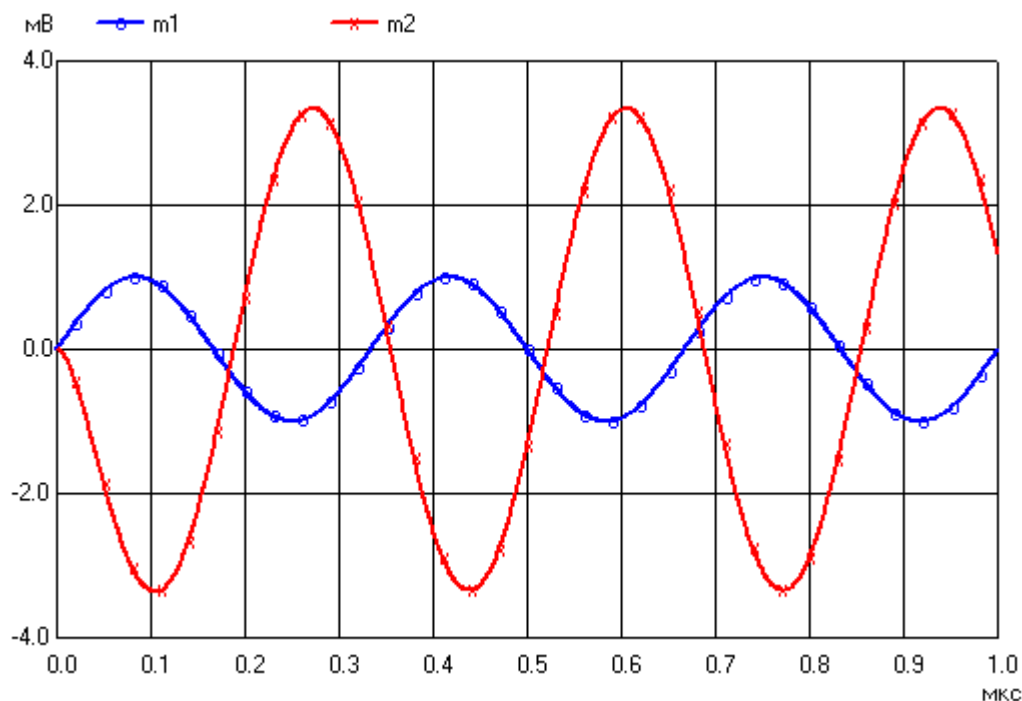


Рис. 3

Причем выходной сигнал относительно входного задержан примерно на 200 градусов. Дополнительный фазовый сдвиг, равный примерно 20 градусам, возникает благодаря использованию относительно высокой частоты входного сигнала, равной 3 МГц, и имеющимся в транзисторе паразитными емкостями и задержками.

Расчет входного и выходного сопротивлений усилителя проводим на пяти избранных частотах от 25 кГц до 29 кГц. Для этого используем строку

```
.ac lin 5 25.0e+3 29.0e+3
```

с указанием линейного масштаба по оси частот.

Для расчета входного комплексного сопротивления в описание цепи включаем строки

```
* Входное комплексное сопротивление
*#plot ph(m1)-ph(-i(v1))
*#plot mag(m1)/mag(-i(v1))
```

На частоте 25 кГц входное сопротивление равно примерно $\dot{Z}_{\text{вх}} = 199,9e3 \exp(-0,6^\circ)$. Как и следовало ожидать, модуль этого сопротивления примерно равен сопротивлению резистора, включенного между затвором и истоком, т. к. входное сопротивление полевого транзистора с изолированным затвором, как правило, много больше, чем 200 кОм. Небольшая начальная фаза в комплексном выражении для $\dot{Z}_{\text{вх}}$ объясняется влиянием входной емкости транзистора.

Для расчета комплексного выходного сопротивления $\dot{Z}_{\text{вых}}$ усилителя источник переменного входного сигнала переносим на выход усилителя, включая его вместо нагрузочного резистора. Входные клеммы закорачиваем. На частоте 25 кГц получим $\dot{Z}_{\text{вых}} \approx 4,9e3 \exp(-j0,9^\circ)$. Отрицательное значение начальной фазы обуславливается влиянием выходной емкости усилителя. Модуль $\dot{Z}_{\text{вых}}$ примерно равен сопротивлению резистора, включенного в качестве внутренней нагрузки между стоком транзистора и источником питания.

3.5.9. Расчет резонансного усилителя на биполярном транзисторе

На рис. 1 представлена электрическая схема резонансного усилителя на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером. На входе усилителя включен источник гармонического напряжения V1 с амплитудой 1 мВ и начальной фазой, равной нулю.

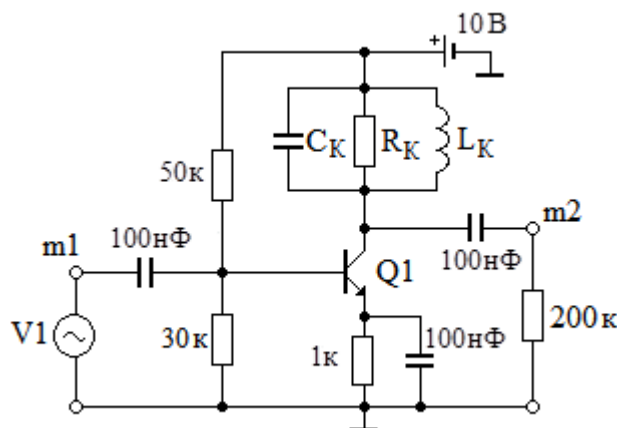


Рис. 1

Делитель напряжения, выполненный на резисторах с сопротивлениями 50 кОм и 30 кОм, обеспечивает требуемое напряжение смещения между базой и эмиттером транзистора. Избирательность усилителя обеспечивается параллельным колебательным контуром в коллекторной цепи транзистора. Индуктивность контурной катушки L_K и емкость конденсатора C_K в составе колебательного контура были рассчитаны для получения резонансной частоты 20 МГц и

добротности, равной 20. Выходное напряжение в узле m2 рассчитывается на нагрузочном резисторе с сопротивлением 200 кОм.

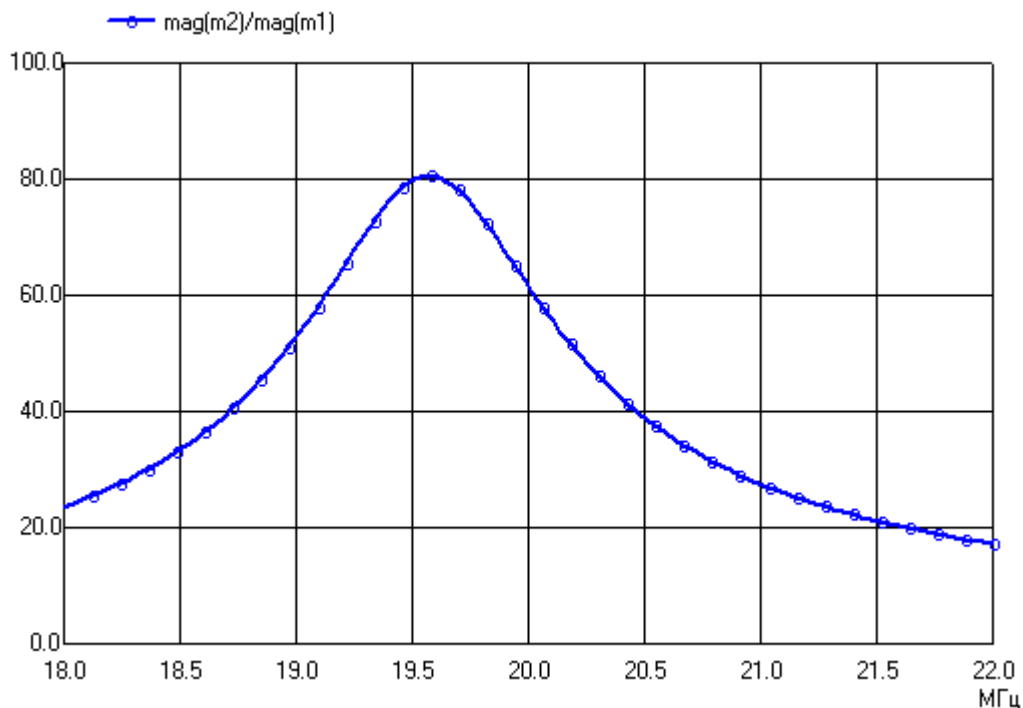


Рис. 2

Описание усилителя в Spice-формате с использованием режима AC имеет вид:

```
* LC-усилитель
V1 m1 0 DC=0 AC=0.001 0
C1 m1 2 100n
R1a 2 6 50k
R1b 2 0 30k
Q1 5 2 4 KT315D
CK 5 6 79.6p
RK 5 6 2k
LK 5 6 0.796u
V2 6 0 DC=10V
C2 4 0 100n
R3 4 0 1k
C3 5 m2 100n
R4 m2 0 200k
.model KT315D NPN(IS=10e-15 BF=10 VAF=60
+ CJC=7pF CJE=7pF RB=3 RE=.5 RC=.2 TF=1ns TR=170ns)
.ac lin 100 18.0e+6 22.0e+6
```

```

* ФЧХ и АЧХ
*#plot ph(m2) - ph(m1)
*#plot mag(m2) / mag(m1)
.end

```

Моделирование проводим в небольшом диапазоне частот от 18 МГц до 22 МГц, т. е. вблизи ожидаемой резонансной частоты усилителя, равной 20 МГц.

Амплитудно-частотная характеристика усилителя приведена на рис. 2. Из анализа АЧХ следует, что на резонансной частоте коэффициент усиления усилителя равен примерно 80.

Фактическая резонансная частота усилителя равна примерно $f_{P1} = 19,6$ МГц. Полоса пропускания Δf_1 усилителя по уровню 0,707 равна примерно 1,05 МГц. Деля f_{P1} на полосу Δf_1 , получим добротность колебательного контура, равную примерно $Q_1 = 18,7$. Уменьшение резонансной частоты и уменьшение добротности относительно исходных заданных значений объясняется влиянием емкостей и потерь в выходной цепи усилителя.

3.5.10. Расчет усилителя на операционном усилителе

На рис. 1 представлена электрическая схема неинвертирующего усилителя на операционном усилителе (ОУ). На входе усилителя включен источник гармонического напряжения V1.

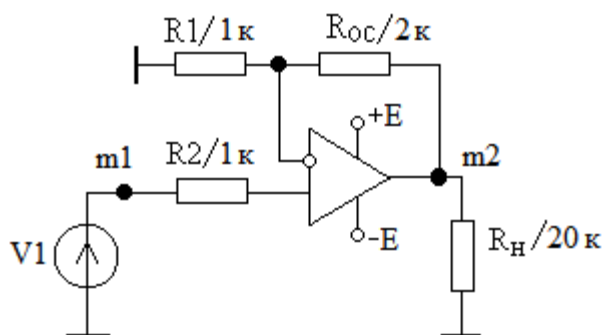


Рис. 1

Делитель напряжения в цепи отрицательной обратной связи выполнен на резисторах R_{OC} и $R1$ с сопротивлениями 2 кОм и 1 кОм, соответственно. Такой усилитель должен обеспечить коэффициент усиления, равный 3.

На операционный усилитель необходимо подать двуполярное напряжение питания, равное +10 В и -10 В. При моделировании используется ОУ типа k140ud7. Операционный усилитель предварительно описывается в виде под-схемы. Выходное напряжение в узле m2 рассчитывается на нагрузочном резисторе с сопротивлением 20 кОм.

Описание усилителя на ОУ в Spice-формате имеет вид:

```
* Усилитель на ОУ
V1 m1 0 DC=0 AC 1e-6 0 sin(0 1e-6 1e0 0.0 0.0 0.0)
R1 m1 1 1k
R4 2 0 1k
Roc 2 m2 2k
x1 1 2 3 4 m2 k140ud7
R3 m2 0 20k
V2 3 0 DC=10V
V3 4 0 DC=-10V
**к140уд7      неинвертирующий вход
**              | инвертирующий вход
**              | | плюс напряжения питания
**              | | | минус напряжения питания
**              | | | | выход
**              | | | | |
.subckt k140ud7 1 2 3 4 5
Rdif 1 2 400k
Cdif 1 2 10p
Rsin 2 0 4000k
Csin 1 2 1p
G3 6 0 1 2 5
R3 6 0 10
C3 6 0 2000u
Gout 5 0 6 0 10
Rplus 3 0 5k
Rminus 4 0 5k
Eplus 7 0 3 0 0.8
Eminus 8 0 4 0 0.8
d2 5 7 dm
d1 8 5 dm
rout 5 0 200
.model dm D(Is=1.0e-14)
.ends
.ac dec 100 1e3 1e6
*#plot mag(m2/m1)
.end
```

Моделирование проводим в широком диапазоне частот от 1 кГц до 1 МГц. Амплитудно-частотная характеристика усилителя приведена на рис. 2.

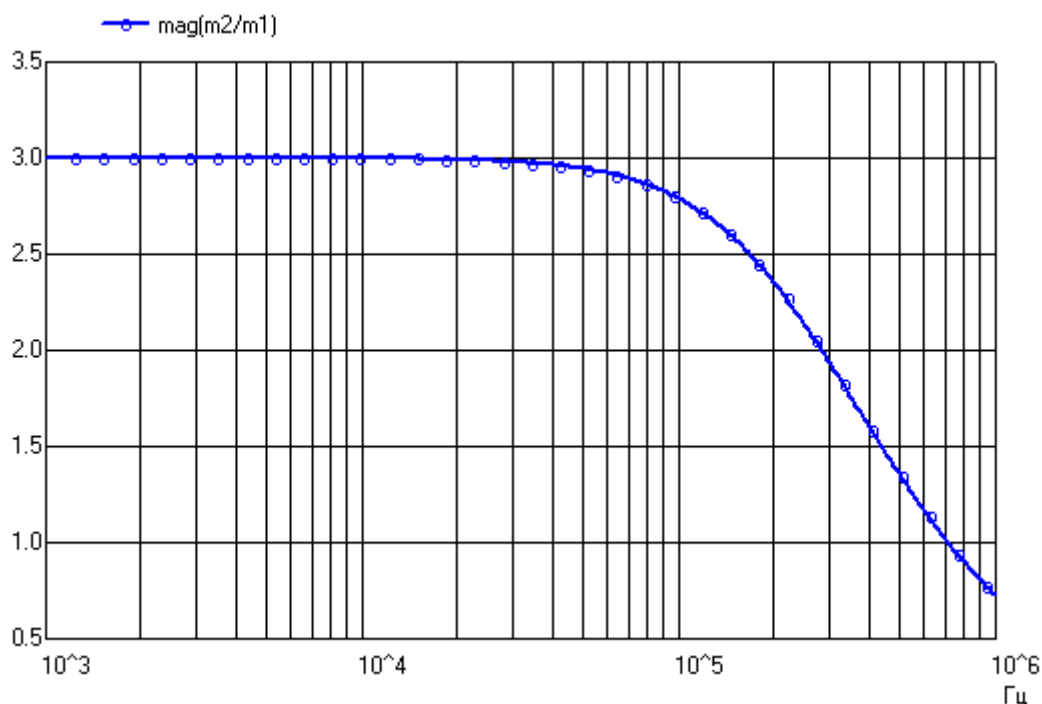


Рис. 2

Из анализа АЧХ следует, что в области низких частот коэффициент усиления усилителя равен примерно 3. Верхняя граничная частота усилителя равна примерно 260 кГц.

Используя режим Tran, найдем временные характеристики усилителя на частоте, равной граничной частоте усилителя. В описании усилителя в Spice-формате в этом случае требуется изменить строку с описанием источника входного сигнала

```
V1 m1 0 DC=0 AC 0 0 sin(0 1e-3 257e3 0.0 0.0 0.0)
```

и добавить строки:

```
.tran 1e-6 2.5e-5
*#plot m2 m1
```

вместо строк, описывающих режим AC.

Источник V1 на входе усилителя генерирует гармонический сигнал с частотой 257 кГц и амплитудой 1 мВ. Выходной, усиленный по амплитуде сигнал снимаем с узла m2. Графики входного и выходного сигналов приведены на рис. 3.

Как видим, коэффициент усиления усилителя на граничной частоте уменьшился примерно в $\sqrt{2}$ раз. Вместо 3 мВ на выходе получаем амплитуду, равную примерно 2,1 мВ.

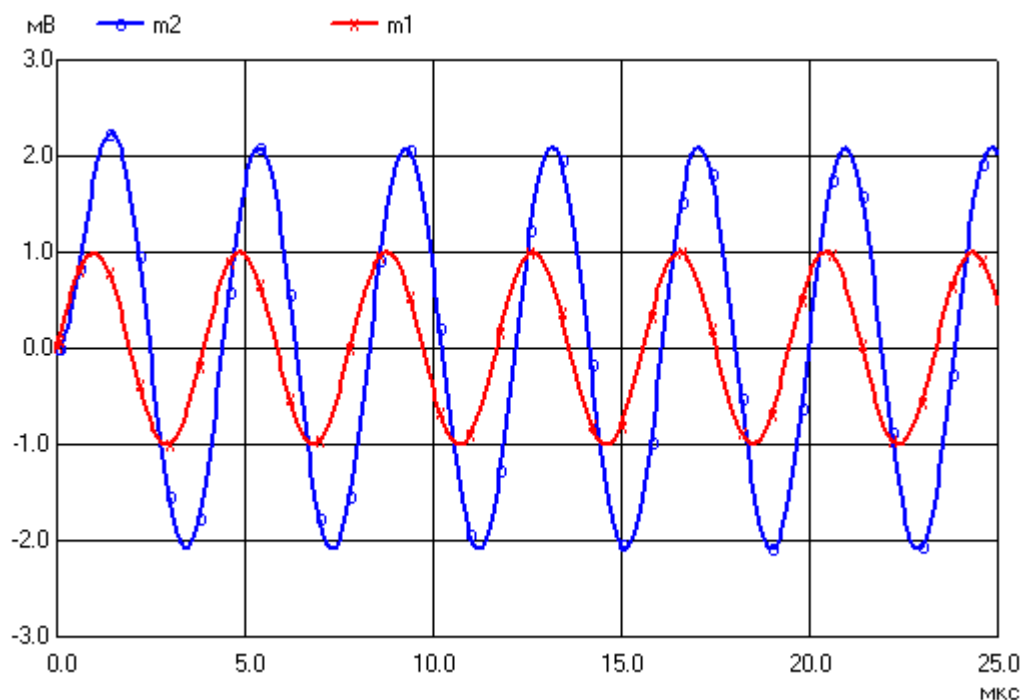


Рис. 3

Из анализа кривых следует, что исследуемый усилитель на ОУ не инвертирует фазу входного сигнала. Однако выходное напряжение запаздывает по фазе относительно входного напряжения примерно на 45 градусов. Такое запаздывание возникает на граничной частоте из-за влияния паразитных емкостей, имеющих в ОУ.

3.5.11. Расчет умножителя частоты на биполярном транзисторе

Электрическая схема умножителя частоты на биполярном транзисторе представлена на рис. 1. Транзистор в умножителе включен по схеме с общим эмиттером. В эмиттерной цепи транзистора включен резистор с небольшим сопротивлением, создающий отрицательную обратную связь и увеличивающий стабильность работы каскада.

На входе умножителя включен источник гармонического напряжения V1 с увеличенной амплитудой, равной 1 В. Напряжение смещения между базой и эмиттером транзистора в умножителях частоты, как правило, подавать не требуется, т. к. транзистор открывается положительными полуволнами входного напряжения.

Выделение требуемой высшей гармоники, возникающей в составе коллекторного тока транзистора, обеспечивается параллельным колебательным контуром, включенным в коллекторной цепи транзистора. Резонансная частота колебательного контура равна 20 МГц, а добротность равна 20. Выходное

напряжение в узле m2 рассчитывается на нагрузочном резисторе с сопротивлением 200 кОм.

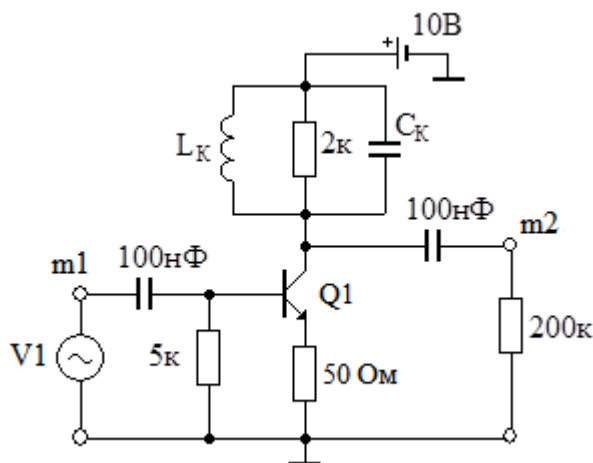


Рис. 1

Описание умножителя в Spice-формате с использованием режима Tran имеет вид:

```
* Умножитель частоты
V1 m1 0 DC=0 AC 0 0 sin(0 1 10e6 0.0 0.0 0.0)
C1 m1 2 100n
R1 2 0 5k
Q1 5 2 4 TD
CK 5 6 79.6p
RK 5 6 2k
LK 5 6 0.796u
V2 6 0 DC=10V
R3 4 0 50
C3 5 m2 100n
R4 m2 0 200k
.model TD NPN
.tran 1e-9 0.7e-6
*#plot m2 m1
*#plot v(4)
.end
```

Источник V1 на входе усилителя генерирует гармонический сигнал с частотой 10 МГц. Выходной сигнал снимаем с узла m2. Графики входного и выходного сигналов приведены на рис. 2.

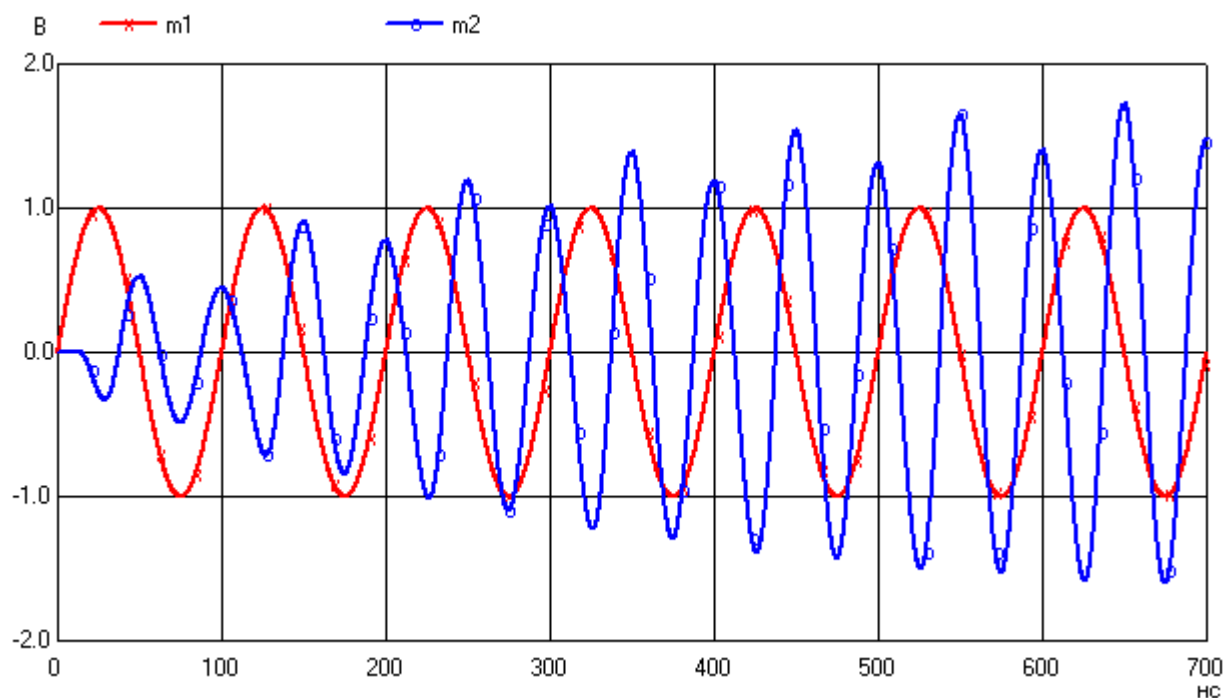


Рис. 2

Как видим, коэффициент умножения умножителя частоты равен 2. Амплитуда выходного сигнала устанавливается к концу рассматриваемого отрезка времени на уровне, равном в среднем 1,5 В.

Транзистор в умножителе частоты открывается только положительными полуволнами входного напряжения. Ток коллектора транзистора при этом становится несинусоидальным. В его составе появляются высшие гармоники.

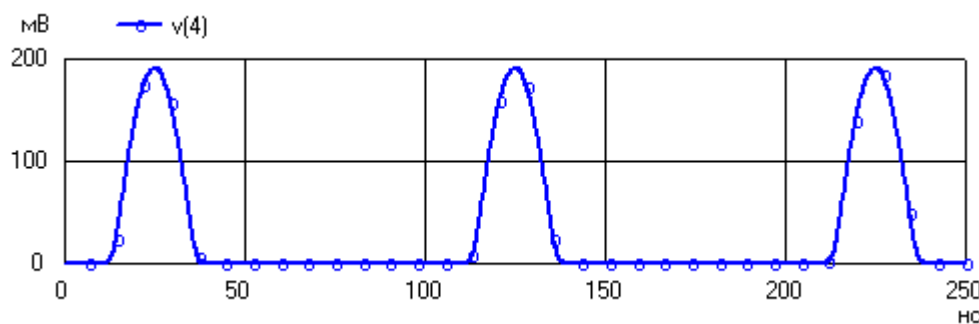


Рис. 3

На рис. 3. приведена зависимость от времени напряжения $v(4)$ на резисторе в цепи эмиттера транзистора. В соответствии с законом Ома, аналогичную форму будет иметь ток эмиттера транзистора. Как известно, ток коллектора в активном режиме практически равен току эмиттера транзистора. Следовательно, появление импульсного, негармонического тока эмиттера и тока коллектора обуславливает появление высших гармоник в составе тока коллектора. Одна из высших гармоник вызывает резонанс в колебательном контуре и

на выходе умножителя появляется напряжение, частота которого больше частоты входного сигнала в целое число раз.

3.5.12. Расчет *RC*-автогенератора на операционном усилителе

Электрическая схема автогенератора на операционном усилителе представлена на рис. 1. ОУ в схеме охвачен цепью положительной обратной связи (ПОС), составленной из резисторов R и конденсаторов C , а также цепью отрицательной обратной связи (ООС), образованной диодами $D1$, $D2$ и резистором $R1$. В схеме автогенератора используется операционный усилитель типа k140ud7. Сопротивление резистора $R1$ равно 1 кОм. Параллельно диодам включен вспомогательный резистор с сопротивлением $R_{OC} = 2,5$ кОм (на схеме для простоты не показан). Расчетная частота колебаний автогенератора равна $f_0 \approx 1,6$ кГц.

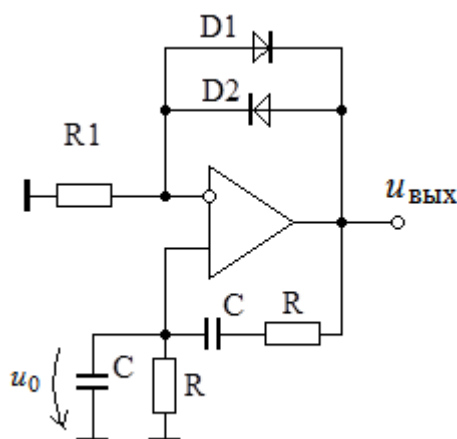


Рис. 1

Отметим, что автоколебания в автогенераторах возникают произвольно, но не беспричинно. Основными причинами для возникновения автоколебаний являются шумы, помехи или переходные процессы, возникающие при подаче напряжения питания. Поэтому для возникновения автоколебаний при моделировании, где указанных выше естественных причин нет, было использовано небольшое начальное напряжение $u_0 = 0,01$ В на нижнем левом по схеме конденсаторе C в цепи ПОС. При старте моделирования указанный конденсатор начинает разряжаться и автогенератор самовозбуждается. Строка с указанием начального напряжения записывается следующим образом

```
Ca 1 0 100n IC=0.01V
```

При этом в строке с командой `Tran` требуется указать опцию `UIC`.

Описание автогенератора в `Spice`-формате имеет вид:

```
* Автогенератор на ОУ
```

```

R1 2 0 1k
Roc 2 m1 2.5k
D1 2 m1 dd
D2 m1 2 dd
Ra 1 0 1k
Ca 1 0 100n IC=0.01V
Rb m1 5 1k
Cb 5 1 100n
x1 1 2 3 4 m1 k140ud7
R3 m1 0 20k
V2 3 0 DC=10V
V3 4 0 DC=-10V
.model dd D(Is=1.0e-14)
**к140уд7      неинвертирующий вход
**              | инвертирующий вход
**              | | + напряжение питания
**              | | | - напряжение питания
**              | | | | выход
**              | | | | |
.subckt k140ud7 1 2 3 4 5
Rdif 1 2 400k
Cdif 1 2 10p
Rsin 2 0 4000k
Csin 1 2 1p
G3 6 0 1 2 5
R3 6 0 10
C3 6 0 2000u
Gout 5 0 6 0 10
Rplus 3 0 5k
Rminus 4 0 5k
Eplus 7 0 3 0 0.8
Eminus 8 0 4 0 0.8
d2 5 7 dm
d1 8 5 dm
rout 5 0 200
.model dm D(Is=1.0e-14)
.ends
.tran 1e-5 10e-3 UIC

```

```
*#plot m1  
.end
```

Выходной сигнал автогенератора снимаем с узла m1. График сигнала на выходе автогенератора показан на рис. 2.

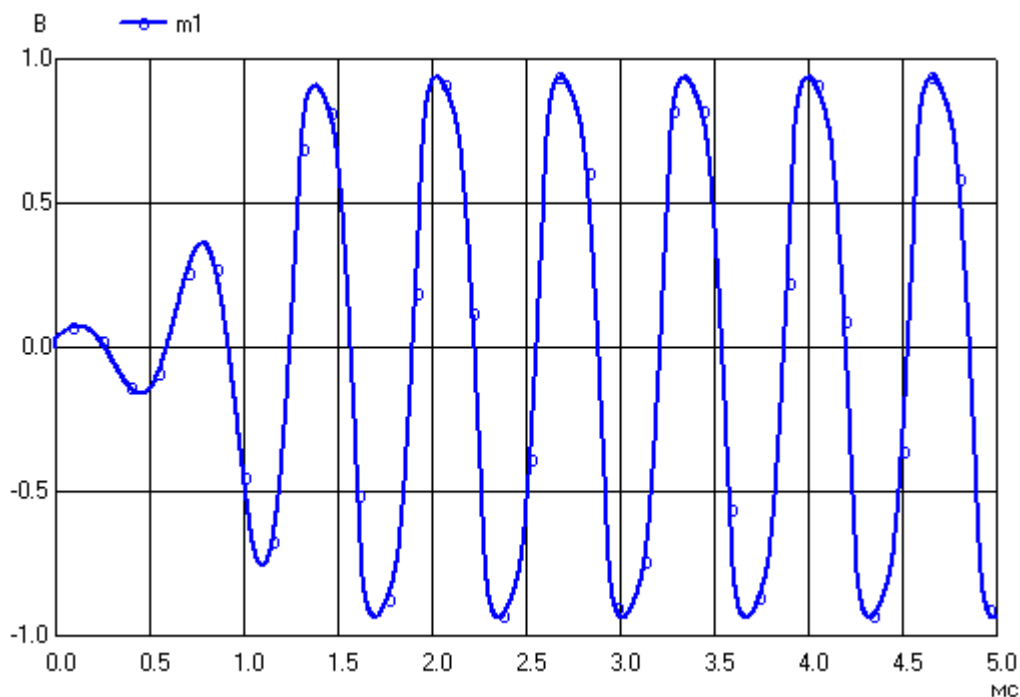


Рис. 2

Как видим, период колебаний примерно равен 0,7 мс, что соответствует расчетной частоте колебаний, равной 1,6 кГц. Амплитуда выходного сигнала устанавливается в конце рассматриваемого отрезка времени на уровне, равном примерно 0,9 В. Переходной процесс установления амплитуды на выходе завершается примерно через 1,5 мс.

4. Задания на моделирование

4.1. Уравнения элементов и уравнения соединений

1. На рис. 1 и рис. 2 представлены электрические схемы цепей, содержащих два источника и три резистора. Резистор R_N — нагрузка. Схема цепи с источниками напряжения на рис. 1 используется обучающимися 1-й группы, а цепь с источниками тока на рис. 2 — обучающимися 2-й группы. Ниже в табл. 1 указаны параметры элементов схемы. В этой таблице H — номер варианта.

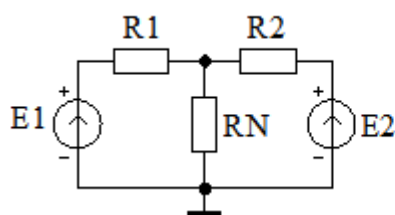


Рис. 1

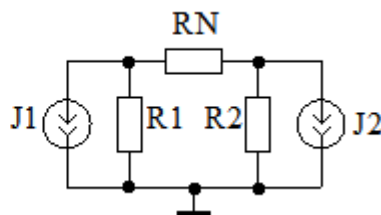


Рис. 2

2. Рассчитать с помощью программы машинного моделирования резистивную цепь на постоянном токе. Найти напряжения на всех элементах цепи.

3. Рассчитать напряжения на резисторах с использованием законов Ома и Кирхгофа и сверить результаты "ручных" расчетов с данными ЭВМ. Допускается относительная погрешность не более 10%.

4*. Изменяя величину (и при необходимости полярность) тока или напряжения одного из источников схемы, добиться того, чтобы напряжение на нагрузочном резисторе R_N практически стало равным нулю (следовательно, не всегда подключение второго источника дает увеличение тока через нагрузку). Рекомендуется использовать команды CROSS и VECTOR для получения диаграммы напряжений цепи.

5*. В схеме на рис. 1 (группа 1) удалить резистор R_2 и источник E_2 . Резистор R_1 можно рассматривать как внутреннее сопротивление источника E_1 . Увеличить сопротивление резистора R_N примерно в десять раз. Уменьшая затем это сопротивление, получить максимум мощности, выделяемой на нагрузке. При этом выясняем, что величина внутреннего сопротивления R_1 источника определяет сопротивление нагрузки, при которой мощность в нагрузке максимальна. Найти сопротивление резистора R_N , при котором мощность в нагрузке максимальна.

В схеме на рис. 2 (группа 2) удалить резистор R_2 и источник J_2 и соединить правый вывод резистора R_N с корпусом. Резистор R_1 можно рассматривать как внутреннее сопротивление источника тока J_1 . Увеличить сопротивле-

ние резистора R_N примерно в десять раз. Уменьшая затем это сопротивление, получить максимум мощности, выделяемой на нагрузке. Найти сопротивление резистора R_N , при котором мощность в нагрузке максимальна.

6*. Преобразовать источники напряжения в источники тока (группа 1) или источники тока в источники напряжения (группа 2). Заменяя два источника одним эквивалентным источником, рассчитать "вручную" напряжение на нагрузке по формуле закона Ома. Сравнить рассчитанное напряжение с полученными ранее результатами.

Таблица 1

H	R_1 , кОм	R_2 , кОм	R_N , кОм	J_1 , мА	J_2 , мА	E_1 , В	E_2 , В
1	1	2	3	3	2	1	2
2	1	1	1	1	-1	5	1
3	5	7	6	-6	4	6	5
4	2	3	7	4	1	-1	-1
5	2	1	5	-1	2	2	8
6	2	3	4	1	2	-4	1
7	2	1	1	6	1	1	3
8	3	9	2	1	-8	2	-2
9	2	4	5	6	3	1	-1
10	1	2	3	-2	1	-5	2
11	3	3	4	-1	-9	7	4
12	2	4	8	3	-7	1	-3
13	1	2	1	-4	1	1	4
14	2	5	2	3	4	-2	7
15	2	4	5	-2	3	1	5
16	1	6	2	2	3	2	-3
17	3	1	6	3	-4	2	3
18	1	2	1	1	2	-1	3
19	1	2	3	-3	1	1	1
20	2	2	1	3	-1	6	1
21	3	1	1	1	4	4	-1
22	2	4	9	1	8	-1	8
23	2	2	1	-3	1	1	7
24	2	7	3	1	-5	1	9

4.2. Метод комплексных амплитуд

1. Схемы исследуемых электрических цепей приведены ниже на рис. 1. Обучающиеся группы 1 используют две схемы с четными номерами, а обучающиеся группы 2 — две схемы с нечетными номерами.

Параметры элементов схемы цепи указаны ниже в табл. 1. На входе цепи необходимо подключить идеальный источник гармонического напряжения с амплитудой $E_m = 2$ В и с начальной фазой, равной нулю.

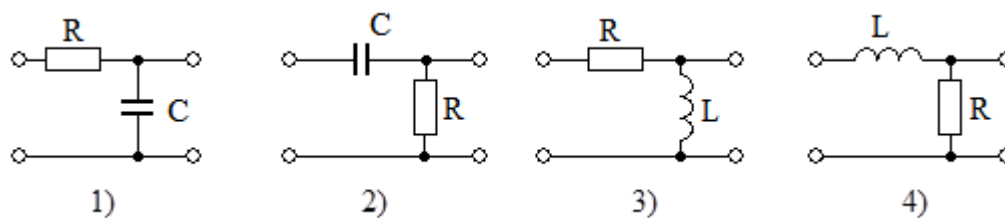


Рис.1

На выходе цепи для простоты нагрузочный резистор не подключается.

Таблица 1

Группа	R , кОм	L , мГн	C , пФ
1	$2H$	$4H$	$10H$
2	$20/H$	$30/H$	$100/H$

2. Рассчитать с помощью ЭВМ амплитуду и начальную фазу напряжения на выходе электрической цепи сначала в широком диапазоне частот, например, от 1 Гц до 100 МГц. Затем самостоятельно выбрать узкий диапазон частот и несколько частот источника напряжения так, чтобы наблюдался существенный (не менее 10 градусов по модулю) фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями. Для определения таких частот и фазового сдвига можно использовать векторную диаграмму (при использовании параметра POLAR) или ФЧХ.

3. По формулам метода комплексных амплитуд рассчитать «вручную» все комплексные амплитуды токов и напряжений в цепи на одной выбранной частоте. Сравнить результаты "ручных" расчетов с данными ЭВМ. Допустимая погрешность не более 20%.

4*. С помощью ЭВМ рассчитать амплитуды напряжений на всех элементах цепи. Почему сумма амплитуд напряжений на пассивных элементах цепи не равна амплитуде напряжения источника?

5*. Увеличивая или уменьшая частоту сигнала, найти максимальный фазовый сдвиг, вносимый цепью. Почему этот сдвиг не превышает 90 градусов?

4.3. Анализ сложных цепей

1. Направленный граф резистивной цепи приведен на рис. 1. Сопротивления резисторов в ветвях равно $(H + 2k)$ кОм, где H — номер варианта, k — номер ветви, указанный на рис. 1. В одну ветвь с номером $k_E = \langle H \rangle_6$, где $\langle \dots \rangle_6$ — символы взятия вычета по модулю 6, последовательно с резистором включается источник постоянного напряжения. ЭДС источника равна $E = 2H$ вольт, а направление совпадает с направлением соответствующей ветви на рис. 1. В другой ветви с номером $k_I = \langle H + 2 \rangle_6$ параллельно резистору включается источник постоянного тока. Ток этого источника равен $I = (0,1 * H)$ мА, а направление совпадает с направлением ветви.

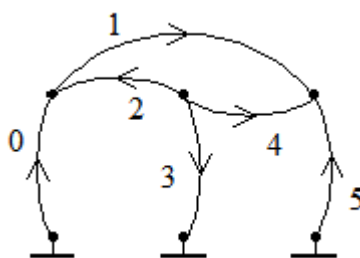


Рис. 1

2. Рассчитать с помощью компьютера и программы машинного моделирования токи и напряжения в сложной резистивной цепи, изображенной на рис. 1. Определить напряжения на ветвях 0, 1, 2 (группа 1) или на ветвях 3, 4, 5 (группа 2).

3. Рассчитать цепь по формулам законов Ома и Кирхгофа или методом узловых напряжений, а затем сравнить результаты "ручных" расчетов с данными ЭВМ.

4*. Изменяя исходную схему, с помощью программы моделирования дополнительно получить две схемы цепи. В одной из этих цепей исключить источник напряжения (используя короткое замыкание), а в другой — источник тока (используя разрыв). Используя принцип наложения (суперпозиции) рассчитать ток или напряжение на одном из резисторов схемы, который не соединен параллельно или последовательно с источниками тока или напряжения.

5*. Преобразовать источник напряжения в исходной схеме в эквивалентный источник тока, а источник тока в исходной схеме в эквивалентный источник напряжения. Рассчитать с помощью программы машинного моделирования токи и напряжения в новой сложной резистивной цепи и сравнить их с ранее полученными результатами.

6*. Выбрать в качестве нагрузки резистор, который не соединен параллельно или последовательно с источниками тока или напряжения. Используя

метод холостого хода (или метод короткого замыкания), найти параметры и построить эквивалентный генератор для выбранного нагрузочного резистора. Рассчитать с помощью компьютера ток через нагрузку в полученной эквивалентной схеме. Сравнить токи через нагрузку в исходной и эквивалентной схемах.

4.4. Частотные характеристики фильтров

1. Схемы фильтров низких и высоких частот приведены на рис. 1. Обучающиеся группы 1 используют две схемы с нечетными номерами, а обучающиеся группы 2 — две схемы с четными номерами.

2. Рассчитать по формулам параметры схем фильтров низких, а затем высоких частот, если граничные частоты фильтров низких и высоких частот одинаковы и равны H кГц для 1 группы и H МГц для 2 группы. Здесь H — номер варианта. При расчетах на входе фильтра подключить идеальный источник напряжения. Дополнительную внешнюю нагрузку к фильтру не подключать.

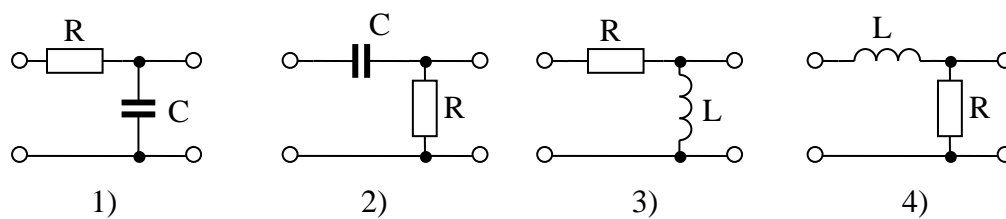


Рис.1

3. Рассчитать с помощью ЭВМ АЧХ и ФЧХ двух фильтров, один из которых — ФНЧ, а второй — ФВЧ. Отметить граничные частоты фильтров. Сравнить заданные и полученные с помощью ЭВМ граничные частоты. Допускается погрешность не более 10 %.

4*. Исследовать с помощью программы моделирования зависимость граничных частот ФНЧ и ФВЧ от параметров элементов фильтров. Найти сопротивления резисторов, при которых граничные частоты фильтров увеличиваются в два раза.

5*. Включить в схему ФНЧ (или ФВЧ) дополнительный реактивный элемент: катушку или конденсатор так, чтобы получить схему последовательного колебательного контура — простейшего полосового фильтра. Используя формулу для резонансной частоты колебательного контура, рассчитать индуктивность или емкость добавленного реактивного элемента. При этом резонансная частота контура (она же центральная частота полосового фильтра) должна быть равна указанной выше граничной частоте ФНЧ или ФВЧ. Для регулировки полосы пропускания фильтра можно изменять сопротивление резистора цепи.

Рассчитать с помощью ЭВМ АЧХ полосового фильтра. Уменьшая (или увеличивая) сопротивление резистора полосового фильтра, получить полосу пропускания, примерно равную $H/5$ кГц для 1-й группы и $H/10$ МГц для 2-й группы.

6*. Собрать заграждающий фильтр с центральной частотой, равной резонансной частоте полосового фильтра. Исследовать характеристики заграждающего фильтра: АЧХ и ФЧХ. Определить полосу задерживания.

4.5. Процессы в длинных линиях

1. Для передачи сигнала используется длинная линия с малыми потерями (рис. 1).

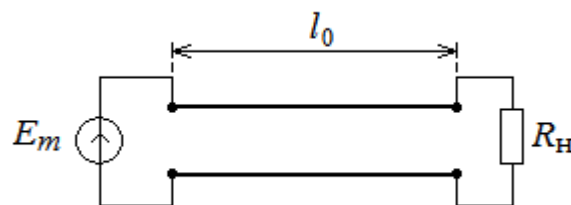


Рис. 1

Погонные параметры длинной линии и сопротивление нагрузки R_H даны в табл. 1. Длина линии равна $l_0 = (20+H)$ метров, где H — номер варианта. Амплитуда напряжения синусоидального генератора на входе линии равна $E_m = 1$ В, а частота — 10 МГц.

Таблица 1

Группа	C_0 , пФ/м	L_0 , мкГн/м	R_0 , Ом/м	G_0 , См/м	R_H , Ом
1	10	0,1	0,001	0	$25H$
2	1	1	0,01	0	$250H$

2. Определить с помощью ЭВМ амплитуду напряжения на нагрузке и временной сдвиг τ выходного напряжения относительно входного. Зная задержку τ и период колебаний $T = 100$ нс, рассчитать начальную фазу выходного напряжения, предполагая, что начальная фаза входного сигнала равна нулю.

3. Рассчитать по формулам комплексную амплитуду напряжения на нагрузке. Сравнить результаты машинного моделирования и расчетов по формулам.

4*. Исследовать зависимость выходного напряжения от длины линии. Установить длину линии равной половине длины волны ($l_0 = \lambda_d/2$), а затем рав-

ной четверти длины волны в линии ($l_0 = \lambda_d/4$). Сравнить амплитуды выходных напряжений.

5*. Исследовать зависимость выходного напряжения от сопротивления нагрузки, изменяя сопротивление последней от нуля до 10 кОм. Установить сопротивление нагрузки, равным волновому сопротивлению. Сравнить амплитуды входного и выходного напряжений в режиме бегущей волны в длинной линии.

4.6. Метод интеграла Фурье

1. На вход линейной цепи поступает прямоугольный импульс. Амплитуда импульса равна H вольт, длительность импульса $\tau = H$ мкс для группы 1 и $\tau = 10H$ нс для группы 2. Здесь H — номер варианта. Схемы электрических цепей приведены ниже на рис. 1. Номер рассчитываемой схемы равен $k = (\langle H \rangle_{12} + 1)$, где $\langle H \rangle_{12}$ — вычет по модулю 12. Параметры элементов схем указаны в табл. 1.

Таблица 1

Группа	L , мкГн	C , пФ	R_1 , кОм	R_2 , Ом	R_3 , кОм
1	$250H$	$1000H$	0,5	20	50
2	$5H$	$5H$	1	40	80

2. Рассчитать с помощью uSpiceA сигнал на выходе электрической цепи. Сделать вывод о влиянии цепи на искажение формы импульса.

Примечание. В программе моделирования uSpiceA нет источника, генерирующего одиночный импульс. Следует использовать генератор периодически повторяющихся прямоугольных импульсов с пренебрежимо малыми длительностями фронтов, устанавливая увеличенный временной промежуток между импульсами. При этом к началу очередного импульса переходные процессы в цепи практически должны закончиться. Для этого, как правило, достаточно параметр τ источника, установить в 10 раз меньше периода, а частоту сигнала взять равной $f_0 = 1/T$, где $T = 10\tau$ — период повторения импульсов. Длительности фронтов импульсов установить равными 1 нс.

3. Рассчитать выходной сигнал по формулам метода интеграла Фурье. По пяти точкам ($t = 0$, $t = \tau/2$, $t = \tau$, $t = 2\tau$ и $t \rightarrow \infty$) построить график выходного сигнала. Сравнить “ручные” и машинные результаты расчетов.

4*. Собрать схему, включающую два каскадно-соединенных четырехполюсника, указанных на рис. 1. Пропустить через эту сложную цепь импульсный сигнал. Рассчитать с помощью компьютера выходной сигнал и сделать вывод о влиянии сложности цепи на искажения сигнала.

5*. Проанализировать влияние сопротивления резистора R1 на искажение формы импульса. При каком сопротивлении этого резистора амплитуда или длительность импульсов уменьшается в два раза?

6*. Изменяя емкость или индуктивность реактивных элементов исходной цепи, получить существенное искажение формы прямоугольного импульса — уменьшение в два, три раза амплитуды или длительности импульса. При каком значении параметров реактивных элементов, наоборот, искажения формы импульсов незначительны?

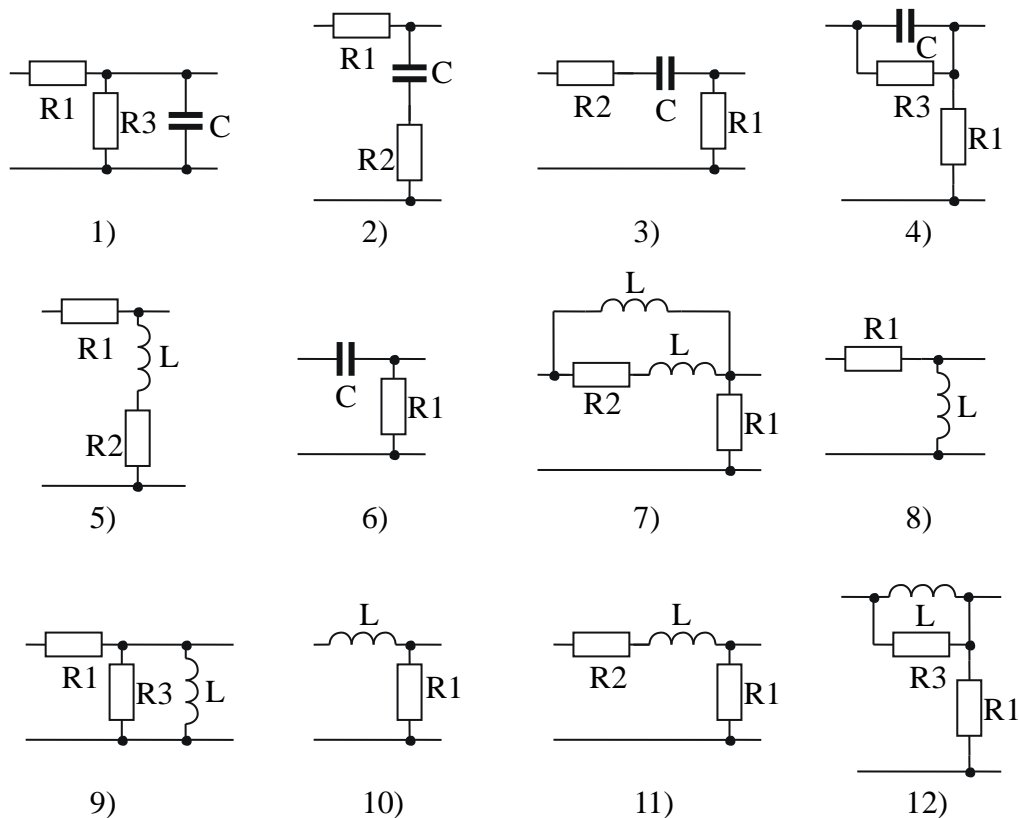


Рис. 1

7*. Рассчитать по формулам модуль спектральной плотности входного импульса и АЧХ цепи. Нарисовать графики АЧХ и спектральной плотности амплитуд. Определить тип фильтра (ФНЧ, ФВЧ). Сделать вывод о характере влияния вида АЧХ на искажение формы выходного сигнала.

4.7. Параметры и характеристики диодов

1. При исследовании характеристик диода используются схемы на рис. 1. Модель диода D1 в этой схеме описывается следующими строками

```
.MODEL DZ D (IS=(H + 1)e-12 RS=13 CJO=1000p TT=160n
+ BV=(I + 2)V IBV=5mA)
```

Здесь H — номер варианта, Γ — номер группы. Например, для слушателя 1-ой группы с номером варианта 24 модель диода описывается строками

```
.MODEL DZ D (IS=25e-12 RS=13 CJO=1000p TT=160n
+ BV=3V IBV=5mA)
```

Для слушателя 2-ой группы с номером варианта 4 модель диода описывается строками

```
.MODEL DZ D (IS=5e-12 RS=13 CJO=1000p TT=160n
+ BV=4V IBV=5mA)
```

В схеме на рис. 1, а имеется контрольный резистор r_k с небольшим сопротивлением, равным 1 Ом. Напряжение на контрольном резисторе пропорционально протекающему через диод току и численно равно величине этого тока.

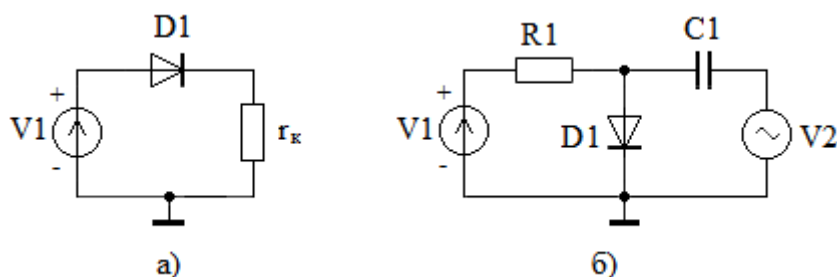


Рис. 1

При прямом включении диода прямое напряжение $V1$ изменяем от 0 до 1 вольта. При обратном смещении напряжение $V1$ изменяем от -3,5 В (для группы 1) или от -4,5 В (для группы 2) до 0 В.

Для исследования динамического сопротивления диода используется схема на рис. 1, б. В этой схеме на диод D1 одновременно поступают постоянное рабочее напряжение от источника $V1$ и гармоническое напряжение от источника $V2$. Используя режим АС, можно рассчитать переменные токи и напряжения, возникающие на элементах схемы.

Напомним, что в режиме АС нелинейный диод замещается линейной моделью, параметры которой рассчитываются для выбранной рабочей точки. Поэтому амплитуду переменного напряжения, подаваемого на диод в режиме АС, можно устанавливать большой, равной, например, 1 В.

2. Изменяя напряжение источника $V1$ в диапазоне от 0 до 1 вольта, получить вольт-амперную характеристику (ВАХ) исследуемого диода (рис. 2). Выбрать самостоятельно рабочую точку диода при напряжениях на диоде от 0,7 до 0,9 В. Например, на рис. 2 рабочая точка А выбрана при напряжении $U_{СТ} = 850$ мВ и при прямом токе, равном примерно $I_{СТ} = 27$ мА.

Рассчитать по формулам статическое и динамическое сопротивления диода в рабочей точке при подаче прямого напряжения. Для диода, ВАХ которого

приведена на рис. 2, статическое сопротивление равно $R_{СТ} = U_{СТ} / I_{СТ} \approx 31,5 \text{ Ом}$, а динамическое сопротивление равно $R_{Д} \approx \Delta u / \Delta i \approx 14,3 \text{ Ом}$.

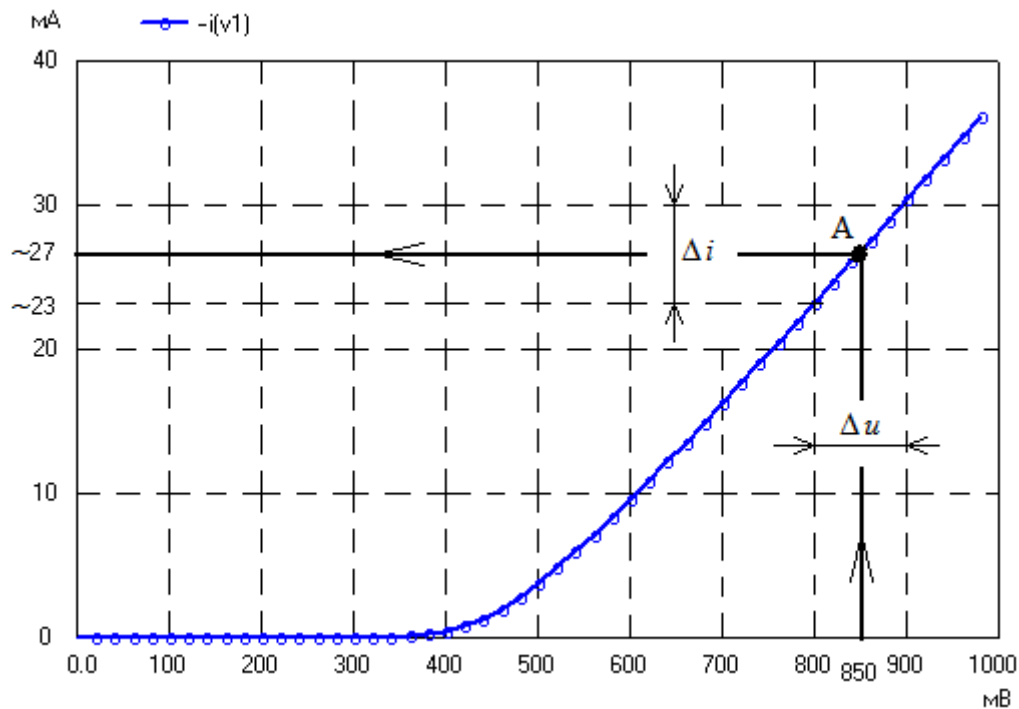


Рис. 2

3. Изменяя напряжение источника V1 в диапазоне от -3,5 В (для группы 1) или от -4,5 В (для группы 2) до 0 вольт, получить ВАХ исследуемого диода при обратном напряжении. Найти обратный ток при обратном напряжении, соответствующем возникновению пробоя диода, т.е. при -3 В (для группы 1) или при -4 В (для группы 2). Рассчитать статическое сопротивление диода при обратном напряжении в момент пробоя. Сравнить статические сопротивления при прямом и обратном напряжениях и проверить свойство односторонней проводимости диода.

4. Установить в схеме, изображенной на рис. 1, б напряжение V1, равным примерно $100 \cdot U_{СТ}$, а сопротивление резистора R1 равным примерно $99 \cdot R_{СТ}$. В этом случае на диоде устанавливается выбранная выше рабочая точка А. Проверить напряжения и токи в рабочей точке, используя режим ОР. При необходимости откорректируйте величины напряжения V1 и (или) сопротивление резистора R1, чтобы более точно установить в схеме на рис. 1, б выбранную рабочую точку.

В режиме АС на частотах 1...5 кГц определить с помощью uSpiceA амплитуды переменных напряжения и тока через диод и его динамическое сопротивление. При этом учесть, что переменный ток через диод практически равен току через источник V2. Частота переменного сигнала выбрана относительно низкой

для того, чтобы пренебречь током через емкость диода. Емкость разделительного конденсатора $C1$ установить равной 1000 мкФ . При этом реактивное сопротивление конденсатора на частотах $1 \dots 5 \text{ кГц}$ будет много меньше динамического сопротивления диода и влиянием реактивного сопротивления конденсатора $C1$ на переменный ток через диод можно пренебречь. Сравнить результаты компьютерных и “ручных” расчетов динамического сопротивления диода.

5*. В схеме рис. 1, а на вход диода подать гармонический сигнал с амплитудой 1 вольт . В режиме Tran, рассчитать форму напряжения на контрольном резисторе r_k . Объяснить эффект выпрямления тока, получаемый с помощью диода.

6*. Изменяя сопротивление контрольного резистора в схеме рис. 1, а, исследовать его влияние на ВАХ диода. При каком сопротивлении контрольного резистора необходимо учитывать его влияние на ВАХ диода? С какой целью в некоторых случаях последовательно с диодом включаются добавочные резисторы?

7*. Найти емкость диода при подаче обратного напряжения, не превышающего напряжения пробоя. Для измерения емкости частота входного сигнала должна быть установлена достаточно высокой, чтобы емкостное сопротивление диода было много меньше активного сопротивления диода.

4.8. Параметры и характеристики биполярных транзисторов

1. При исследовании основных характеристик и физических параметров биполярного транзистора на постоянном токе используется схема, изображенная на рис. 1.

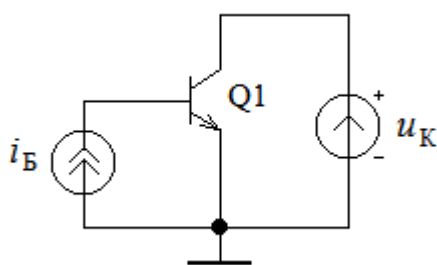


Рис. 1

Исследования проводятся в основном в активном режиме работы транзистора, когда эмиттерный переход открыт, а коллекторный переход закрыт. Постоянный ток базы задается с помощью источника тока i_B . Напряжение на коллекторе задается с помощью источника постоянного напряжения u_K . Ток базы

изменяется в пределах 0...250 мкА, а напряжение на коллекторе — от 0 до 2 вольт.

Группа 1 использует *n-p-n*-транзистор КТ315Д. Транзистор *n-p-n*-типа показан на рис. 1. Модель *n-p-n*-транзистора в этой схеме описывается следующими строками:

```
.model KT315D NPN(IS=10e-15 BF=(10+3H) VAF=60
+ CJC=7pF CJE=7pF RB=3 RE=.5 RC=.2 TF=1ns TR=170ns)
```

Здесь *H* — номер варианта. Например, для слушателя 1-ой группы с номером варианта 24 модель диода описывается строками

```
.model KT315D NPN(IS=10e-15 BF=82 VAF=60 CJC=7pF
+ CJE=7pF RB=3 RE=.5 RC=.2 TF=1ns TR=170ns)
```

Группа 2 использует *p-n-p*-транзистор типа КТ326. При использовании *p-n-p*-транзистора полярность источников в схеме рис. 1 необходимо изменить на обратную. Модель транзистора КТ326 описывается следующими строками:

```
.model KT326 PNP(Is=17f Bf=(10+3H) Vaf=63 Cjc=4p
+ Cje=4p Rb=52 Rc=2 Tf=160p Tr=40n)
```

Здесь *H* — номер варианта.

2. Используя режим DC с изменением величин двух источников получить выходные вольт-амперные характеристики транзистора. При этом свипирующее напряжение на коллекторе u_K изменяем от 0 до 2 В, а параметр — ток базы i_B изменяем от 0 до 250 мкА с шагом 50 мкА.

Используя выходные ВАХ рассчитать статический коэффициент передачи тока базы $\beta_{СТ}$ транзистора в рабочей точке при токе базы $i_{Б0} = 100$ мкА и при напряжении на коллекторе, равном $u_{K0} = 1,5$ В. Сравните рассчитанный коэффициент $\beta_{СТ}$ и параметр BF модели транзистора.

3. Для определения динамических параметров эквивалентной схемы транзистора используется схема, изображенная на рис. 2. На этом рисунке показан *n-p-n*-транзистор, который использует 1 группа. Для 2-ой группы в схеме необходимо использовать *p-n-p*-транзистор. При этом полярности всех источников питания требуется изменить на противоположные.

В схеме, изображенной на рис. 2, базовый ток равен сумме токов от двух источников. Один источник задает постоянный ток базы, а другой — переменный ток базы. Напряжение на коллекторе транзистора равно сумме постоянного и переменного напряжений.

Используя при анализе режим AC, можно рассчитать протекающие переменные токи и напряжения. Отметим, что на практике амплитуда переменного базового тока, подаваемого на транзистор, должна быть малой, не превышая, как правило, десятой части от величины постоянного тока базы. Аналогично,

уровень переменного напряжения на коллекторе не должен, как правило, превышать десятую часть от величины постоянного напряжения на коллекторе. При указанных условиях характеристики транзистора линеаризируются.

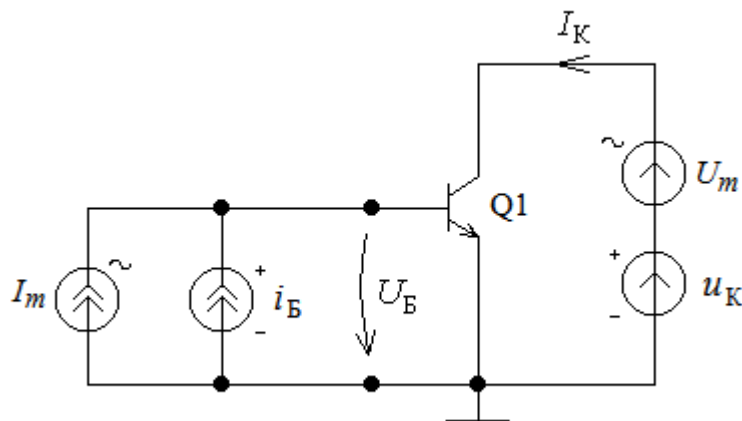


Рис. 2

4. Установить в схеме (рис. 2) следующий режим по постоянному току транзистора: постоянный ток базы $i_B = 100$ мкА, постоянное напряжение на коллекторе $u_K = 1,5$ В.

Подавая на вход транзистора гармонический ток с малой амплитудой I_m и с низкой частотой в диапазоне $1 \dots 5$ кГц, рассчитать амплитуду входного переменного напряжения U_B и амплитуду выходного переменного тока I_K транзистора. При этом уровень переменного напряжения источника U_m уменьшить до нуля. Рассчитать входное сопротивление транзистора по переменному напряжению, равное $r_{бэ} = U_B / I_m$, и крутизну транзистора, равную $S = I_K / U_B$.

5. Для измерения выходного сопротивления транзистора установить входной переменный ток I_m равным нулю (или исключить источник переменного тока из схемы). Устанавливая амплитуду переменного напряжения U_m на выходе равной $0,1$ В, определить амплитуду возникающего переменного тока коллектора I_K . Рассчитать выходное сопротивление транзистора $r_{кэ} = U_m / I_K$. Сравните входное и выходное сопротивления транзисторов.

6*. Изменяя режим по постоянному току, исследовать изменения параметров простейшей физической эквивалентной схемы транзистора $r_{бэ}$, S и $r_{кэ}$ при уменьшении или увеличении постоянного тока коллектора.

7*. Включить в схему на рис. 1 вместо биполярного транзистора полевой транзистор. Параметры полевого транзистора установить по умолчанию. Во входной цепи вместо источника тока требуется включить источник постоянного напряжения. Получить выходные вольт-амперные характеристики полевого транзистора.

8*. Включить в схему на рис. 2 вместо биполярного транзистора полевой транзистор. Параметры полевого транзистора установить по умолчанию. При этом во входной цепи вместо источников тока требуется последовательно включить два источника напряжения по аналогии с выходной цепью. Измерить параметры эквивалентной схемы полевого транзистора. Рабочую точку транзистора установить такой, чтобы ток стока был равен 1...10 мА.

4.9. Резистивный усилитель на биполярном транзисторе

1. Схема резистивного усилителя с общим эмиттером (ОЭ) приведена на рис. 1.

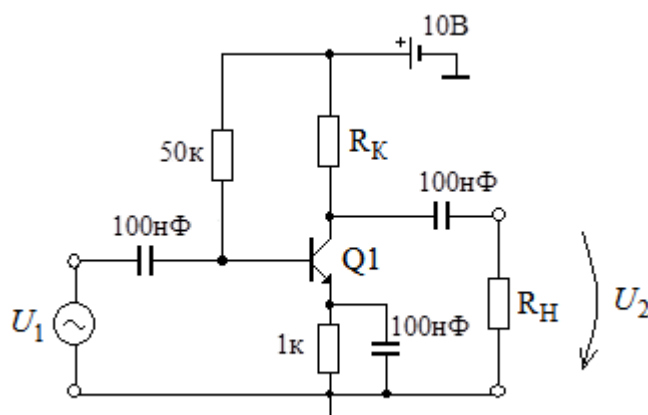


Рис. 1

Параметры усилителя: измерительная частота f_0 , сопротивление внутренней нагрузки R_K и сопротивление внешней нагрузки R_H , даны в табл. 1. В таблице H — номер варианта.

Таблица 1

Группа	f_0 , МГц	R_K , Ом	R_H , кОм	Тип транзистора
1	H	$250+20H$	100	$n-p-n$
2	$H+5$	$750+10H$	200	$p-n-p$

Для моделирования группа 1 использует $n-p-n$ -транзистор КТ315D с параметрами:

```
.model KT315D NPN (IS=10e-15 BF=10 VAF=60
+ CJC=7pF CJE=7pF RB=3 RE=.5 RC=.2 TF=1ns TR=170ns)
```

а группа 2 — $p-n-p$ -транзистор типа КТ326 с параметрами

```
.model KT326 PNP(Is=17f Bf=10 Vaf=63 Cjc=4p
+ Cje=4p Rb=52 Rc=2 Tf=160p Tr=40n)
```

При исследовании амплитуда входного сигнала U_1 не должна превышать 0,1 В (рекомендуется установить 1...10 мВ). В этом случае обеспечивается линейный режим работы усилителя.

2. Используя режим АС, найти с помощью ЭВМ комплексные коэффициенты усиления по напряжению \dot{K}_u , входное \dot{Z}_{BX} и выходное $\dot{Z}_{ВЫХ}$ сопротивления усилителя. Для определения $\dot{Z}_{ВЫХ}$ необходимо собрать новую схему, в которой источник сигнала перемещен с входа на выход усилителя. Исследование провести в узком диапазоне частот, начиная с заданной в табл. 1 частоты. Рекомендуется использовать 4...5 частот и линейный масштаб по оси частот.

3. Используя известные аналитические соотношения для области средних частот [6]: $\dot{K}_u = -S\dot{Z}_{CH}$, $\dot{Z}_{BX} = r_{бэ}$ и $\dot{Z}_{ВЫХ} = 1 / (1/\dot{Z}_K + 1/r_{кэ})$, где $\dot{Z}_{CH} = 1 / (1/r_{кэ} + 1/\dot{Z}_K + 1/\dot{Z}_H)$, рассчитать \dot{K}_u , \dot{Z}_{BX} и $\dot{Z}_{ВЫХ}$ исследуемого усилителя, если параметры биполярного $n-p-n$ -транзистора схемы следующие: $r_{бэ} = 300$ Ом, $r_{кэ} = 50$ кОм, $S = 30$ мА/В, а параметры биполярного $p-n-p$ -транзистора схемы равны $r_{бэ} = 250$ Ом, $r_{кэ} = 70$ кОм, $S = 40$ мА/В. Сравнить результаты, полученные с помощью ЭВМ и по формулам.

Обратите внимание на то, что эти результаты могут существенно отличаться друг от друга, т. к. фактическая крутизна, сопротивление база-эмиттер и сопротивление коллектор-эмиттер используемого в схеме транзистора могут отличаться от заданных. Кроме того моделирование усилителя проводится на относительно высоких частотах, на которых сказываются паразитные емкости транзистора.

4*. Исследовать с помощью программы моделирования АЧХ усилителя в широком диапазоне частот. Найти верхнюю и нижнюю граничные частоты. Сравнить граничные частоты и заданную измерительную частоту f_0 сигнала.

5*. С помощью приведенных выше аналитических соотношений определить новые параметры элементов схемы, при которых коэффициент усиления усилителя ОЭ по модулю увеличивается или уменьшается в полтора раза.

Изменить параметры схемы и проверить уменьшение или увеличение коэффициента усиления усилителя с помощью программы моделирования.

6*. Изменяя режимы и параметры элементов схемы усилителя, добиться увеличения (или уменьшения) в два раза входного и выходного сопротивлений. Найти элементы схемы, оказывающие наибольшее влияние на входные и выходные сопротивления усилителя.

4.10. Резистивный усилитель на полевом транзисторе

1. Схема резистивного усилителя на МДП-транзисторе с n -каналом приведена на рис. 1.

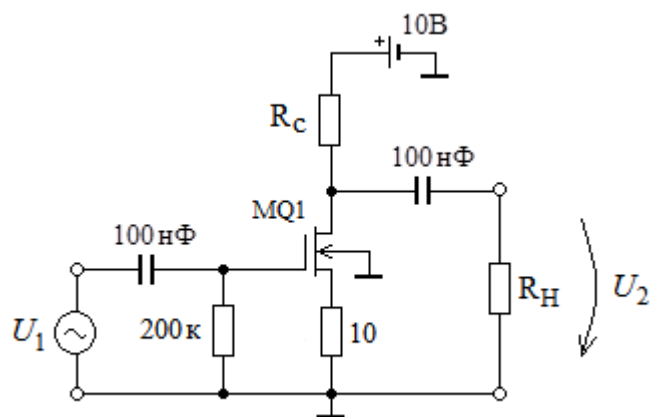


Рис. 1

Параметры усилителя: рабочая частота f_0 , сопротивление внутренней нагрузки R_C и сопротивление внешней нагрузки R_H даны в табл. 1. В таблице H — номер варианта.

Таблица 1

Группа	f_0 , кГц	R_C , Ом	R_H , кОм	Тип транзистора
1	H	$2000+200H$	200	n -канал
2	$H+25$	$3000+200H$	250	p -канал

Для моделирования группа 1 использует МДП-транзистор с n -каналом типа kp305a с параметрами:

```
.MODEL kp305a NMOS (VTO=-1.5 KP=5e-4 PHI=0.6
+ LAMBDA=0.004 RD=0.5 RS=0.1 CBD=15P CGSO=618p
+ CGDO=618p)
```

Группа 2 выбирает МДП-транзистор с p -каналом типа kp304. В этом случае в схеме на рис. 1 необходимо изменить полярность источника питания на противоположную. Параметры транзистора kp304 установить следующие:

```
.MODEL kp304 PMOS (VTO=1 KP=0.5m PHI=0.6 LAMBDA=0.01
+ RD=0.2 RS=4 CBD=11p CGSO=620p CGDO=620p)
```

При исследовании рекомендуется установить малую амплитуду входного сигнала U_1 , равную 1...10 мВ. В этом случае обеспечивается линейный режим работы усилителя.

2. Найти с помощью ЭВМ комплексные коэффициент усиления по напряжению \dot{K}_u , входное $\dot{Z}_{ВХ}$ и выходное $\dot{Z}_{ВЫХ}$ сопротивления усилителя. Для определения $\dot{Z}_{ВЫХ}$ необходимо собрать новую схему, в которой источник сигнала перемещен с входа на выход усилителя и включен вместо нагрузочного резистора. Освободившиеся входные клеммы закоротить. Исследование провести на нескольких частотах, начиная с заданной в табл. 1 частоты. Рекомендуется использовать 4...5 частот и линейный масштаб по оси частот.

3. Используя известные аналитические соотношения для области средних частот [6]: $\dot{K}_u = -S\dot{Z}_{СН}$, $\dot{Z}_{ВХ} = r_{зи}$ и $\dot{Z}_{ВЫХ} = 1 / (1 / \dot{Z}_C + 1 / r_{си})$, где $\dot{Z}_{СН} = 1 / (1 / r_{си} + 1 / \dot{Z}_C + 1 / \dot{Z}_H)$, рассчитать \dot{K}_u , $\dot{Z}_{ВХ}$ и $\dot{Z}_{ВЫХ}$ исследуемого усилителя, если параметры полевых транзисторов с n -каналом следующие: $r_{зи} = 400$ кОм, $r_{си} = 50$ кОм, $S = 2$ мА/В, а параметры полевого транзистора с p -каналом равны: $r_{зи} = 500$ кОм, $r_{си} = 60$ кОм, $S = 1$ мА/В.

Обратите внимание на то, что результаты “ручных” расчетов могут существенно отличаться от результатов моделирования, т. к. фактическая крутизна, сопротивление затвор-исток и сопротивление сток-исток используемого в схеме транзистора могут отличаться от заданных. Кроме того моделирование усилителя проводится на относительно высоких частотах, на которых сказываются паразитные емкости транзистора.

4*. Исследовать с помощью программы моделирования АЧХ усилителя в широком диапазоне частот. Найти верхнюю и нижнюю граничные частоты. Сравнить граничные частоты и заданную рабочую частоту f_0 сигнала.

5*. С помощью приведенных выше аналитических соотношений определить новые параметры элементов схемы, при которых коэффициент усиления усилителя ОЭ по модулю увеличивается или уменьшается в полтора раза. Изменить параметры схемы и проверить уменьшение или увеличение коэффициента усиления усилителя с помощью программы моделирования.

6*. Изменяя режимы и параметры элементов схемы усилителя, добиться увеличения (или уменьшения) в два раза входного и выходного сопротивлений. Найти элементы схемы, оказывающие наибольшее влияние на входные и выходные сопротивления усилителя.

4.11. Резонансный усилитель на биполярном транзисторе

1. Схема резонансного усилителя с общим эмиттером на биполярном транзисторе показана на рис. 1. Резонансная частота колебательного контура в коллекторной цепи равна $f_p = H/2$ МГц для группы 1 или $f_p = (12 + H/2)$ МГц для

группы 2. Здесь H — номер варианта. Сопротивление резистора в параллельном колебательном контуре равно $R_K = 2$ кОм.

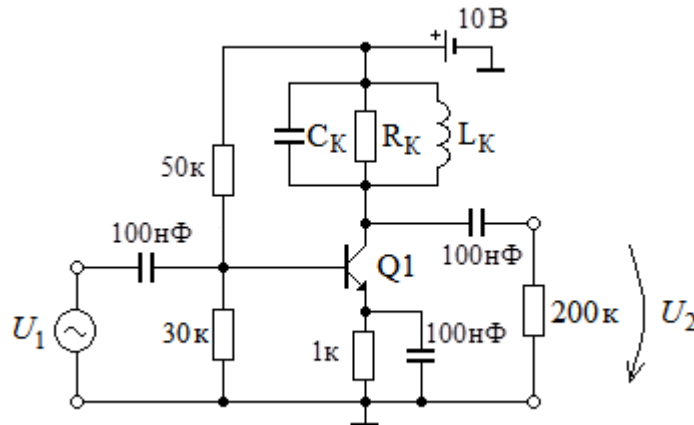


Рис. 1

Рекомендуется добротность контура Q выбрать равной 20...40. Индуктивность катушки L_K и емкость конденсатора C_K усилителя необходимо рассчитать самостоятельно, используя формулу для добротности $Q = R_{CH}/\rho$, где $R_{CH} = 1/(1/r_{кэ} + 1/R_K + 1/R_H)$ — сопротивление суммарной нагрузки, $r_{кэ} = 50$ кОм — сопротивление коллектор-эмиттер транзистора КТ315Д, R_K — сопротивление резистора в параллельном колебательном контуре, равное 2 кОм, R_H — сопротивление нагрузки усилителя, равное 200 кОм, $\rho = \omega_p L_K = 1/\omega_p C_K$ — характеристическое сопротивление контура, ω_p — резонансная частота контура в радианах на секунду, равная $\omega_p = 2\pi f_p$. Отметим, что $r_{кэ}$ и R_H в 25 и в 100 раз, соответственно, больше, чем сопротивление R_K . Поэтому, допуская погрешность установки добротности, равной нескольким процентам, можно использовать соотношение $R_{CH} \approx R_K = 2$ кОм. Однако, расчет L_K и C_K рекомендуется проводить с точностью до трех значащих цифр, т. к. в противном случае можно получить существенную ошибку в установке заданной резонансной частоты.

Для моделирования используем n - p - n -транзистор КТ315Д с параметрами:

```
.model KT315D NPN (IS=10e-15 BF=10 VAF=60
+ CJC=7pF CJE=7pF RB=3 RE=.5 RC=.2 TF=1ns TR=170ns)
```

2. Получить с помощью ЭВМ амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) резонансного усилителя. Рекомендуется использовать линейный масштаб по частотной оси и небольшой диапазон частот вблизи резонансной частоты.

Определить резонансную частоту f_{p1} усилителя. Проверить соответствие резонансной частоты f_{p1} заданной частоте f_p моделируемого усилителя. Найти полосу пропускания Δf усилителя по уровню 0,707. Разделив f_p на полосу Δf ,

найти добротность Q_1 параллельного контура моделируемого усилителя. Проверить соответствие выбранной добротности Q и полученной при моделировании добротности Q_1 .

3. Рассчитать коэффициент усиления резонансного усилителя на резонансной частоте, если параметры транзистора следующие: $r_{бэ} = 500 \text{ Ом}$, $r_{кэ} = 50 \text{ кОм}$, $S = 30 \text{ мА/В}$. Для расчета модуля коэффициента усиления усилителя на резонансной частоте используйте следующую формулу [6]: $K_p \approx SR_{\text{сн}}$, где сопротивление суммарной нагрузки $R_{\text{сн}} = 1 / (1/r_{кэ} + 1/R_K + 1/R_H)$. Сравните результаты, полученные по формулам, и результаты, полученные с помощью ЭВМ.

Обратите внимание на то, что результаты “ручных” расчетов могут существенно отличаться от результатов моделирования, т. к. фактическая крутизна и сопротивление коллектор-эмиттер используемого в схеме транзистора могут отличаться от заданных. Кроме того моделирование усилителя проводится на относительно высоких частотах, на которых сказываются паразитные емкости транзистора.

4*. С помощью приведенных выше аналитических соотношений определить новые параметры элементов схемы, при которых коэффициент усиления резонансного усилителя ОЭ на резонансной частоте по модулю увеличивается или уменьшается в полтора раза. Изменить параметры схемы и проверить уменьшение или увеличение коэффициента усиления усилителя с помощью программы моделирования.

5*. Заменить транзистор KT315D в схеме усилителя на идеальный транзистор в соответствии с записью

```
.model Tideal NPN
```

Получить с помощью ЭВМ амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) резонансного усилителя с идеальным транзистором. Определить новую резонансную частоту f_{p2} усилителя. Проверить соответствие резонансных частот f_{p1} и f_{p2} исследуемого усилителя, полученных с реальным и идеальным транзисторами. Чем можно объяснить разницу между частотами f_{p1} и f_{p2} ? Используя формулу для резонансной частоты колебательного контура $f_p = 1 / (2\pi\sqrt{L_K C_K})$, оценить выходную емкость транзистора KT315D.

6*. Подавая на вход усилителя фазомодулированный сигнал, получить на выходе усилителя сигнал с паразитной амплитудной модуляцией (явление преобразования ФМ \rightarrow АМ). Как правило, для получения наибольшего преобразования ФМ \rightarrow АМ частота несущей модулированного сигнала должна находиться на склоне АЧХ с максимальной крутизной, а девиация частоты модулированного сигнала должна быть выбрана равной примерно четверти полосы пропускания.

4.12. Усилитель на операционном усилителе

1. Заданы неинвертирующий усилитель для группы 1 или инвертирующий усилитель для группы 2, выполненные на операционном усилителе (ОУ). Схема неинвертирующего усилителя приведена на рис. 1, а. Схема инвертирующего усилителя приведена на рис. 1, б.

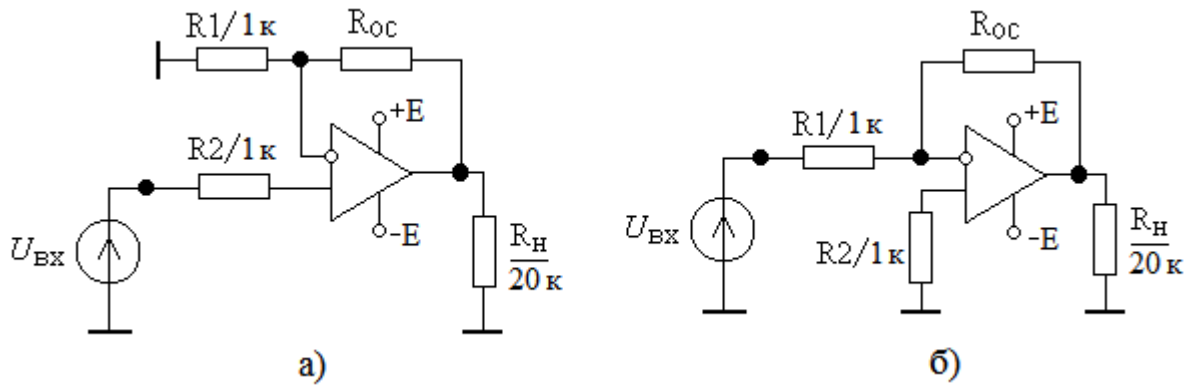


Рис. 1

Модули коэффициентов усиления усилителей должны быть равны H — номеру варианта. Используя формулу для коэффициента усиления неинвертирующего усилителя $K_H = 1 + R_{OC}/R_1$ или формулу для коэффициента усиления инвертирующего усилителя $K_H = -R_{OC}/R_1$, где R_{OC} — сопротивление резистора R_{OC} , включенного в цепи обратной связи, R_1 — сопротивление резистора R_1 , самостоятельно рассчитать требуемое сопротивление резистора R_{OC} в схеме усилителя. При расчетах сопротивление резистора R_1 взять равным 1 кОм, как показано на схеме (рис. 1). Сопротивление резистора R_2 в схеме должно быть равно сопротивлению резистора R_1 . Нагрузочный резистор R_H на выходе усилителя имеет сопротивление 20 кОм. На операционный усилитель необходимо подать двуполярное напряжение питания, равное +10 В и -10 В.

Для моделирования выбрать ОУ типа k140ud7. Операционный усилитель описывается в виде подсхемы:

```

**к140уд7      неинвертирующий вход
**              | инвертирующий вход
**              | | плюс напряжения питания
**              | | | минус напряжения питания
**              | | | | выход
**              | | | | |
.subckt k140ud7 1 2 3 4 5
Rdif 1 2 400k
Cdif 1 2 10p
Rsin 2 0 4000k

```

```
Csin 1 2 1p
G3 6 0 1 2 5
R3 6 0 10
C3 6 0 2000u
Gout 5 0 6 0 10
Rplus 3 0 5k
Rminus 4 0 5k
Eplus 7 0 3 0 0.8
Eminus 8 0 4 0 0.8
d2 5 7 dm
d1 8 5 dm
rout 5 0 200
.model dm D(Is=1.0e-14)
.ends
```

Подсхему включаем в общую схему с помощью строки

```
x1 inplus inminus Eplus Eminus out k140ud7
```

Здесь контакты inplus, inminus, Eplus, Eminus и out должны соответствовать назначению выводов подсхемы, указанных в комментариях к описанию подсхемы.

2. Найти с помощью ЭВМ коэффициент усиления по напряжению инвертирующего или неинвертирующего усилителей в области низких частот. При этом уровень входного напряжения не должен превышать 0,1 В. Для анализа коэффициента усиления можно использовать режимы Tran и (или) AC.

В режиме AC определить граничную частоту усилителя в области высоких частот. Обратить внимание на инверсию фазы при усилении гармонического сигнала в инвертирующем усилителе.

3. Рассчитать по формуле коэффициент усиления инвертирующего или неинвертирующего усилителя. Сравнить результаты машинного и аналитического (по формулам) расчетов.

4*. С помощью приведенных выше аналитических соотношений рассчитать новые параметры элементов схемы, при которых коэффициент усиления усилителя по модулю увеличивается или уменьшается в два раза. Изменить параметры исследуемого усилителя и проверить уменьшение или увеличение коэффициента усиления усилителя с помощью программы моделирования.

5*. Собрать логарифмический усилитель-ограничитель, включая в цепи обратной связи параллельно резистору R_{OC} встречно-параллельно два диода. Сопротивление резистора R_{OC} установить равным 3 кОм.

Построить амплитудную характеристику логарифмического усилителя-ограничителя, т. е. зависимость амплитуды выходного сигнала от амплитуды входного гармонического сигнала, увеличивая амплитуду входного сигнала от 50 мВ до 500 мВ с шагом 50 мВ в режиме Tran. Убедиться в наличии режима ограничения амплитуды выходного сигнала.

6*. Собрать схему интегратора на ОУ [6]. Для этого заменить резистор R_{OC} в цепи отрицательной обратной связи на конденсатор C_{OC} . Постоянная времени интегратора равна $\tau = R_1 C_{OC}$. Принимая постоянную времени равной $\tau = H$ мс, рассчитать величину C_{OC} — емкости конденсатора в цепи обратной связи.

Получить АЧХ интегратора в области частот от $f_1 = 1/(1000\tau)$ до $f_2 = 1/\tau$. Убедиться, что с ростом частоты коэффициент передачи интегратора уменьшается. Устанавливая логарифмический масштаб по вертикальной оси, определить закон уменьшения значений АЧХ. Какова скорость спада АЧХ в дБ на декаду?

Подать на интегратор гармонический сигнал с частотой $f_0 = 1/(100\tau)$ и определить фазовый сдвиг между входным и выходным сигналами.

Подать на интегратор последовательность положительных прямоугольных импульсов с частотой $f_0 = 1/(100\tau)$ и длительностью импульса, равной половине длительности периода, и исследовать выходной сигнал интегратора, изменяя постоянное напряжение смещения во входном сигнале.

7*. Собрать схему дифференциатора на ОУ с постоянной времени, равной постоянной времени интегратора (см. пункт 5). Исследовать характеристики дифференциатора. Получить АЧХ дифференциатора и реакцию на воздействие последовательности прямоугольных импульсов.

8*. Исследовать зависимость граничной частоты усилителя от сопротивления в цепи обратной связи. Как изменяется полоса усиливаемых частот при увеличении коэффициента отрицательной обратной связи?

4.13. Умножение частоты

1. Схема нелинейной цепи — умножителя частоты показана на рис. 1. Обучающиеся группы 1 используют указанный на схеме транзистор типа $n-p-n$, а обучающиеся группы 2 — транзистор типа $p-n-p$. В последнем случае требуется изменить полярность коллекторного источника питания.

Частота входного сигнала, подаваемого от генератора, равна: $F_{вх} = 30H$ кГц (для группы 1) и $F_{вх} = 1 + 0,2H$ МГц (для группы 2). Здесь H — номер варианта. Амплитуда входного гармонического сигнала равна 1 В. Коэффициент умножения n умножителя частоты лежит в диапазоне от 2 до 4 и рассчитывается по формуле $n = \langle H \rangle_3 + 2$, где треугольные скобки означают деление по модулю

три. Перед расчетом на ЭВМ необходимо по указанным исходным данным определить индуктивность катушки L_K и емкость конденсатора C_K колебательного контура (рис. 1), величину добротности которого рекомендуется выбрать из диапазона: $20 \leq Q \leq 40$.

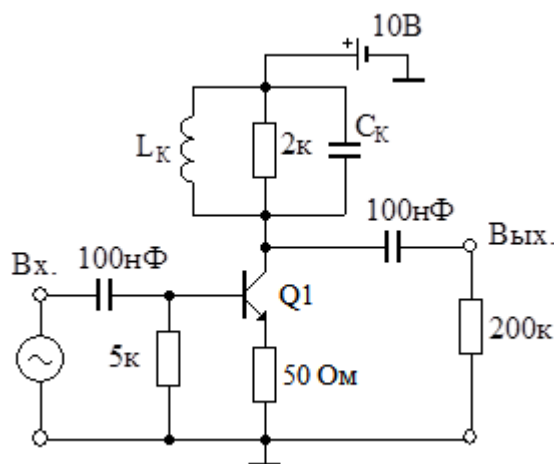


Рис. 1

Добротность параллельного контура в данной схеме примерно равна $Q = R_K / \rho$, где R_K — сопротивление потерь в контуре, равное 2 кОм, $\rho = \sqrt{L_K / C_K}$ — характеристическое сопротивление контура.

2. Получить с помощью ЭВМ графики входного и выходного сигналов. Сравнивая эти графики, убедиться в правильной работе умножителя частоты.

3. Рассчитать амплитуду выходного сигнала умножителя, используя метод тригонометрических формул [6]. Для этого передаточную вольт-амперную характеристику транзистора аппроксимируем следующим полиномом: $i_K = a_0 + a_1 u + a_3 u^3 + a_4 u^4$, где i_K — ток коллектора транзистора, u — входное напряжение, $a_0 = 10^{-6}$ А, $a_1 = 10^{-2}$ А/В, $a_3 = 2 \cdot 10^{-3}$ А/В³, $a_4 = 10^{-3}$ А/В⁴. При расчетах учесть, что частота выходного сигнала совпадает с резонансной частотой контура и, кроме того, внешнее сопротивление нагрузки каскада выбрано много больше сопротивления резистора в коллекторной цепи умножителя. Поэтому суммарное сопротивление нагрузки каскада практически равно сопротивлению резистора контура (2 кОм). После расчетов сравнить результаты, полученные по формулам и с помощью ЭВМ.

4*. Рассчитать с помощью компьютера напряжение на контрольном резисторе в цепи эмиттера транзистора и убедиться в возникновении косинусоидальных импульсов тока эмиттера транзистора. Объясните причину их возникновения и отличие их формы от гармонической формы входного сигнала.

Используя заданный выше полином, рассчитать амплитуду импульсов тока эмиттера транзистора и сравнить с данными программы моделирования.

5*. Снять амплитудную характеристику умножителя частоты, то есть зависимость амплитуды выходного сигнала от амплитуды входного. Убедиться, что при уменьшении входного сигнала до 0,1 В и менее напряжение на выходе умножителя резко уменьшается.

6*. Уменьшая частоту входного сигнала, получить увеличенные, по сравнению с заданным, коэффициенты умножения. Убедиться в том, что умножитель частоты на транзисторе с ростом коэффициента умножения работает менее эффективно.

7*. Включить на входе каскада два последовательно соединенных источника переменного напряжения. С первого источника подать на каскад сигнал гетеродина с частотой $f_{\Gamma} = 11F_{\text{вх}}n$ и амплитудой 0,7...1 В. У второго источника установить частоту входного сигнала равной $10F_{\text{вх}}n$, а амплитуду — 0,02...0,2 В. Получить на выходе каскада комбинационную гармонику, частота которой совпадает с резонансной частотой колебательного контура.

4.14. Автогенератор на операционном усилителе

1. Электрическая схема RC -автогенератора, выполненного на операционном усилителе (ОУ), приведена на рис. 1. Операционный усилитель охвачен цепью положительной обратной связи (ПОС), составленной из резисторов R и конденсаторов C , а также цепью отрицательной обратной связи (ООС), образованной диодами $D1$, $D2$ и резистором $R1$. Нелинейная ООС предназначена для ограничения амплитуды возникающих автоколебаний. Положительная обратная связь обуславливает самовозбуждение автогенератора.

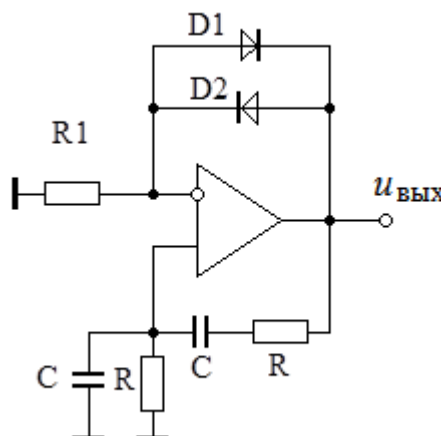


Рис. 1

Частота колебаний автогенератора равна $f_0 = (25+H)$ кГц для группы 1 и $f_0 = H$ кГц для группы 2. Емкости конденсаторов C в цепи ПОС рассчитываются

с использованием формулы для частоты колебаний RC -автогенератора: $\omega_0 = 1/RC$, причем $\omega_0 = 2\pi f_0$. Сопротивление резисторов R рекомендуется взять равными 1 кОм. В схеме автогенератора используйте операционный усилитель типа k140ud7, описание подсхемы которого приведено ранее. Сопротивление резистора $R1$ выбрать равным $R_1 = 1$ кОм. Параметры диоды в схеме можно взять по умолчанию. Параллельно диодам рекомендуется включить вспомогательный резистор с сопротивлением $R_{OC} = 2,5$ кОм.

Отметим, что на практике причиной для возникновения автоколебаний являются шумы, помехи, переходные процессы, возникающие при подаче напряжения питания, и т. д. Поэтому для возникновения автоколебаний при моделировании рекомендуется установить небольшое начальное напряжение на одном из конденсаторов в цепи ПОС, а расчет цепи в режиме Tran проводить с указанием опции UIC.

2. Получить в режиме Tran процесс возникновения и установления колебаний в автогенераторе. Определить, используя установившийся режим, основные показатели автогенератора: частоту и амплитуду автоколебаний. Сравнить частоту автоколебаний с заданной частотой f_0 .

Анализируя начало процесса возникновения автоколебаний, определить длительность переходного процесса установления автоколебаний. За нулевой момент времени берется момент начала анализа. Как правило, колебание считается установившимся, если его амплитуда отличается от стационарной амплитуды не более чем на 10%.

3. По приведенной выше формуле рассчитать новые параметры цепи ПОС автогенератора, установившаяся частота колебаний которого увеличена (или уменьшена) в полтора раза по сравнению с заданной.

Изменить в схеме автогенератора сопротивления и (или) емкости в цепи ПОС. С помощью программы моделирования определить новую частоту автоколебаний. Во сколько раз изменилась частота колебаний?

4*. Уменьшая сопротивление вспомогательного резистора R_{OC} , включенного параллельно диодам схемы, получить срыв самовозбуждения. Определить сопротивление резистора, при котором рост амплитуды колебаний сменяется уменьшением амплитуды колебаний. Рассчитать по формуле $K_{ГР} = 1 + R_{OC}/R_1$ граничный коэффициент усиления неинвертирующего усилителя, учитывая, что сопротивления закрытых диодов $D1$ и $D2$ при самовозбуждении можно не учитывать, так как напряжения в схеме еще очень малы. Проверить выполнение условия самовозбуждения RC -автогенератора [6].

5*. Отключить цепь ПОС от автогенератора. Подавая гармонический сигнал на неинвертирующий вход усилителя, получить на частоте автоколебаний

на выходе такую же амплитуду выходного напряжения, как и в случае автоколебаний. Рассчитать коэффициент усиления усилителя, соответствующий стационарному состоянию автогенератора. Проверить соответствие полученного коэффициента уравнению стационарности автогенератора.

6*. Обратите внимание на то, что вход цепи ПОС располагается у выходных зажимов усилителя. Отключить вход цепи ПОС от выходного контакта автогенератора. Подключить к входным зажимам цепи ПОС источник гармонического напряжения. В режиме АС рассчитать АЧХ цепи ПОС, найти частоту квазирезонанса и коэффициент передачи цепи ПОС на частоте квазирезонанса.

Приложение. Кратные и дольные приставки

Приставка	Мно- житель	Русское обозначение	Зарубежное обозначение	Примеры
йотта	10^{24}	Й	Y	5 Йбит. 5 йоттабит. Пять септиллионов бит
зетта	10^{21}	З	Z	4 Збайт. 4 зеттабайт. Четыре секстиллиона байт
экса	10^{18}	Э	E	3 Эбайт. 3 эксабайт. Три квинтиллиона байт
пета	10^{15}	П	P	2 Пбит. 2 петабит. Два квадриллиона бит
тера	10^{12}	Т	T	1 ТВт. 1 тераватт. Один триллион ватт
гига	10^9	Г	G	2 ГГц. 2 гигагерца. Два миллиарда герц
мега	10^6	М	MEG	3 МОм. 3 мегаом. Три миллиона ом
кило	10^3	к	K	4 кВ. 4 киловольты. Четыре тысячи вольт
милли	10^{-3}	м	m	1 мА. 1 миллиампер. Одна тысячная ампера
микро	10^{-6}	мк	u	2 мкс. 2 микросекунды
нано	10^{-9}	н	n	3 нГн. 3 наногенри
пико	10^{-12}	п	p	4 пФ. 4 пикофарады
фемто	10^{-15}	ф	f	5 фс. 5 фемтосекунд
атто	10^{-18}	а	a	9 аКл. 9 аттокулон
zepto	10^{-21}	з	z	12 зс. 12 зептосекунд

Литература

1. Амелина М. А., Амелин С. А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap. Версия 9, 10. – Смоленск, Смоленский филиал НИУ МЭИ, 2013. – 618 с.: ил.
2. Антипенский Р. В., Фадин А. Г. Схемотехническое проектирование и моделирование радиоэлектронных устройств. – М.: Техносфера, 2007. – 128 с.: ил.
3. Кардашев Г. А. Цифровая электроника на персональном компьютере. Electronics Workbench и Micro-Cap. – М.: Горячая линия–Телеком, 2003. – 311 с.: ил.
4. Карлащук В. И. Электронная лаборатория на IBM PC. Том 1-2. – М.: Солон-Пресс, 2006.
5. Кеонун Дж. OrCAD Pspice/ Анализ электрических цепей (+DVD). – М.: ДМК Пресс, 2008. – 640 с.: ил
6. Кучумов А. А., Кучумов А. И. Электроника и схемотехника. – М.: Гелиос АРВ, 2017. – 368 с.: ил.
7. Марченко А. Л. Основы электроники. – М.: ДМК Пресс, 2008. – 296 с.: ил.
8. Панфилов Д. И. и др. Электротехника и электроника в экспериментах и упражнениях. – М.: Додека-XXI, 2002.
9. Разевиг В. Д. Система проектирования цифровых устройств OrCad. – М.: Солон-Р, 2000.
10. Разевиг В. Д. Система схемотехнического моделирования Micro-Cap 6. – М.: Горячая линия-Телеком, 2001.
11. Хайнеман Р. Визуальное моделирование электронных схем в PSPICE: Пер. с нем. – М.: ДМК Пресс, 2008. – 336 с.: ил.
12. Хернтер Марк Е. Электронное моделирование в Multisim + DVD: Пер. с англ. – М.: ДМК Пресс, 2010. – 488 с.: ил.

NSK

Руководство пользователя

Программа uSpiceA