

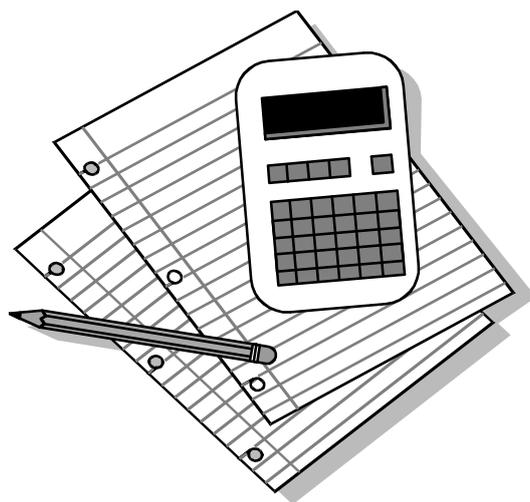


Кафедра конструирования
и производства радиоаппаратуры

Д.В. Озёркин

ОБЩАЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА ЧАСТЬ 2 – ОБЩАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Компьютерный лабораторный практикум для студентов специальностей 210201 «Проектирование и технология радиоэлектронных средств» и 160905 «Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования»



ТОМСК 2012

Министерство образования и науки Российской Федерации

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

ВЕРЖДАЮ

Заведующий кафедрой КИПР

В.Н. ТАТАРИНОВ

“ ___ ” _____ 20__ г.

Д.В. Озёркин

ОБЩАЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА ЧАСТЬ 2 – ОБЩАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Компьютерный лабораторный практикум для студентов специальностей 210201 «Проектирование и технология радиоэлектронных средств» и 160905 «Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования»

2012

Рецензент: профессор, д.ф.-м.н. Кузнецов Г.В.

Технический редактор: доцент кафедры КИПР ТУСУР,
к.т.н. Кореньков О.С.

Озёркин Д.В.

Общая электротехника и электроника. Часть 2 – Общая электроника. Компьютерный лабораторный практикум для студентов специальностей 210201 «Проектирование и технология радиоэлектронных средств» и 160905 «Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования».

Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012.- 160 с.

В настоящем компьютерном лабораторном практикуме по дисциплине «Общая электротехника и электроника. Часть 2 – Общая электроника» основным «инструментом» для выполнения лабораторных работ выступает программа схемотехнического моделирования MicroCAP фирмы Spectrum Software. При составлении лабораторного практикума использовалась седьмая версия программы.

© Озёркин Д.В. 2012

© Кафедра КИПР Томского

государственного университета систем
управления и радиоэлектроники, 2012

СОДЕРЖАНИЕ

Назначение компьютерного лабораторного практикума.....	5
Особенности компьютерного лабораторного практикума	7
Сведения для студентов, обучающихся с применением дистанционных технологий.....	10
Общие методические рекомендации по выполнению лабораторного практикума	12
Демонстрация основных возможностей MicroCAP 7	14
1 Лабораторная работа №1 – Исследование характеристик полупроводникового диода	36
1.1 Цель работы.....	36
1.2 Порядок выполнения работы	36
1.3 Теоретические сведения о работе полупроводниковых диодов.....	36
1.4 Пример исследования нестандартной вольт-амперной характеристики полупроводникового диода	42
1.5 Лабораторное задание	47
1.6 Контрольные вопросы.....	48
1.7 Варианты заданий.....	49
2 Лабораторная работа №2 – Измерение h-параметров биполярного транзистора	50
2.1 Цель работы.....	50
2.2 Порядок выполнения работы	50
2.3 Схема включения биполярного транзистора с общим эмиттером	50
2.4 Система h -параметров.....	56
2.5 Пример построения линий максимально допустимой мощности на выходных характеристиках транзистора	60
2.6 Лабораторное задание	63
2.7 Контрольные вопросы.....	65
2.8 Варианты задания	66
3 Лабораторная работа №3 – Измерение предельной частоты биполярного транзистора	67
3.1 Цель работы.....	67
3.2 Порядок выполнения работы	67
3.3 Динамические свойства транзисторов	67
3.4 Пример измерения предельной частоты биполярного транзистора	75
3.5 Лабораторное задание	80
3.6 Контрольные вопросы.....	82
3.7 Варианты задания	83
4 Лабораторная работа №4 – Усилительные свойства биполярного транзистора	84
4.1 Цель работы.....	84
4.2 Порядок выполнения работы	84
4.3 Усилительные свойства транзистора.....	84

4.4	Пример расчета усилительного каскада.....	95
4.5	Лабораторное задание	103
4.6	Контрольные вопросы.....	103
4.7	Варианты задания.....	104
5	Лабораторная работа №5 – Исследование линии передачи с потерями.....	105
5.1	Цель работы.....	105
5.2	Порядок выполнения работы	105
5.3	Линии передачи с потерями в стационарном режиме	105
5.4	Пример анализа линии передачи с потерями	113
5.5	Лабораторное задание	122
5.6	Контрольные вопросы.....	122
5.7	Варианты заданий.....	123
6	Лабораторная работа №6 – Исследование линии передачи без потерь.....	125
6.1	Цель работы.....	125
6.2	Порядок выполнения работы	125
6.3	Линии передачи без потерь в стационарном режиме	125
6.4	Пример анализа линии передачи без потерь	132
6.5	Лабораторное задание	140
6.6	Контрольные вопросы.....	140
6.7	Варианты заданий.....	141
	Список литературы.....	143
	Приложение 1 – Справочные сведения о программе схемотехнического моделирования MicroCAP.....	144
	Приложение 2 – Некоторые шаблоны целевых функций, встроенные в программу MicroCAP	151
	Приложение 3 – Пример оформления отчета по лабораторной работе.....	152
	Приложение 4 – Соответствие условных графических обозначений некоторых ЭРЭ в России и за рубежом	156
	Приложение 5 – Некоторые сообщения об ошибках, выдаваемые программой MicroCAP	158

НАЗНАЧЕНИЕ КОМПЬЮТЕРНОГО ЛАБОРАТОРНОГО ПРАКТИКУМА

В настоящее время существует большое количество изданных в ТУСУРе компьютерных лабораторных практикумов по различным дисциплинам для студентов дистанционной формы обучения. Опыт преподавания показывает, что компьютерные лабораторные практикумы могут также применяться в учебном процессе для студентов других форм обучения, в том числе и дневной формы.

Исторически сложилось, что с момента возникновения дистанционного образования в ТУСУРе при написании компьютерных лабораторных практикумов в качестве программного средства неизменно выбирался пакет Electronics Workbench фирмы Interactive Image Technologies. Основным аргументом в пользу выбора указанного программного продукта являлось сходство по внешним признакам некоторых атрибутов моделирования с аналогичными атрибутами приборной лабораторной работы. В частности, виртуальные контрольно-измерительные приборы, органы управления и индикации, используемые в Electronics Workbench, имитируют внешний облик их реальных прототипов. Предполагалось, что студенты дистанционной формы обучения, лишенные, зачастую, возможности проделать приборные лабораторные работы, все-таки смогут составить отдаленное представление о приборах и измерениях с помощью Electronics Workbench.

Однако, в последнее время в связи с совершенствованием технологии дистанционного образования в ТУСУРе проблема организации и проведения приборных лабораторных работ не столь актуальна по следующим причинам: постепенное оснащение представительств и филиалов ТУСУРа лабораторными макетами; плановые приезды студентов дистанционной формы обучения в Томск на лабораторные занятия. На фоне этих положительных тенденций отмеченное свойство Electronics Workbench – имитация внешнего облика лабораторного оборудования – не является определяющим в пользу выбора именно этой программы. Более того, основным недостатком Electronics Workbench всегда являлось акцентирование внимания пользователя на внешней, «косметической» стороне происходящего в ущерб адекватности результатов моделирования и удобства проведения сложных видов анализа. Следует отметить, что фирма Interactive Image Technologies – разработчик Electronics Workbench – позиционирует свой программный продукт для использования школьниками старших классов и студентами младших курсов ВУЗов, обучающихся на специальностях не связанных с проектированием и эксплуатацией РЭС. По этим признакам справедливо предположить, что программное средство Electronics Workbench предназначено для любительского уровня.

Учитывая сказанное, автор в настоящем лабораторном практикуме предлагает использовать полупрофессиональную программу схемотехнического моделирования MicroCAP фирмы Spectrum Software. Основные досто-

инства программного средства MicroCAP в плане использования его в лабораторных работах заключаются в следующем:

- полная совместимость математических моделей элементов, используемых в MicroCAP, с моделями программного комплекса профессионального уровня OrCAD;

- промежуточный, полупрофессиональный уровень MicroCAP с одной стороны помогает без труда освоить программу студентами всех форм обучения, а с другой стороны, по мере необходимости, создать базис для освоения более сложных комплексов;

- минимальные аппаратные требования к ПЭВМ – программа MicroCAP гарантированно работает даже на компьютерах с процессором Pentium первого поколения;

- широкие возможности и удобный интерфейс для проведения многовариантных видов анализа, для поиска оптимальных схемотехнических решений и т.д.;

- адекватные математические модели элементов и корректные методы моделирования по постоянному току, в частотной и временной областях.

Помимо основного назначения – изучение основ электроники - компьютерный лабораторный практикум способствует приобретению серьезных навыков в схемотехническом анализе, которые необходимы для студентов специальностей 210201 и 160905 всех форм обучения в будущей учебной и, возможно, профессиональной деятельности. Компьютерный лабораторный практикум может также использоваться студентами других специальностей, учебный план которых включает дисциплину «Общая электротехника и электроника».

ОСОБЕННОСТИ КОМПЬЮТЕРНОГО ЛАБОРАТОРНОГО ПРАКТИКУМА

Компьютерный лабораторный практикум базируется на второй части лекционного курса «Общая электротехника и электроника» - «Общая электроника». Дидактические единицы для указанной дисциплины согласно ГОС 654300-2000 и ГОС 653300-2000 охватывают достаточно широкий круг вопросов современной радиоэлектроники. В особенности это касается ГОС 653300-2000 – во второй части дисциплины образовательным стандартом предусмотрено двадцать разноплановых дидактических единиц, начиная с теории электромагнитного поля и заканчивая микропроцессорными средствами, электрическими измерениями и приборами.

В сложившейся ситуации, учитывая малое количество часов на изучение дисциплины и большой объем изучаемого материала, автор самостоятельно выделил необходимый минимум знаний и навыков, который должен в результате обучения иметь студент. Исходя из этого, был составлен общий список из шести лабораторных работ:

1. Исследование основных характеристик полупроводникового диода.
2. Измерение h -параметров биполярного транзистора.
3. Измерение предельной частоты биполярного транзистора.
4. Усилительные свойства биполярного транзистора.
5. Исследование линии передачи с потерями.
6. Исследование линии передачи без потерь.

Количество выполняемых лабораторных работ для каждой конкретной категории студентов разное – в зависимости от формы обучения и специальности. Эти сведения приведены в таблице.

Таблица

Специальность	Форма обучения	Количество работ	Названия работ
210201	дневная	4	1. Исследование основных характеристик полупроводникового диода. 2. Измерение h -параметров биполярного транзистора. 3. Измерение предельной частоты биполярного транзистора. 4. Усилительные свойства биполярного транзистора.

Продолжение таблицы

210201	заочная	4	<ol style="list-style-type: none"> 1. Исследование основных характеристик полупроводникового диода. 2. Измерение h-параметров биполярного транзистора. 3. Измерение предельной частоты биполярного транзистора. 4. Усилительные свойства биполярного транзистора.
210201	заочная с дистанционной технологией	2	<ol style="list-style-type: none"> 1. Измерение h-параметров биполярного транзистора. 2. Усилительные свойства биполярного транзистора.
160905	дневная	5	<ol style="list-style-type: none"> 1. Исследование основных характеристик полупроводникового диода. 2. Измерение h-параметров биполярного транзистора. 3. Усилительные свойства биполярного транзистора. 4. Исследование линии передачи с потерями. 5. Исследование линии передачи без потерь.
160905	заочная	4	<ol style="list-style-type: none"> 1. Исследование основных характеристик полупроводникового диода. 2. Измерение h-параметров биполярного транзистора. 3. Усилительные свойства биполярного транзистора. 4. Исследование линии передачи с потерями.

В начале компьютерного лабораторного практикума представлен раздел «Демонстрация основных возможностей MicroCAP 7», который позволяет студентам познакомиться с программой схемотехнического моделирования MicroCAP 7 и овладеть теми практическими навыками работы с программой, которые затем понадобятся при выполнении лабораторных заданий. Раздел снабжен максимально подробными разъяснениями и иллюстрациями.

Каждое из описаний лабораторных работ включает в себя два обязательных раздела – необходимые теоретические сведения и методический пример. На наш взгляд, дозированная информация теоретического характера, которая предваряет выполнение лабораторной работы, позволяет студентам

сконцентрировать свое внимание на самом задании и избавляет от необходимости отвлекаться на поиск нужного раздела в учебном пособии. Методические примеры, присутствующие в описаниях первых трех лабораторных работ, выполнены на темы, сходные с лабораторными заданиями. Методические примеры последних трех (более сложных) работ направлены на то, чтобы студенты повторили их по исходным данным своего варианта.

В конце компьютерного лабораторного практикума приведены дополнительные справочные материалы:

- сведения о программе схемотехнического моделирования MicroCAP7;
- правила оформления отчета по лабораторной работе;
- соответствие условных графических обозначений элементов в России и за рубежом.

СВЕДЕНИЯ ДЛЯ СТУДЕНТОВ, ОБУЧАЮЩИХСЯ С ПРИМЕНЕНИЕМ ДИСТАНЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

Для студентов, обучающихся с применением дистанционных технологий, необходимо обратиться к предыдущему разделу и найти в таблице количество лабораторных работ и их темы в соответствии с Вашей специальностью и формой обучения. Категорически запрещается изменять темы лабораторных работ по своему усмотрению. Порядок выполнения лабораторных работ решающего значения не имеет, однако рекомендуется выполнять их по порядку возрастания номеров. Связано это с тем, что сложность лабораторной работы возрастет пропорционально ее порядковому номеру. Для выполнения лабораторных работ следует иметь:

1. Настоящий компьютерный лабораторный практикум.
2. Дистрибутивный архив с программой MicroCAP 7.
3. Дополнительные библиотеки с математическими моделями отечественных радиоэлементов (полупроводниковые диоды и транзисторы), поскольку они не входят в стандартную поставку программы MicroCAP.

При рассылке используется демонстрационная версия программы MicroCAP 7, которая может быть бесплатно получена с Web-сервера фирмы разработчика www.spectrum-soft.com. Заметим, что демонстрационная версия программы имеет некоторые ограничения по сравнению с полнофункциональной версией. С точки зрения выполнения лабораторных работ ограничения проявляются в невозможности в полном объеме в автоматическом режиме провести построение целевых функций. Таким образом, студентам, обучающимся с применением дистанционных технологий, предлагается альтернатива:

а) построение целевых функций в ручном режиме по предварительно полученному семейству кривых;

б) приобретение полнофункциональной версии программы MicroCAP 7.

Второй вариант является более предпочтительным. Источники приобретения полнофункционального программного обеспечения в России широко известны и поэтому здесь не комментируются. Выполнять лабораторные работы можно и в более ранних версиях: MicroCAP 6 и MicroCAP 5 (редакция 2). Однако такой способ можно рекомендовать студентам, которые достаточно хорошо знакомы с интерфейсом этих версий программ, который несколько отличается от седьмой версии.

Библиотеки математических моделей отечественной элементной базы представляют собой обычные текстовые файлы `my_diode.lib` и `my_transistor.lib`, где на входном языке формата SPICE приводятся описания полупроводниковых диодов и транзисторов. Особенности использования библиотек математических моделей разъяснены в разделе «Демонстрация основных возможностей MicroCAP 7».

Номер варианта выбирается по общепринятым правилам в дистанционном образовании по формуле:

$$V = (25 \cdot k) \operatorname{div} 100,$$

где V – искомый номер варианта (при $V = 0$ выбирается номер варианта 25); k – две последние цифры номера Вашей зачетной книжки; div – операция целочисленного деления.

При отправке отчетов по лабораторным работам следует указывать свой номер варианта. Пример оформления отчета по лабораторной работе приведен в Приложении 3. Отчет по лабораторной работе обязательно должен быть в виде твердой копии, при этом допускается как рукописный, так и печатный текст отчета. Распространенной ошибкой в отчетах является неполное оформление графиков. Графики функций всегда должны иметь единицы измерения по осям, правильный масштаб, поясняющие подписи, дополнительные построения (если это требует лабораторное задание). В связи с этим не нужно бояться на полученной твердой копии графика наносить от руки дополнительную информацию.

Ответы на большинство контрольных вопросов содержатся в теоретической части описании лабораторной работы. Кроме этого, существует несколько контрольных вопросов, направленных на понимание студентом сути лабораторного задания. Искать прямые ответы на такие вопросы в описании работ не следует, необходимо выразить свою точку зрения, свое понимание происходящего.

Вопросы технического характера, возникающие при выполнении лабораторных работ, Вы можете отправить по электронному адресу kopr@tusur.ru.

ОБЩИЕ МЕТОДИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ ЛАБОРАТОРНОГО ПРАКТИКУМА

Программа схемотехнического моделирования MicroCAP, также как и подавляющее большинство аналогичных программ, использует при работе вычислительные алгоритмы, математические модели и входной язык формата SPICE. На текущий момент формат SPICE стал фактически общепризнанным стандартом для программ схемотехнического моделирования.

Залог успешной работы в программе MicroCAP – это знание основных правил записи символических и математических выражений. В связи с этим рекомендуется перед выполнением лабораторных работ повторить пример, разобранный в разделе «Демонстрация основных возможностей MicroCAP 7».

В лабораторных работах №4 - №6 предусматривается проведение альтернативного теоретического расчета. Учитывая большой объем вычислений, целесообразно для проведения теоретического расчета использовать программы автоматизированных математических расчетов, например MathCAD.

Приведем несколько практических советов при работе в программе схемотехнического моделирования MicroCAP.

Программа MicroCAP сохраняет результаты работы в файлы с расширением *.cir. Распространенной ошибкой является попытка сохранить непосредственно графики зависимостей, полученные в результате моделирования. Такая попытка будет неудачна, поскольку в режиме отображения графиков пункт меню Save (Сохранить) всегда заблокирован. Следует помнить, что основная информация, которая сохраняется в рабочем файле *.cir – это не графики функций, а схема электрическая принципиальная вместе с индивидуальными настройками и установками на проведение какого-либо моделирования. Таким образом, всегда нужно сначала закрыть окно с графиками зависимостей, а затем уже приступать к сохранению информации и выходу из программы. Если во время следующего сеанса работы открыть сохраненный файл и произвести запуск на моделирование – получим первоначальные графики зависимостей.

Если есть необходимость перенести изображение графика функции в какое-либо приложение, например в текстовый редактор Microsoft Word, то проще всего это сделать через буфер обмена по команде Edit/Copy to Clipboard/Copy the Visible Portion of Window in BMP Format.

Полезно при работе в программе MicroCAP сохранять промежуточные результаты своей работы с периодичностью в 15-20 минут для того, чтобы не потерять всю информацию. Особенно важно это перед первым запуском на моделирование – в случае неправильного задания параметров иногда возникает аварийная ситуация и программы MicroCAP «зависает».

При выполнении лабораторных работ следует стремиться, чтобы каждое новое частное задание располагалось в отдельном файле, даже если схема включения одинакова. В противном случае, можно очень легко запутаться в

многочисленных установках параметров на моделирование, которые в каждом новом задании имеют индивидуальные особенности. Несоблюдение этого правила может привести к тому, что вместо ожидаемого результата появится совсем иной – например, вместо одного графика функции появится семейство.

При изображении схем электрических принципиальных в MicroCAP необходимо выполнение следующих условий:

- выводы электрорадиоэлементов (ЭРЭ) должны быть подключены к электрическим проводникам;
- электрические проводники не должны иметь разрывов;
- любая схема электрическая принципиальная должна иметь символ общего проводника (проводник с нулевым потенциалом);
- большинство схем электрических принципиальных должны иметь на входе источник сигнала (за исключением схем автогенераторов, мультивибраторов и т.д.);
- любая схема электрическая принципиальная, содержащая активные ЭРЭ, должна иметь источник питания.

При проведении моделирования по постоянному току программа MicroCAP интерпретирует емкости как разрывы в электрической цепи, а индуктивности – как обычные проводники.

При составлении символических и математических выражений в MicroCAP указание на какой-либо ЭРЭ производится по его позиционному обозначению на схеме электрической принципиальной. Несоответствие позиционного обозначения ЭРЭ на схеме и в выражении всегда вызывает сообщение об ошибке.

Сообщения об ошибках выводятся в программе MicroCAP на английском языке, поэтому не всегда информативны и понятны. В любом случае следует внимательно прочесть такое сообщение и постараться устранить причину, вызвавшую появление ошибки. В Приложении 5 приведены основные (типичные) сообщения об ошибках программы MicroCAP.

В заключение необходимо упомянуть, что при работе в программе MicroCAP иногда (но крайне редко) появляются труднообъяснимые и практически неустраняемые ошибки. В этом случае единственным возможным выходом является создание нового файла, в котором лабораторное задание выполняется заново.

ДЕМОНСТРАЦИЯ ОСНОВНЫХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ MICROCAP 7

Продемонстрируем основные возможности программы схемотехнического моделирования MicroCAP 7 на примере схемы амплитудного детектора. В примере специально выделены типичные приемы работы. После вызова программы MicroCAP 7 двойным щелчком на ее пиктограмме на экране появится основное окно программы (рисунок 1). В верхней части расположена строка системного меню, в которой размещены следующие пункты: **File** (Работа с файлами); **Edit** (Редактирование); **Component** (Выбор и поиск компонента); **Windows** (Работа с окнами); **Options** (Дополнительные возможности); **Analysis** (Виды анализа); **Design** (Синтез фильтров); **Help** (Помощь).

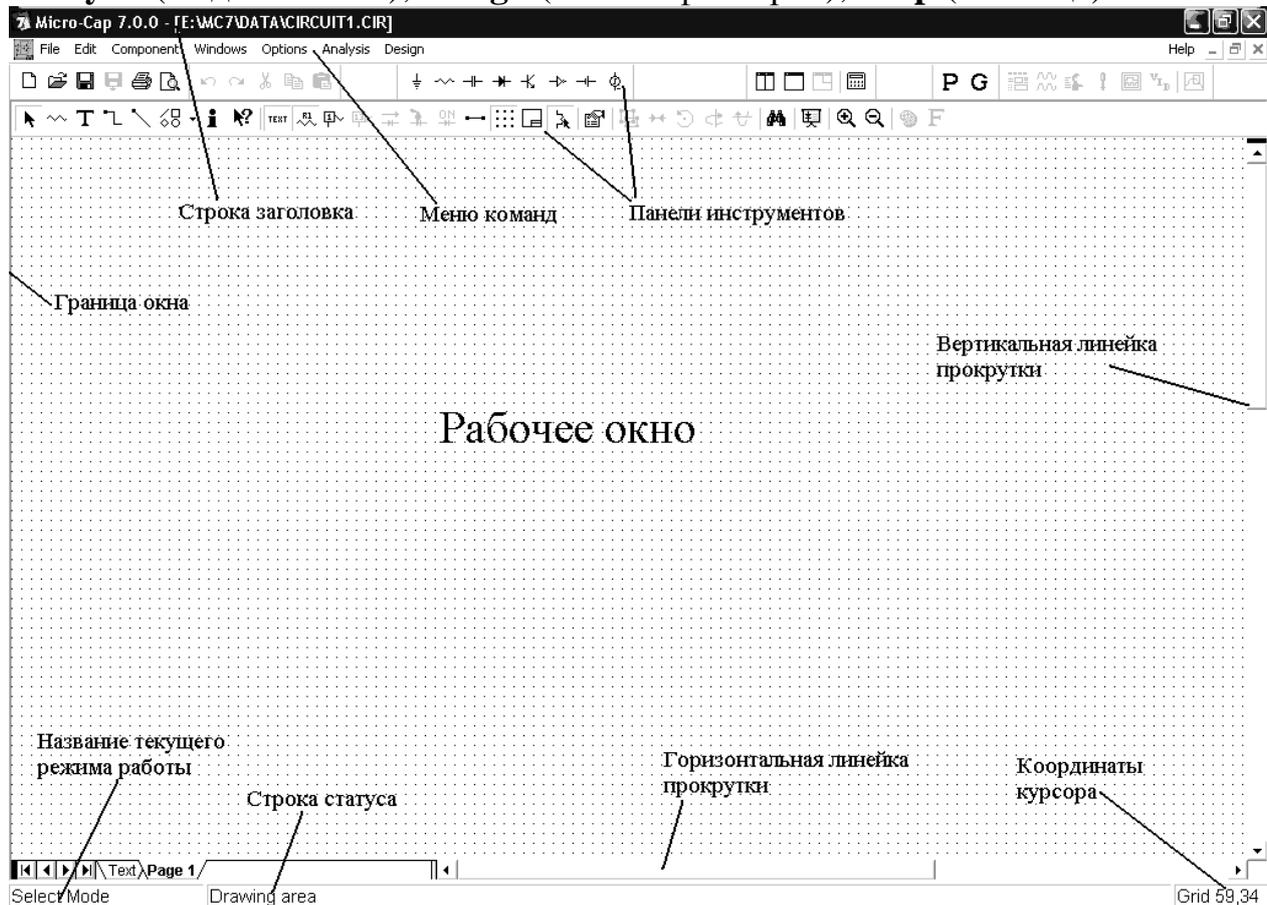


Рисунок 1 – Окно программы MicroCAP 7

Прием №1. Подключение необходимых библиотек математических моделей ЭРЭ.

В комплект поставки программы MicroCAP входят математические модели ЭРЭ только от зарубежных производителей. Математические модели ЭРЭ представляют собой набор числовых параметров, перечень и смысл которых можно узнать из [1]. Описание математических моделей ЭРЭ в MicroCAP соответствует формату SPICE, который лежит в основе многих современных программ схемотехнического моделирования, например DesignLab, OrCAD и т.д. Несколько математических моделей объединяются в текстовые

файлы библиотек с расширением *.lib и располагаются в папке LIBRARY. Для того чтобы математическая модель ЭРЭ была подключена (доступна) в MicroCAP, следует добавить имя файла нужной библиотеки в общий список, который содержится в текстовом файле nom.lib. Структура этого файла представляет построчное перечисление всех файлов библиотек ЭРЭ необходимых для работы в MicroCAP по образцу .lib "analog.lib". После изменения файла nom.lib **следует обязательно закрыть и запустить заново** программу MicroCAP, поскольку анализ файла nom.lib производится только в момент загрузки.

В нашем примере используются математические модели полупроводникового диода КД220А и транзистора КТ315Б, для чего были подключены файлы библиотек my_diode.lib и my_transistor.lib, соответственно.

Схема состоит из резонансного усилителя на биполярном транзисторе КТ315Б, настроенного на частоту 10 кГц, и параллельного амплитудного детектора (рисунок 2). На вход усилителя подается гармонический сигнал с частотой 10 кГц и амплитудой 10 мВ (источник сигнала V1).

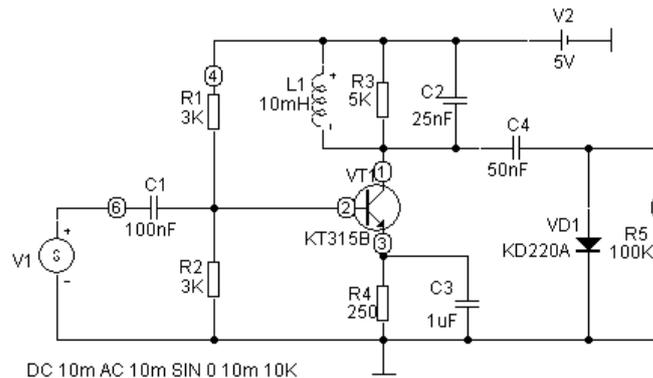


Рисунок 2 – Схема амплитудного детектора

Графический редактор программы MicroCAP может работать в нескольких режимах, основные из которых:

- режим выбора (Select Mode) – активируется нажатием пиктограммы  или сочетанием клавиш Ctrl+E;
- режим размещения ЭРЭ (Component Mode) -  или Ctrl+D;
- режим ввода ортогональных проводников (Wire Mode) -  или Ctrl+W.

Следует помнить, что режим по умолчанию в программе MicroCAP – это режим выбора (Select Mode). **Целесообразно после выполнения операций по размещению ЭРЭ, прокладке проводников и т.д. всегда возвращаться в режим выбора (Select Mode).**

Для размещения графических образов ЭРЭ, согласно схеме на рисунке 2, воспользуемся командами:

- Component/Analog Primitives/Waveform Sources/V (универсальный источник напряжения – источник сигнала);

- Component/Analog Primitives/Waveform Sources/Battery (источник постоянного напряжения – источник питания);
- Component/Analog Primitives/Passive Components/Resistor (резистор);
- Component/Analog Primitives/Passive Components/Capacitor (конденсатор);
- Component/Analog Primitives/Passive Components/Inductor (индуктивность);
- Component/Analog Primitives/Passive Components/Diode (полупроводниковый диод);
- Component/Analog Primitives/Active Devices/NPN (биполярный транзистор структуры *n-p-n*);
- Component/Analog Primitives/Connectors/Ground (символ общего проводника).

При размещении графических образов ЭРЭ на поле чертежа автоматически появляется диалоговое окно редактирования свойств элемента, в котором необходимо указывать параметры ЭРЭ.

Прием № 2. Задание параметров сигнала для универсального источника напряжения. В диалоговом окне свойств универсального источника напряжения *V* присутствуют следующие строки ввода:

- **DC** – напряжение источника в вольтах при анализе по постоянному току;
- **AC magnitude** – амплитуда напряжения в вольтах при анализе по переменному току;
- **AC Phase** – фаза напряжения в градусах при анализе по переменному току.

Если в списке **Transient format** (Вид временной зависимости) выбрать параметр **SIN** (синусоидальный источник), то ниже появятся дополнительные строки ввода, которые определяют параметры синусоидального сигнала при анализе во временной области:

- **V0** – уровень постоянной составляющей напряжения;
- **VA** – амплитуда напряжения;
- **F0** – частота сигнала в герцах;
- **TD** – время задержки в секундах;
- **DF** – коэффициент затухания в с^{-1} ;
- **PH** – фазовый сдвиг в градусах в нулевой момент времени.

В нашем случае параметры универсального источника напряжения: **DC 10m**; **AC magnitude 10m**; **VA 10m**; **F0 10k**. Остальные параметры универсального источника напряжения равны нулю. Для наглядности рекомендуется включить опцию **Show** (Показывать), расположенную справа от строки ввода **Value** (Значение) в верхней части диалогового окна. При этом введенные нами параметры сигналы будут отображаться на поле чертежа. При записи величин 10 мВ и 10 кГц использованы специальные суффиксы, принятые в программе MicroCAP для обозначения дольных и кратных величин. Полный список суффиксов приведен в Приложении 1. Единицы измерения физиче-

ских величин в программе MicroCAP в явном виде не указываются, т.к. по умолчанию принято, что все обозначения соответствуют системе СИ. Находясь в диалоговом окне свойств универсального источника напряжения V можно оперативно оценить форму сигнала по введенным параметрам (рисунок 3). Для этого следует нажать кнопку **Plot** (График), в результате чего слева появится график входного сигнала. При внесении изменений в параметры сигнала график автоматически меняет свою форму.

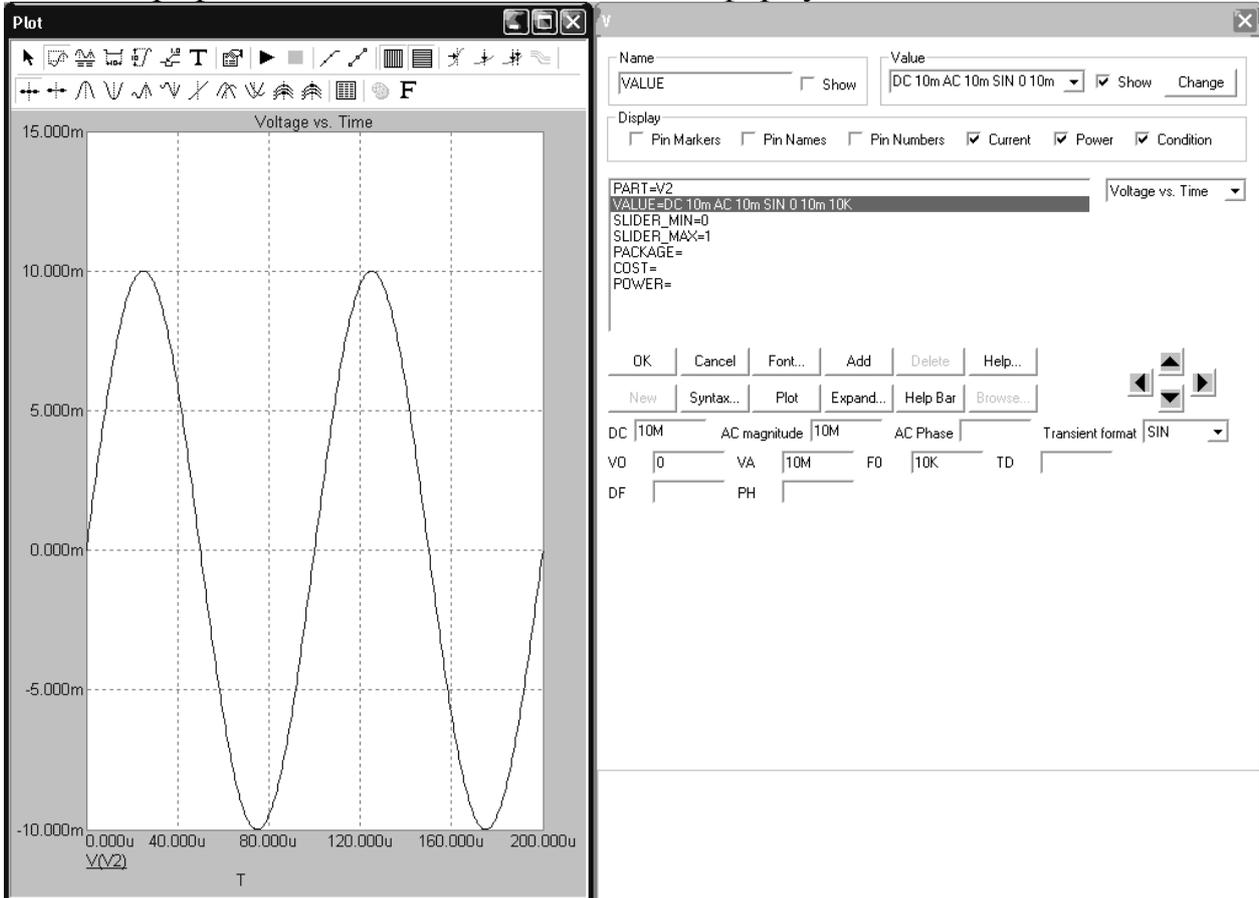


Рисунок 3 – Диалоговое окно свойств универсального источника напряжения

Прием №3. Задание единственного параметра для однопараметрических ЭРЭ. Схема амплитудного детектора содержит ряд простейших ЭРЭ: резистор, конденсатор, индуктивность, источник питания. Такие ЭРЭ характеризуется единственным параметром, который задается в диалоговом окне свойств элемента при его размещении на поле чертежа. В диалоговом окне свойств элемента в списке атрибутов выбирается строка **VALUE** (Величина), после чего в строке ввода Value задается значение единственного параметра. Так, на рисунке 4 показано задание величины индуктивности в 10 мГн для одноименного ЭРЭ. В записи величины индуктивности 10mH символ m является суффиксом для обозначения степени 10^{-3} , символ H программой MicroCAP не воспринимается (т.к. он не является резервированным суффиксом), а служит для лучшей наглядности при чтении схемы электрической принци-

альной. Буквы русского алфавита в обозначении величин параметров не допускаются. Аналогично вводится единственный параметр для резисторов, конденсаторов, источника питания – сопротивление, емкость и напряжение, соответственно.

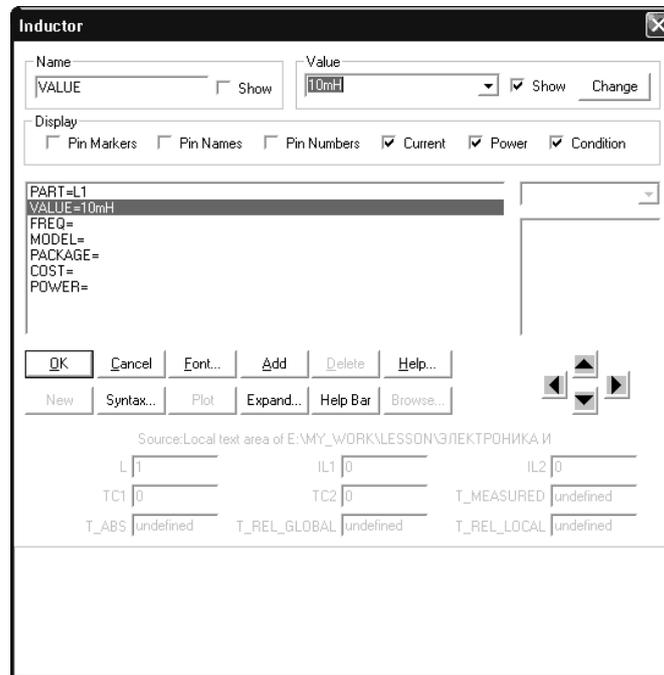


Рисунок 4 – Задание величины индуктивности для одноименного ЭРЭ

Следует иметь в виду, что если, например, при вводе резистора указано его позиционное обозначение R1, то при вводе следующего резистора программа предложит назначить ему позиционное обозначение R2 и т.д.

Для символа общего проводника свойства не указываются. Следует помнить, что по правилам схемотехнического моделирования у электрической схемы обязательно должен быть узел с нулевым потенциалом. **В связи с этим, наличие на схеме символа общего проводника является обязательным.**

Прием №4. Задание математической модели для многопараметрического ЭРЭ. Большинство многопараметрических ЭРЭ в MicroCAP основываются на математических моделях, в которых на входном языке формата SPICE перечисляются все параметры такого элемента. В диалоговом окне свойств многопараметрического ЭРЭ в списке атрибутов выбирается строка MODEL (Модель), после чего из списка моделей справа выбирается нужное название модели. Заметим, что в списке представлены модели только из тех библиотек, которые в данный момент подключены, т.е. перечислены в файле pom.lib (см. Прием №1). После того как для многопараметрического ЭРЭ определена математическая модель в нижней части диалогового окна появляется перечень всех параметров его математической модели. Так, на рисунке 5 показано задание математической модели для биполярного транзистора структуры *n-p-n* КТ315Б. Для того, чтобы название математической модели было нанесено на поле чертежа рекомендуется включать опцию **Show** (Пока-

зывать), расположенную справа от строки ввода **Value** в верхней части диалогового окна.

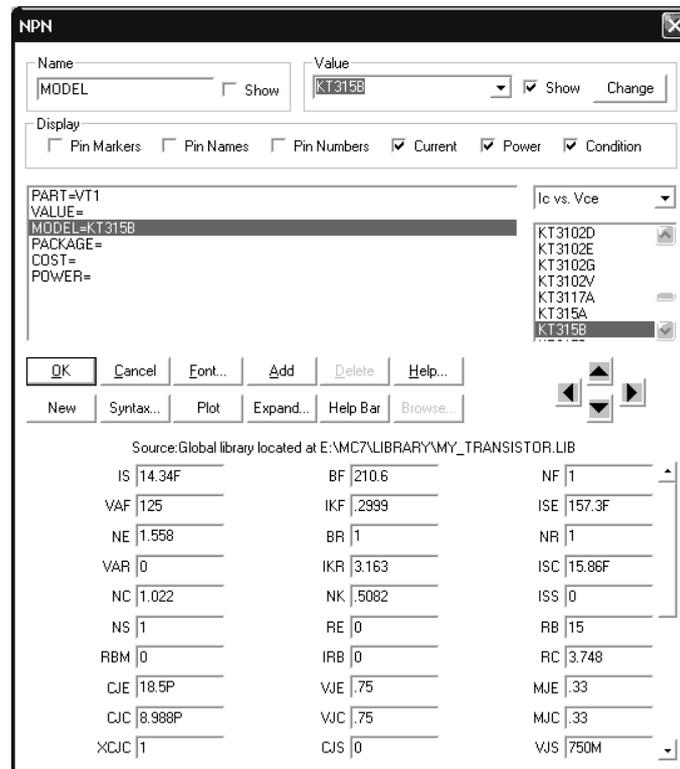


Рисунок 5 – Задание математической модели транзистора КТ315Б

При размещении графических образов транзисторов NPN или PNP в списке моделей появляются, соответственно, модели транзисторов либо только структуры *n-p-n*, либо только структуры *p-n-p*. Таким образом, перед началом моделирования следует установить по справочнику какой структуры Ваш транзистор.

По умолчанию программа MicroCAP назначает первый символ позиционного обозначения по правилам, принятым во входном языке формата SPICE. Для резисторов, конденсаторов, индуктивностей первый символ позиционного обозначения совпадает с соответствующими первыми символами по ЕСКД. Для диодов и транзисторов пользователь по желанию может вручную изменить позиционные обозначения, например, обозначив транзистор вместо Q1 как VT1, а диод – вместо D1 как VD1. Делается это в диалоговом окне свойств элемента путем изменения атрибута **PART** (Позиционное обозначение).

Поворот графических образов ЭРЭ можно сделать при помощи сочетания клавиш Ctrl+R, предварительно протянув воображаемый прямоугольник выделения через элемент.

Прием №5. Прокладка электрических цепей (проводников). Чаще всего соединение ЭРЭ проводниками осуществляется в режиме ввода ортогональных проводников (Wire Mode). Переход в этот режим происходит при нажатии на пиктограмму  или сочетанием клавиш Ctrl+W. Начало провод-

ника отмечается щелчком мыши на выводе компонента. Передвигая курсор, не отпуская левую клавишу мыши, прокладывают проводник по полю чертежа. Если курсор движется по горизонтали или вертикали, прокладывается прямолинейный проводник. Если же он движется по диагонали, образуется один изгиб под углом 90° . Отпускание клавиши фиксирует окончание линии.

Электрические соединения образуются, когда проводник заканчивается в средней части другого проводника, образуя Т-образную цепь. Наличие такого соединения обозначается точкой, как на обычных принципиальных электрических схемах. Соединения образуются также, если проводник пересекает конечную точку другого проводника или вывод ЭРЭ. Если в процессе проведения проводника он пересекает другой проводник, не останавливаясь в точке пересечения, электрическое соединение не образуется и точка не проставляется.

Проверка контактов между выводами ЭРЭ и электрическими проводниками делается путем нажатия пиктограммы  (Pin Connection). Если между выводом ЭРЭ и электрическим проводником появилась красная точка, значит контакт имеет место. В противном случае, программа MicroCAP расценивает отсутствие точки как разрыв цепи, при этом следует заново перерисовать проводник.

Прием №6. Отображение на схеме электрической принципиальной номеров контрольных точек. Перед началом любого вида анализа необходимо отобразить номера контрольных точек. Номера контрольных точек нужны, чтобы задавать символические выражения для обозначения уровней напряжений, падений напряжений между различными участками электрической схемы. Отображение контрольных точек происходит путем нажатия на пиктограмму . Программа MicroCAP осуществляет нумерацию контрольных точек автоматически, причем точка с нулевым потенциалом на поле чертежа не отмечается и при записи любых символических выражений не указывается. В нашем примере (рисунок 2) на схеме имеется шесть контрольных точек, не считая точки с нулевым потенциалом. На поле чертежа номера контрольных точек заключены в кружочки.

Прием №7. Анализ схемы электрической принципиальной по постоянному току. Расчет режима по постоянному току сводится к нахождению потенциалов всех узлов схемы и токов, протекающих во всех ветвях. Можно также оценить мощность, рассеиваемую в ветвях и состояния $p-n$ переходов: *LIN* – линейный режим; *ON* – переход открыт; *OFF* – переход закрыт; *SAT* – находится в режиме насыщения.

Расчет режима по постоянному току выполняется по команде Analysis/Dynamic DC. После этого нажатие на пиктограммы    позволяет оценить потенциалы узлов, токи в ветвях, мощности рассеивания и состояния $p-n$ переходов, соответственно. Для нашего примера результаты анализа по постоянному току приведены на рисунке 6 (показаны одновременно все чис-

нем – входное напряжение $U_{ВХ}$ универсального источника напряжения V1. Подвергнем преобразованию исходную схему на рисунке 2 – исключим из нее разделительную емкость C1 и индуктивность L1. Как было сказано ранее, на постоянном токе емкость представляет собой разрыв электрической цепи, а индуктивность представляет собой шунт. Заметим, что в электрической схеме (рисунок 7) за счет преобразований исчезла одна из контрольных точек под номером 6.

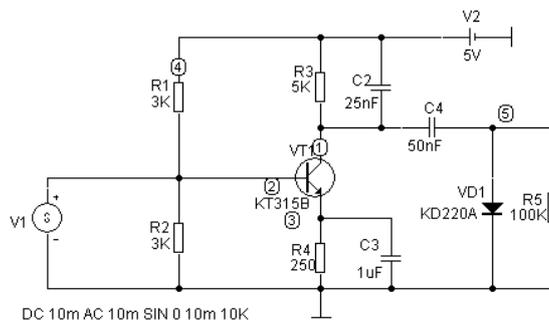


Рисунок 7 – Преобразованная схема электрическая принципиальная

Многовариантный анализ по постоянному току выполняется по команде Analysis/DC. После этого появляется диалоговое окно задания параметров моделирования DC Analysis Limits (рисунок 8). В строках **Variable 1** (Переменная 1) и **Variable 2** (Переменная 2) задаются параметры вариации двух независимых переменных, причем считается, что в строке Variable 1 название переменной внутреннего цикла, а в строке Variable 2 – внешнего. Этот порядок имеет существенное значение, т.к. если указать переменные наоборот, то будет получено совершенно другое семейство характеристик. Параметр **Method** (Метод) определяет один из методов приращения независимой переменной: **None** (Никакой), **Linear** (Линейный), **Log** (Логарифмический), **List** (Произвольный список значений). Значение None используется в случае, когда варьирование второй независимой переменной не требуется, при этом вместо семейства будет построена единственная характеристика. Параметр **Name** (Имя) определяет наименование независимой переменной, которая должна варьироваться. Заметим, что в выпадающем списке для этого поля перечислены наименования допустимых для варьирования переменных. Обычно в этом списке присутствуют: температура окружающей среды, позиционные обозначения источников тока и напряжения, наименования математических моделей многопараметрических ЭРЭ. Если в качестве параметра Name выбрано имя математической модели многопараметрического ЭРЭ, то становится активной безымянная строка ввода, которая расположена правее. В указанной строке ввода из выпадающего списка необходимо выбрать конкретный параметр математической модели многопараметрического ЭРЭ, который будет варьироваться. Параметр **Range** (Диапазон) определяет пределы и шаг варьирования независимой переменной. По правилам программы **Micro-CAP** через запятую сначала указывают максимальное, затем минимальное значения диапазона, затем шаг приращения переменной.

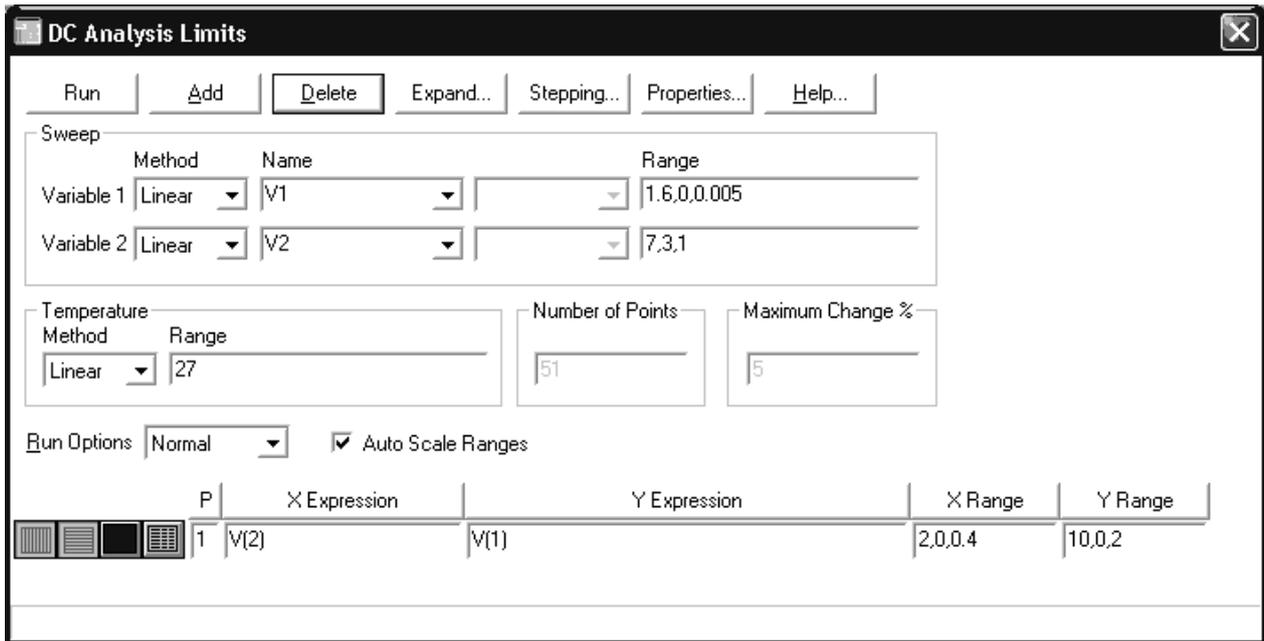


Рисунок 8 – Диалоговое окно для задания параметров моделирования по постоянному току

Если в ходе анализа по постоянному току требуется вариация температуры окружающей среды, то это можно сделать альтернативным способом в блоке **Temperature** (Температура) в строках ввода Method и Range. Ввод параметров в эти строки происходит аналогично рассмотренному выше способу. При проведении любого вида анализа всегда рекомендуется включать опцию **Auto Scale Range** (Автоматическое масштабирование). Эта опция позволяет программе MicroCAP в автоматическом режиме подбирать такой масштаб представления графиков, чтобы они максимально заполняли рабочее пространство окна.

В нижней части диалогового окна находится таблица для задания физических величин, которые будут отложены на графиках по осям абсцисс и ординат. Физические величины записываются при помощи символических выражений, в которых указывают потенциалы в контрольных точках, падения напряжений между выводами ЭРЭ, токи в ветвях. Правила обозначения потенциалов, напряжений, токов для разных ЭРЭ в символических выражениях приведены в Приложении 1. С помощью символических выражений можно составлять достаточно сложные конструкции, которые могут иметь размерность ом, ватт и пр. и содержать математические операции и функции. Столбец **P** определяет номер графика, на котором будет отображена требуемая характеристика. На одном экране допускается размещать несколько графиков, на каждом из которых, в свою очередь, может быть несколько характеристик. В столбцах **X Expression** (Выражение по оси абсцисс) и **Y Expression** (Выражение по оси ординат) указывают, соответственно, символическое выражение для аргумента функции и символическое выражение самой функции. Если включена опция **Auto Scale Range**, то на значения в столбцах **X Range** (Диапазон по оси X) и **Y Range** (Диапазон по оси Y) можно не обращать внимание.

Запуск на моделирование происходит при нажатии на кнопку **Run**.

В нашем примере (см. рисунок 8) переменные V1 и V2 (позиционные обозначения источников напряжения) варьируются с линейным шагом приращения: от 1.6В до 0В с шагом 5 мВ и от 7В до 3В с шагом 1В, соответственно. По оси абсцисс откладывается аргумент семейства передаточных функций – входное напряжение $U_{ВХ}$. С точки зрения программы MicroCAP входное напряжение – это потенциал в контрольной точке 2 (см. рисунок 7), поэтому в строке X Expression записано символическое выражение V(2). По оси ординат откладываются значения передаточной функции $U_{ВЫХ} = f(U_{ВХ})$. С точки зрения программы MicroCAP выходное напряжение усилительного каскада $U_{ВЫХ}$ – это потенциал в контрольной точке 1 (см. рисунок 7), поэтому в строке Y Expression записано символическое выражение V(1).

Результат анализа по постоянному току – семейство передаточных характеристик – представлен на рисунке 9.

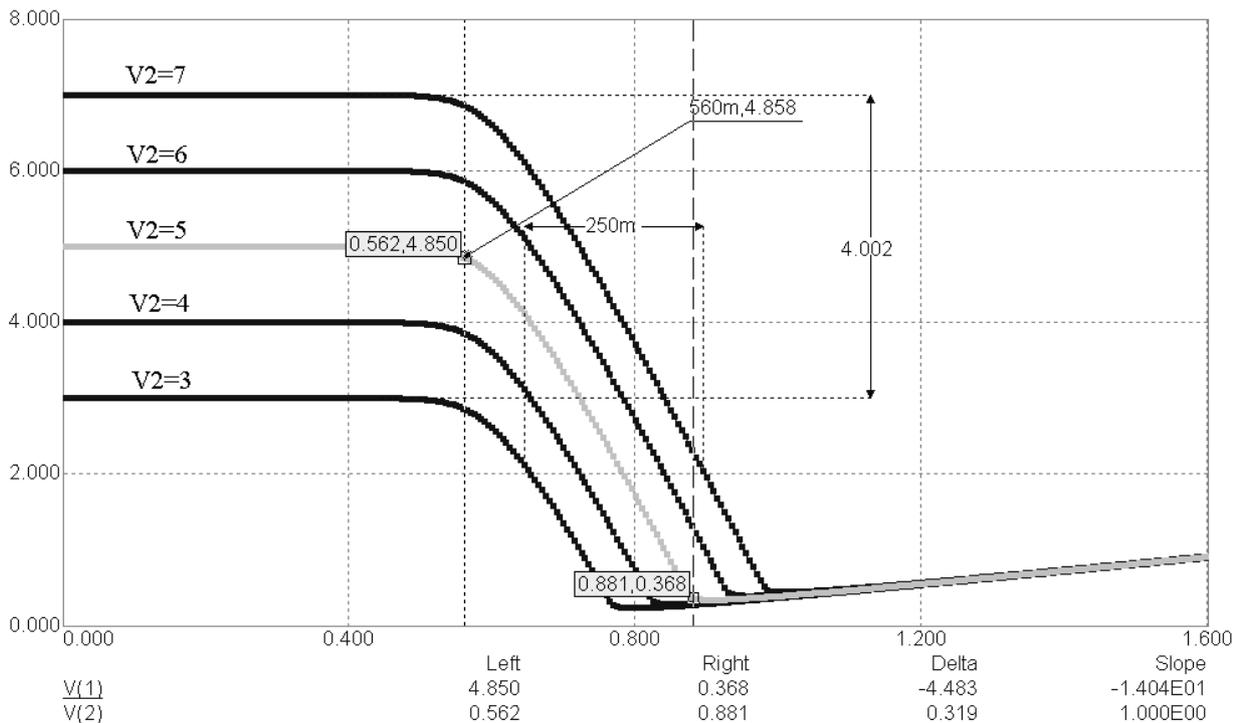
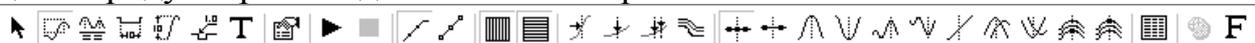


Рисунок 9 – Семейство передаточных характеристик $U_{ВЫХ} = f(U_{ВХ})$ при различных питающих напряжениях

Прием №9. Анализ графиков функций. В режиме отображения графиков в программе MicroCAP видоизменяется вторая панель инструментов по сравнению с той, которая представлена на рисунке 1. На панели инструментов появляются пиктограммы, предназначенные для работы с графиками. Кроме этого, в строке меню появляется пункт **Scope** (Измерения), где командами продублировано действие пиктограмм.



Первые семь пиктограмм позволяют работать в следующих режимах:

1. - режим выбора объектов (Select Mode), изображенных на экране;

2.  - режим масштабирования (Scale Mode), позволяет увеличивать произвольные фрагменты графиков; при этом следует сначала с помощью мыши протянуть воображаемый прямоугольник над тем фрагментом, который нужно увеличить;

3.  - режим электронного курсора (Cursor Mode), позволяет считать координаты одной или двух точек на графике.

4.   - режимы измерения по горизонтали и вертикали (Horizontal Tag Mode и Vertical Tag Mode), соответственно; позволяют оценивать расстояние между двумя выбранными точками графика;

5.  - режим нанесения на график значений координат выбранной точки (Tag Mode);

6. **T** - текстовый режим (Text Mode); позволяет наносить произвольный текст на графики, в том числе и по-русски.

Нажатие на пиктограмму  позволяет отобразить на графике расчетные точки. По умолчанию расчетные точки на графике функции не видны, виден лишь результат линейной аппроксимации между этими точками.

В режиме электронного курсора на экране появляются два вертикальных уровня: левый и правый, которые перемещаются по экрану при помощи мыши с нажатой левой или правой клавишей, соответственно (рисунок 9). При этом происходит считывания координат точек на графике и отображение их в рамке. Значения разности координат между электронными курсорами можно оценить в столбце **Delta** внизу графика. Первое значение – разность между координатами по оси ординат, второе значение – разность между координатами по оси абсцисс. Координаты положения электронных курсоров также дублируются в столбцах **Left** и **Right**. В столбце **Slope** (Наклон) вычисляется отношение разности двух значений ординат к разности соответствующих значений абсцисс. Пиктограммы   активируются в режиме электронного курсора и служат для перемещения к следующему максимуму или минимуму графика функции, соответственно, нажатием клавиш \rightarrow и \leftarrow . Нажатие на пиктограмму  в режиме электронного курсора приводит к перемещению курсора к следующей точке перегиба, т.е. точке, в которой производная графика меняет свой знак. Если на экране представлено семейство характеристик, то переход электронного курсора с одного графика на другой происходит нажатием на клавиши \uparrow и \downarrow .

Для того, чтобы узнать при каких значениях второй независимой переменной была получена та или иная характеристика семейства кривых следует применить команду **Scope / Label Branches** (Измерение / Отметить уровни). В результате возле каждой характеристики семейства автоматически появляется наименование второй варьируемой переменной и ее различные числовые значения. Кроме этого существует способ позиционирования указателя мыши на интересующей характеристике семейства. При этом в строке статуса, в пра-

вом нижнем углу, также появятся сведения, при каком значении второй варьируемой переменной была получена рассматриваемая характеристика.

В нашем примере на рисунке 9 показаны результаты действий с помощью некоторых из перечисленных пиктограмм. На рисунке нанесены с помощью команды Scope / Label Branches числовые значения напряжения источника питания V2. Электронный курсор установлен на средний график семейства характеристик. Если навести указатель мыши на этот график, то в строке статуса появятся следующие данные:

$$V(2)=0.439 \quad V(1)=4.990 \quad V2 = 5$$

Первые два параметра показывают текущее положение указателя мыши при его наведении на график, а последний параметр показывает, чему была равна вторая независимая переменная при построении указанного графика. Особого значения координаты указателя мыши не имеют, т.к. наведение указателя мыши можно произвести в любую точку на интересующем нас графике. Основная информация – средний график семейства характеристик получен при напряжении питания $V2 = 5\text{В}$, что совпадает с ранее нанесенным значением.

Вертикальные уровни электронного курсора выставлены таким образом, чтобы оценить линейный участок передаточной характеристики. Помимо координат точек, которые задают границы линейного участка (0.562; 4.85 и 0.881; 0.368), можно видеть их разность по осям координат ($\Delta x = \Delta U_{\text{ВХ}} = 0.319\text{В}$; $\Delta y = \Delta U_{\text{ВЫХ}} = 4.483\text{В}$). В столбце Slope для рассматриваемого линейного участка вычислена его крутизна $\Delta y/\Delta x = 14.04$ раз. На средний график семейства характеристик нанесены координаты точки (0.56; 4.858), которая приблизительно определяет верхнюю границу линейного участка передаточной характеристики. Для всего семейства измерен горизонтальный разброс характеристик на линейном участке (0.25В), а также измерен вертикальный разброс характеристик на участке насыщения (4.002В).

Прием №10. Анализ электронной схемы в частотной области. При анализе электронных схем в частотной области сначала рассчитывается режим по постоянному току, затем линеаризуются все нелинейные компоненты и выполняется расчет комплексных амплитуд узловых потенциалов и токов ветвей. Ко входу схемы обязательно должен быть подключен источник сигнала с указанием параметра AC magnitude (см. прием №2). При расчете частотных характеристик комплексная амплитуда этого сигнала полагается равной 1В, начальная фаза нулевая (независимо от того, как заданы значения параметров модели сигнала).

Построим амплитудно-частотную и фазо-частотную характеристики амплитудного детектора. Для этого снова вернемся к исходной схеме амплитудного детектора, изображенной на рисунке 2. Искомые характеристики снимаем с выхода амплитудного детектора, который обозначен контрольной точкой 5.

Частотный анализ электронной схемы выполняется по команде Analysis/AC. После этого появляется диалоговое окно задания параметров моделирования AC Analysis Limits (рисунок 10). В строке ввода **Frequency Range** (Диапазон частот) определяют через запятую конечную и начальную частоту диапазона. Напомним, что по правилам программы MicroCAP сначала указывают максимальное значение диапазона, а затем – минимальное. В выпадающем списке **Frequency Step** (Частотный шаг) выбирают метод приращения частоты: **Auto** (Автоматический), **Linear** (Линейный), **Log** (Логарифмический), **List** (Произвольный список значений). Если в списке Frequency Step выбран параметр Linear, Log или List, то становится активной строка ввода **Number of Points** (Количество точек) для определения количества точек, в которых производится расчет частотных характеристик. Опцию Auto Scale Range (Автомасштабирование) рекомендуется включать по причине, которая была рассмотрена в приеме №8.

В нижней части диалогового окна в таблице задают символические выражения для обозначения физических величин, откладываемых по осям координат будущего графика. Слева от каждой строки таблицы находятся по пять графических кнопок, которые задают способ отображения графика на экране. Важное значение имеют две первые графические кнопки . Нажатие на первую кнопку переключает логарифмическую ось абсцисс на линейную и наоборот. Нажатие на вторую кнопку приводит к выполнению аналогичных действий для оси ординат. По умолчанию при проведении частотного анализа задается логарифмическая ось абсцисс и линейная ось ординат. Заметим, что задание вида координатных осей и установка параметра Frequency Step взаимно не влияют друг на друга. Поэтому рекомендуется всегда контролировать соответствие этих двух параметров.

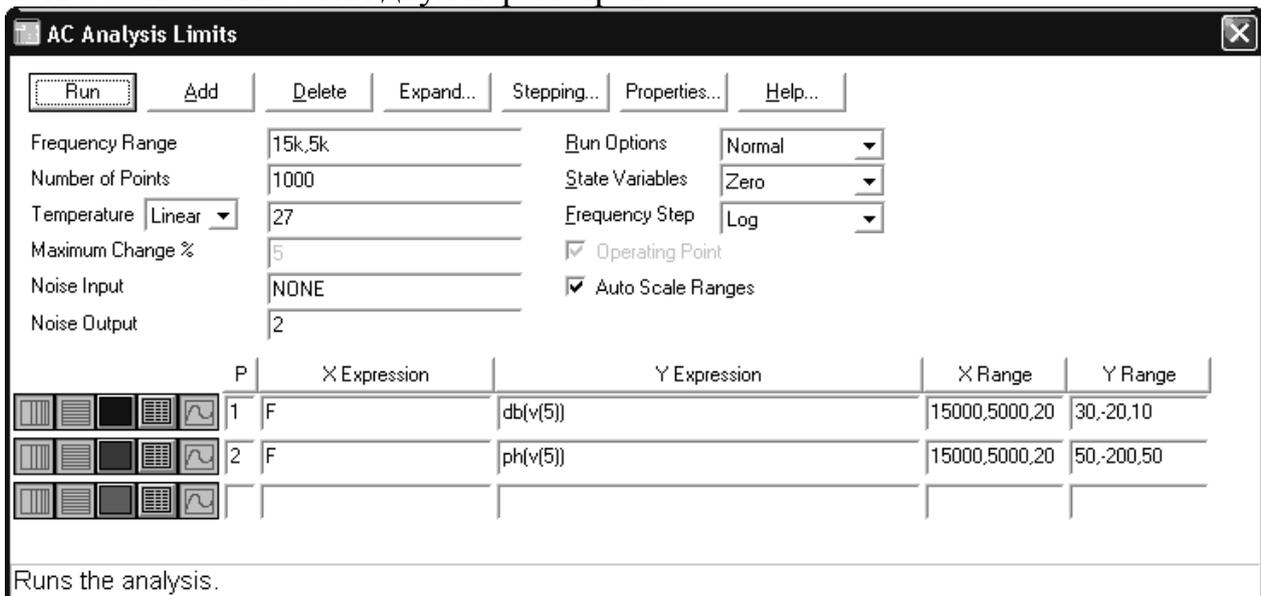


Рисунок 10 - Диалоговое окно для задания параметров моделирования в частотной области

В нашем примере (рисунок 10) частотный анализ проводится в диапазоне от 15 кГц до 5 кГц. Для обозначения приставки «кило» использован стандартный суффикс **k**. Изменение частоты на графике будет происходить по логарифмическому закону, при этом количество расчетных точек задано 1000. В таблице задано построение двух независимых графиков (в столбце **R** имеются цифры 1 и 2). Связано это с тем, что амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики имеют различные единицы измерения. В качестве аргумента при проведении частотного вида анализа выступает частота (столбец **X Expression**). В программе MicroCAP переменная **F** является резервированной и всегда обозначает частоту. Кроме этого, существует еще целый ряд резервированных переменных, полный перечень которых приведен в Приложении 1. Для первого графика по оси ординат откладывается амплитуда выходного сигнала, выраженная в децибелах **db(v(5))**. Для второго графика по оси ординат откладывается фазовый угол комплексного выходного сигнала, выраженный в градусах **ph(v(5))**. При записи этих величин использованы стандартные функции MicroCAP для работы с комплексными числами. Полный перечень таких функций также приведен в Приложении 1. Использована логарифмическая ось абсцисс и линейная ось ординат.

Результаты моделирования – амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики приведены на рисунке 11. В режиме электронного курсора на верхнем графике с помощью пиктограммы  (см. панель инструментов в приеме №9) найден максимум амплитудно-частотной характеристики, соответствующий резонансной частоте 10 кГц. Максимальная амплитуда сигнала на резонансной частоте 8.36 дБ. На нижнем графике в том же режиме с помощью пиктограммы  найдена точка перегиба фазо-частотной характеристики, которая также соответствует резонансной частоте. На резонансной частоте фазовый угол составляет 98.316°.

Прием №11. Анализ электронной схемы во временной области. Анализ во временной области всегда проводится с момента времени $t = 0$. Перед началом анализа во временной области происходит расчет режима по постоянному току. Режим по постоянному току определяет начальные условия для расчета переходных процессов. Это связано с тем, что значения источников сигналов в нулевой момент времени могут отличаться от их постоянных составляющих.

Построим на интервале $[0, 2\text{мс}]$ следующие временные зависимости:

- ток, протекающий через диод VD1;
- напряжение на нагрузке транзистора VT1;
- напряжение, действующее на разделительной емкости C4.

Заметим, что напряжение на нагрузке транзистора VT1 измеряется относительно общего проводника, т.е. искомое напряжение – это потенциал в контрольной точке 1 (см. рисунок 2). Напряжение на емкости C4 – это разность потенциалов между контрольными точками 1 и 5.

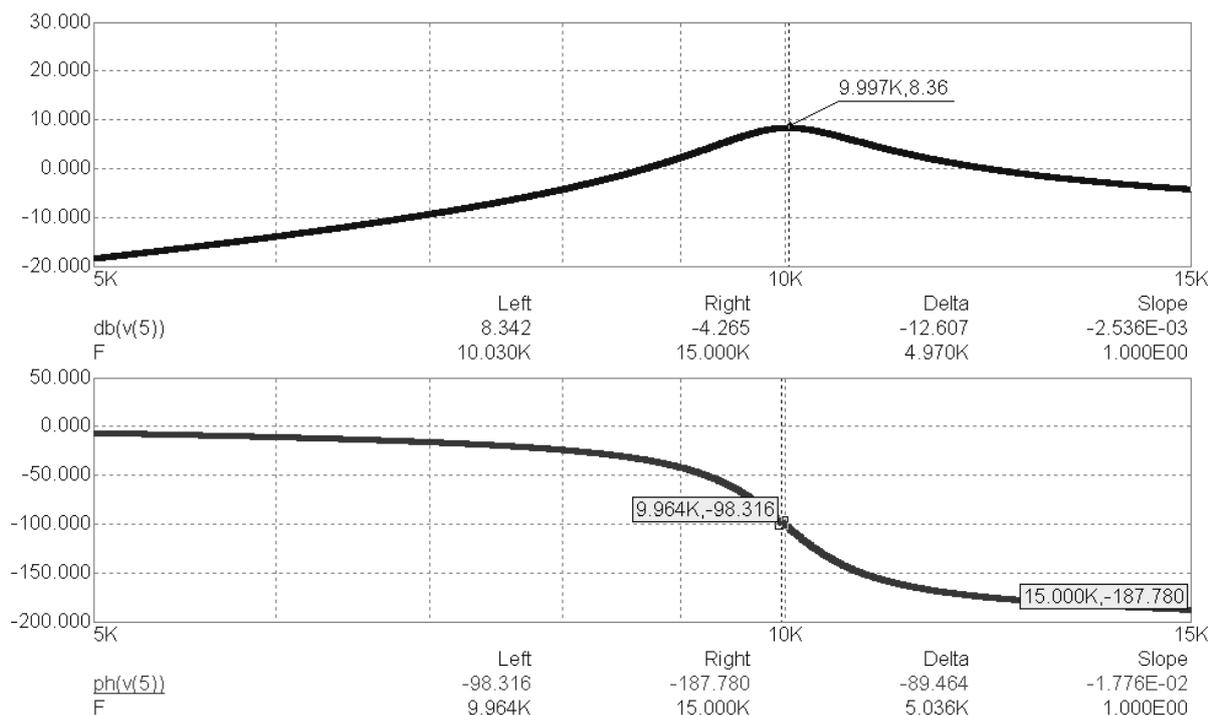


Рисунок 11 – Амплитудно-частотная (вверху) и фазо-частотная характеристики амплитудного детектора

Временной анализ электронной схемы выполняется по команде **Analysis/Transient**. После этого появляется диалоговое окно задания параметров моделирования **Transient Analysis Limits** (рисунок 12). В строке ввода **Time Range** (Временной диапазон) указывают время окончания временного анализа. Как было сказано выше, временной анализ всегда начинается с момента $t = 0$. В строке ввода **Maximum Time Step** (Максимальный временной шаг) указывают максимальный шаг интегрирования в вычислительном алгоритме. Чем мельче этот шаг, тем точнее графики функций. Допускается шаг интегрирования не задавать вообще, в этом случае программа **MicroCAP** проводит расчеты с автоматически подобранным шагом. Включенная опция **Operating Point** (Рабочая точка) указывает на необходимость перед началом анализа во временной области выполнить расчет по постоянному току. Иногда эту опцию выключают, например, при расчете электронных схем, работающих в нестационарном режиме. В нижней части диалогового окна расположена таблица, определяющая параметры графиков функций. Принцип ее заполнения рассмотрен в приеме № 8.

В нашем примере (рисунок 12) задано время окончания временного анализа 2 мс. Для обозначения приставки «милли» использован стандартный суффикс **m**. Максимальный шаг интегрирования принят 0.005 мс. Включены опции предварительного расчета по постоянному току и автомасштабирования. В таблице определены два графика (цифры 1 и 2 в столбце **P**), на одном из которых будут отображены две характеристики, имеющие размерность напряжения; на втором – будет изображен единственный график, имеющий

размерность тока. По оси абсцисс откладывается независимая переменная – время. Время обозначается в программе MicroCAP резервированным символом T. Потенциал в контрольной точке 1 обозначается как V(1); разность потенциалов (напряжение) между контрольными точками 1 и 5 обозначается как V(1,5). Ток, протекающий через диод, обозначается как I(VD1) в соответствии с правилами записи токов, протекающих через двухполюсные ЭРЭ (см. Приложение 1).

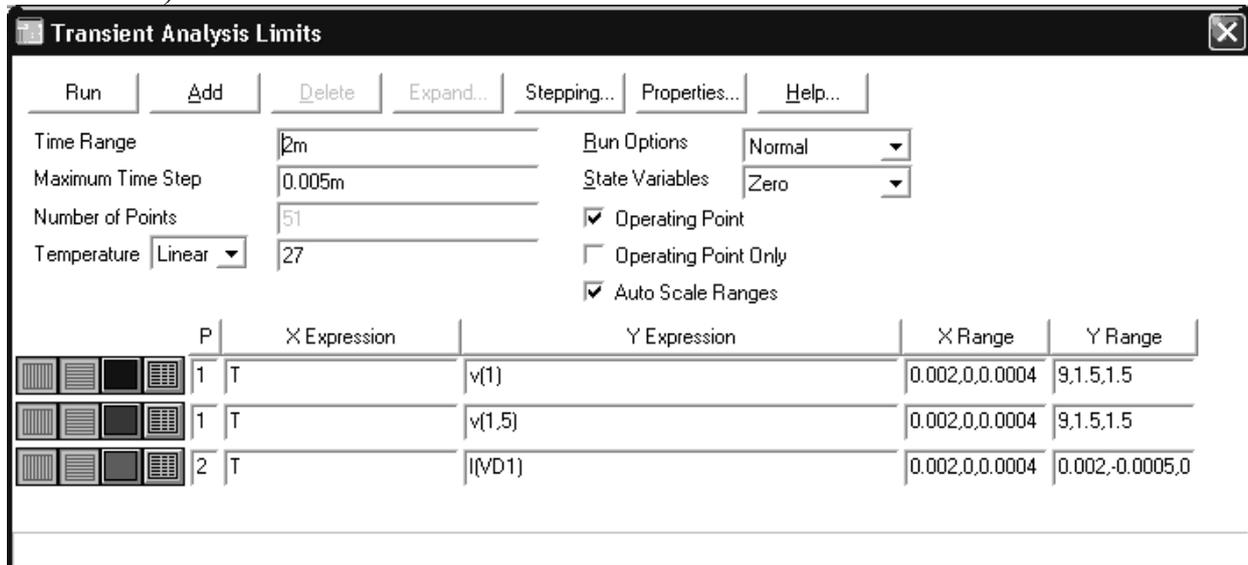


Рисунок 12 - Диалоговое окно для задания параметров моделирования во временной области

Результаты моделирования – графики искомым временных зависимостей – представлены на рисунке 13. Из графиков видно, что временная зависимость сигнала, снимаемого с нагрузки транзистора VT1, представляет собой синусоидальные колебания. Частота колебаний проверена в режиме электронного курсора, для чего выставлены два вертикальных уровня, отстоящие друг от друга на период колебания. Разница между их координатами представлена в столбце Delta, причем нижнее значение соответствует разнице по оси абсцисс, т.е. показывает период колебаний равный 0.1 мс. Следовательно, частота колебаний составляет 10 кГц. На этом же графике представлена временная зависимость напряжения на емкости C4, которая представляет собой огибающую колебаний резонансного контура (нагрузки транзистора VT1). На нижнем графике можно наблюдать процесс детектирования колебаний диодом VD1.

Прием №12. Построение целевых функций на основе многовариантного анализа. При выполнении каждого из трех основных видов анализа (по переменному току, в частотной области, во временной области) имеется возможность вариации параметрами ЭРЭ, входящими в электронную схему, с целью получения семейства однотипных характеристик. В целом многовариантный анализ представляет собой механизм построения семейств характеристик, аналогичный рассмотренному в приеме №8. Однако по сравнению с ним

многовариантный анализ обладает расширенными возможностями: вариация до 20 параметров ЭРЭ; доступ практически к любому параметру любого ЭРЭ.

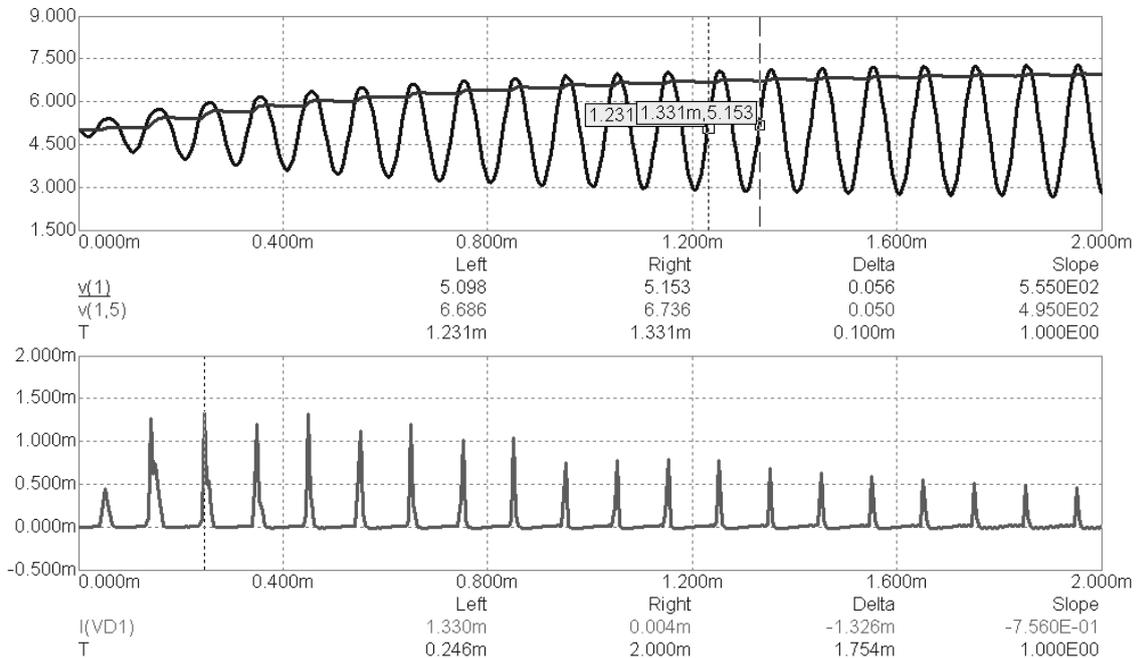


Рисунок 13 – Графики временных зависимостей напряжений и тока

Сначала построим семейство амплитудно-частотных характеристик амплитудного детектора в зависимости от изменения емкости $C2$ резонансного контура. Наблюдение будем проводить в контрольной точке 5, на выходе амплитудного детектора. Предположим, что емкость $C2$ изменяется от 15 нФ до 40 нФ с шагом 5 нФ. Диапазон частот для наблюдения составляет от 5 кГц до 15 кГц.

В диалоговых окнах задания на моделирование, изображенных на рисунках 8, 10, 12, в верхней части присутствует кнопка **Stepping** (Варьирование). Нажатие на эту кнопку вызывает одноименное диалоговое окно задания параметров для многовариантного анализа (рисунок 14).

В диалоговом окне выбирают первую вкладку (под цифрой 1) и в строке ввода **Step What** (Что варьировать) из выпадающего списка выбирают позиционное обозначение нужного ЭРЭ. В выпадающем списке представлены позиционные обозначения всех ЭРЭ, входящих в схему. Если выбранный ЭРЭ является однопараметрическим, например, резистор, конденсатор или индуктивность, то в строке ввода справа появляется надпись **Value** (Значение), которая обозначает, что будет варьироваться единственный параметр, характерный для такого ЭРЭ. Если выбран многопараметрический ЭРЭ, например диод или транзистор, то в строке ввода справа из выпадающего списка следует выбрать конкретный параметр математической модели ЭРЭ для варьирования. В последующих трех строках ввода **From** (От), **To** (До) и **Step Value** (Значение шага) задают границы интервала варьирования и шаг варьирования. Для того чтобы активировать многовариантный анализ, включается параметр **Yes** (Да) в блоке **Step It** (Варьировать это). Можно выбрать метод из-

менения шага варьирования переключением параметров **Linear** (Линейный), **Log** (Логарифмический), **List** (Произвольный список значений) в блоке **Method** (Метод).

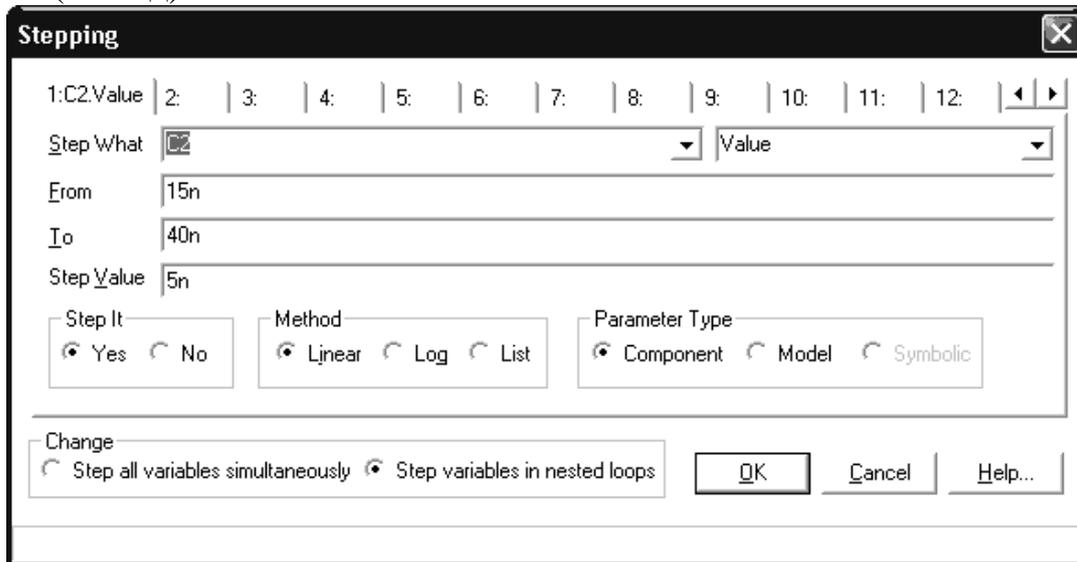


Рисунок 14 – Диалоговое окно задания параметров для многовариантного анализа

В нашем примере за основу взяты установки на моделирование в частотной области, заданные в приеме №10 (см. рисунок 10). Перед проведением многовариантного анализа удалим в диалоговом окне AC Analysis Limits вторую строку таблицы (нажатием на клавишу **Delete**), т.к. получение семейства фазо-частотных характеристик здесь не требуется, и перейдем в диалоговое окно Stepping. В строке ввода Step What выбран конденсатор C2, при этом справа появилась надпись Value, говорящая о том, что это однопараметрический ЭРЭ и варьироваться будет емкость. В строках ввода From, To, Step Value указаны границы варьирования емкости от 15 нФ до 40 нФ с шагом 5 нФ. В обозначении приставки «нано» использован стандартный суффикс **n**. Шаг изменения емкости выбран линейный. После завершения ввода параметров закрываем диалоговое окно Stepping кнопкой ОК. На панели инструментов окна MicroCAP нажимаем на пиктограмму , чтобы произвести запуск многовариантного анализа.

Результаты многовариантного анализа – семейство амплитудно-частотных характеристик при различных номиналах емкости резонансного контура – представлено на рисунке 15. Для наглядности возле каждой характеристики проставлен номинал соответствующей ей емкости. Сделано это с помощью команды Scope / Label Branches, о которой говорилось в приеме №9.

Проведение многовариантного анализа не всегда является самоцелью. Часто на основе многовариантного анализа осуществляют построение целевых функций, которые позволяют наглядно продемонстрировать функциональную зависимость какого-либо параметра семейства характеристик от ва-

риации параметра ЭРЭ. В программу MicroCAP встроен целый ряд шаблонов целевых функций, в которые пользователь может подставить свои данные и получить желаемую целевую функцию. Перечень шаблонов целевых функций приведен в Приложении 2.

На основе полученного семейства амплитудно-частотных характеристик (рисунок 15) построим две целевые функции:

1. Зависимость резонансной частоты контура от номинала емкости контура $f_{РЕЗ} = f(C2)$;

2. Зависимость амплитуды колебаний амплитудного детектора на резонансной частоте от номинала емкости контура $|U_{ВЫХ}| = f(C2)$.

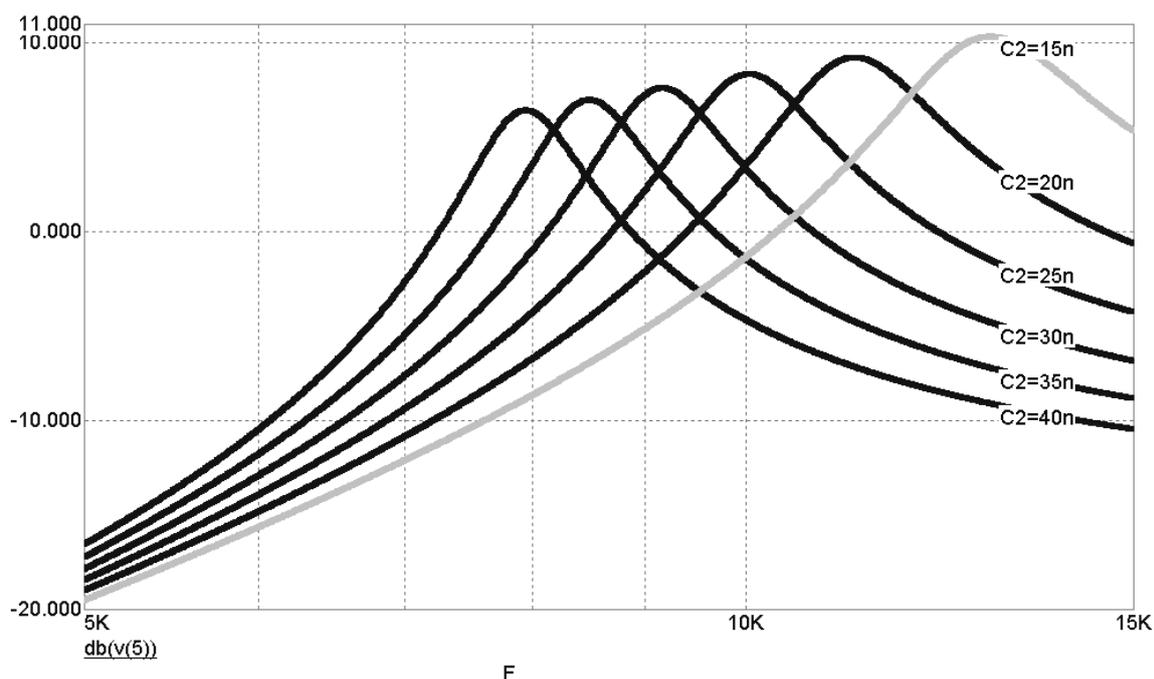


Рисунок 15 – Семейство амплитудно-частотных характеристик при различных номиналах емкости резонансного контура

В режиме отображения в окне MicroCAP графиков функций исходная строка меню меняется – в ней появляются новые пункты, среди которых третий справа пункт соответствует проведенному виду анализа. Этот пункт может называться DC, AC или Transient.

File Edit Windows Options AC Scope Monte Carlo

Построение целевых функций начинается с выполнения команды <Вид анализа>/Performance Windows/Add Performance Window, где вместо выражения <Вид анализа> присутствует DC, AC или Transient. Выполнение команды приводит к появлению диалогового окна Properties (Свойства), представленного на рисунке 16 слева. На вкладке **Plot** (График) задаются основные параметры будущего графика целевой функции. По умолчанию в строке ввода **What To Plot** (Что построить) уже присутствует шаблон целевой функции **Rise_Time** (Время нарастания). Если построение целевой функции связано с другой задачей, то этот шаблон из строки ввода следует обязательно удалить.

Нужный шаблон целевой функции вводится нажатием на кнопку **Get** (Получить), при этом появляется новое диалоговое окно **Get Performance Function** (Получение целевой функции), изображенное на рисунке 16 справа. В выпадающем списке **Function** (Функция) представлен список шаблонов всех целевых функций. После выбора нужного шаблона справа от списка Function появляются строки ввода для задания дополнительных параметров. Смысл этих параметров и назначение целевых функций расшифровываются в Приложении 2. После определения всех параметров шаблона целевой функции закрывают диалоговое окно **Get Performance Function** и возвращаются в диалоговое окно **Properties**. Выбранный шаблон целевой функции автоматически появляется в строке ввода **What To Plot**. Если нажать кнопку **Применить** внизу диалогового окна, то появляется возможность оперативно оценить результат построения целевой функции согласно выбранному шаблону.

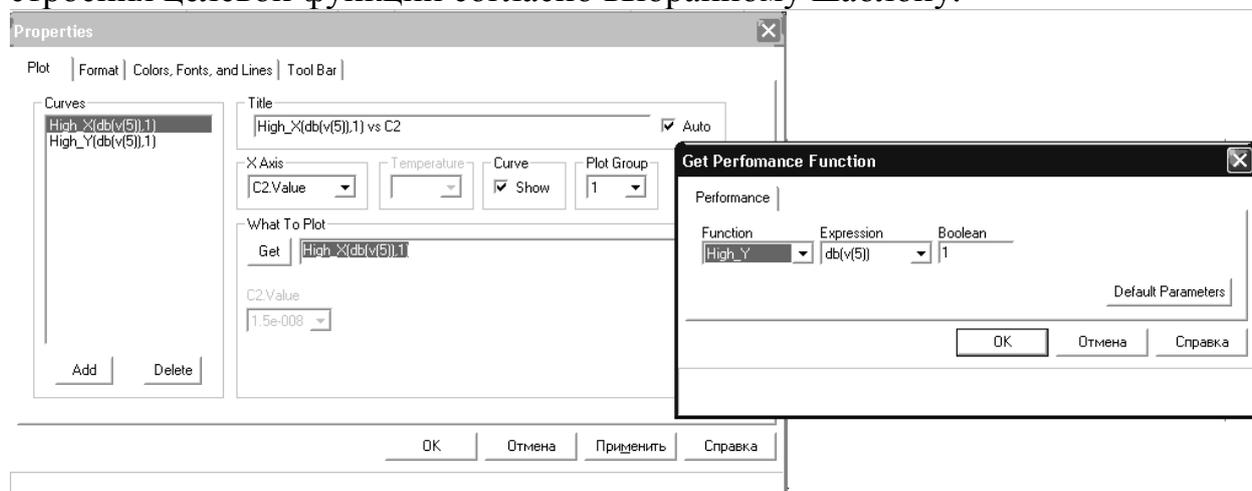


Рисунок 16 – Диалоговые окна для задания параметров целевой функции

Заметим, что в диалоговом окне **Properties** в строке ввода **X Axis** (Ось X) автоматически появляется тот параметр ЭРЭ, вариация которого поведилась в многовариантном анализе. Если многовариантный анализ был основан на вариации нескольких параметров ЭРЭ, то в выпадающем списке строки ввода **X Axis** следует выбрать нужный параметр для построения конкретной целевой функции. Добавление еще одного графика целевой функции производится нажатием на кнопку **Add** (Добавить), при этом в списке **Curves** (Кривые) появится копия предыдущего выражения целевой функции. Выделив в списке **Curves** копию выражения, переходят к строке **What To Plot**, удаляют эту копию и вместо нее вводят новый шаблон целевой функции, описанным выше способом. Разделение нескольких целевых функций по разным графикам, например, из-за разницы в масштабе или в единицах измерения, можно провести выбором цифры из выпадающего списка **Plot Group** (Номер графика). Выбранный номер графика будет соответствовать выделенному в данный момент шаблону целевой функции в списке **Curves**. После завершения ввода всех параметров диалоговое окно **Properties** закрывают нажатием на кнопку **OK**.

В нашем примере, находясь в режиме отображения семейства характеристик, представленных на рисунке 15, выполняем команду AC/Performance Windows/Add Performance Window. В диалоговом окне Properties последовательно составляем две искомые целевые функции $f_{\text{РЕЗ}} = f(C2)$ и $|U_{\text{ВЫХ}}| = f(C2)$. С точки зрения программы MicorCAP для составления первой целевой функции наиболее удобно воспользоваться шаблоном **High_X**, который находит абсциссу точки глобального максимума на каждой характеристике семейства. Для составления второй целевой функции воспользуемся шаблоном **High_Y**, который находит ординату точки глобального максимума на каждой характеристике семейства. При выборе шаблонов целевых функций High_X и High_Y в диалоговом окне Get Performance Function в строке **Expression** (Выражение) автоматически появляется символическое выражение $\text{db}(v(5))$. Напомним, что таким выражением в приеме №10 обозначена амплитуда выходного сигнала в децибелах. Следовательно, целевые функции будут работать на основе ранее полученного семейства амплитудно-частотных характеристик, выраженных в децибелах. Параметр **Boolean** (Логика) – логическая переменная разрешающая (1) или запрещающая (0) построение целевой функции. Таким образом, полный вид шаблонов целевых функций: **High_X(db(v5),1)** и **High_Y(db(v5),1)**.

Заметим, что в диалоговом окне Properties в строке ввода X Axis автоматически появилось обозначение емкости конденсатора C2, т.к. именно этот параметр участвовал в многовариантном анализе. Поскольку целевые функции имеют разный масштаб и разные единицы размерности, проведено их разделение на два графика. Результат построения целевых функций представлен на рисунке 17. Сравнительный анализ рисунков 15 и 17, позволяет сделать вывод о правильности полученных целевых функций.

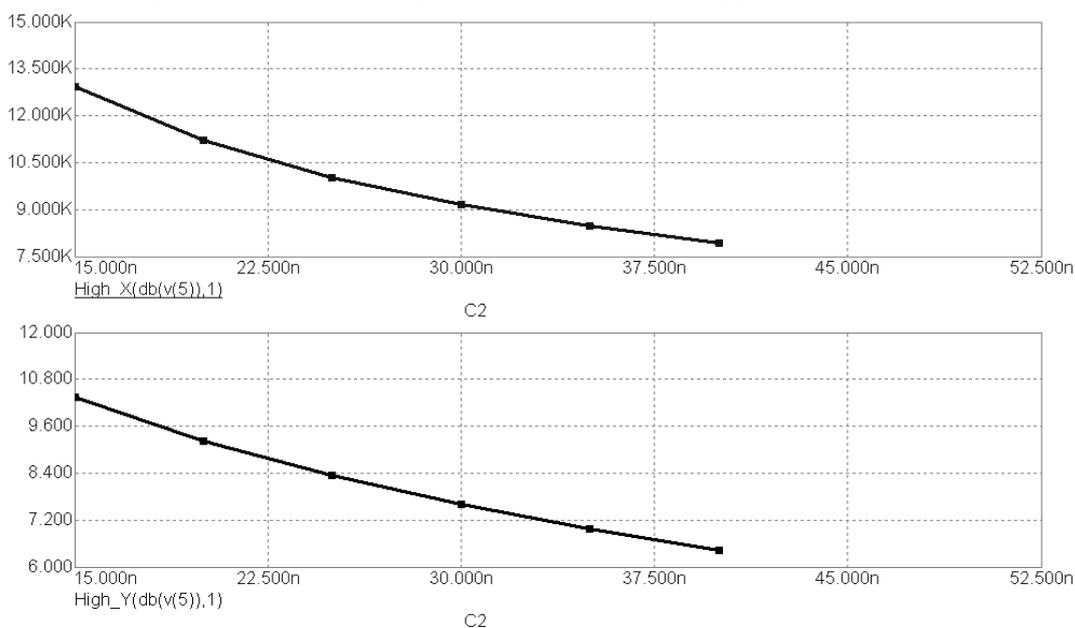


Рисунок 17 – Целевые функции – зависимости резонансной частоты (вверху) и амплитуды колебаний на нагрузке (внизу) от емкости резонансного контура

1 ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №1 – ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ДИОДА

1.1 Цель работы

В ходе выполнения настоящей работы предусматривается:

- 1) изучение основных характеристик полупроводникового диода;
- 2) знакомство с методами схемотехнического моделирования по постоянному току;
- 3) приобретение навыков построения целевых функций и функций от двух аргументов.

1.2 Порядок выполнения работы

1. Изучить методические указания к лабораторной работе.
2. Письменно, в отчете по лабораторной работе ответить на контрольные вопросы.
3. Внимательно ознакомиться с примером, приведенном в пункте 1.4.
4. Провести исследование диода согласно лабораторному заданию. Ответить на поставленный вопрос.
5. Провести исследование стабилитрона согласно лабораторному заданию. Ответить на поставленный вопрос.
6. Сделать выводы по работе.

Внимание! Отчет по лабораторной работе в обязательном порядке должен содержать: схемы включения, графики зависимостей, все необходимые расчеты и их результаты, текстовые пояснения. На графиках в отчете должны присутствовать единицы измерения, масштаб, цена деления.

1.3 Теоретические сведения о работе полупроводниковых диодов

Полупроводниковый диод – это полупроводниковый прибор с одним выпрямляющим электрическим переходом и двумя выводами, в котором используется то или иное свойство выпрямляющего перехода. В качестве выпрямляющего электрического перехода используется электронно-дырочный ($p-n$) переход, разделяющий p - и n -области кристалла полупроводника (рисунок 1.1).

К p - и n -областям кристалла привариваются или припаиваются металлические выводы, и вся система заключается в металлический, металлокерамический, стеклянный или пластмассовый корпус.

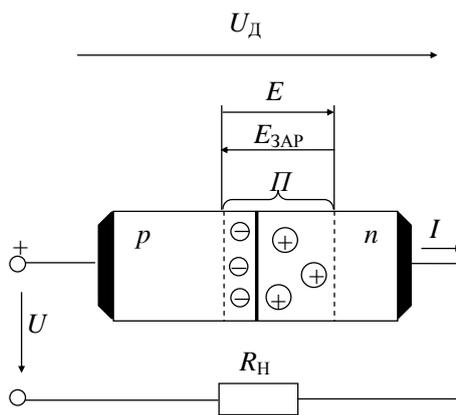


Рисунок 1.1 - Схема включения полупроводникового диода и пространственное распределение объемных зарядов p - n -перехода

Одна из полупроводниковых областей кристалла, имеющая более высокую концентрацию примесей (следовательно, и основных носителей заряда), называется эмиттером, а другая, с меньшей концентрацией, - базой. Если эмиттером является p -область, для которой основными носителями заряда служат дырки p_p , а базой n -область (основные носители заряда – электроны n_n), то выполняется условие $p_p \gg n_n$.

Вольт-амперная характеристика (ВАХ) диода описывается выражением

$$I = I_0 \left[\exp\left(\frac{U_D}{\Phi_T}\right) - 1 \right] \quad (1.1)$$

где U_D – напряжение на p - n -переходе; $\Phi_T = kT/q$ – тепловой потенциал, равный контактной разности потенциалов Φ_K на границе p - n -перехода при отсутствии внешнего напряжения (при $T = 300$ К, $\Phi_T = 0.025$ В); k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура; q – заряд электрона.

При отрицательных напряжениях порядка 0.1 ... 0.2 В экспоненциальной составляющей, по сравнению с единицей, можно пренебрегать ($e^{-4} \approx 0.02$), при положительных напряжениях, превышающих 0.1 В, можно пренебрегать единицей ($e^4 \approx 54.6$), поэтому ВАХ описываемая этими выражениями, будет иметь вид, приведенный на рисунке 1.2, а.

По мере возрастания положительного напряжения на p - n -переходе прямой ток диода резко возрастает. Поэтому незначительное изменение прямого напряжения приводит к значительному изменению тока, что затрудняет задание требуемого значения прямого тока с помощью напряжения. Вот почему для p - n -переходов характерен режим заданного прямого тока.

Следует отметить, что приведенная ВАХ (рисунок 1.2, а) является идеальной ВАХ p - n -перехода. Она не учитывает рекомбинационно-генерационных процессов, происходящих в объеме и на поверхности p - n -перехода, считая его бесконечно тонким и длинным.

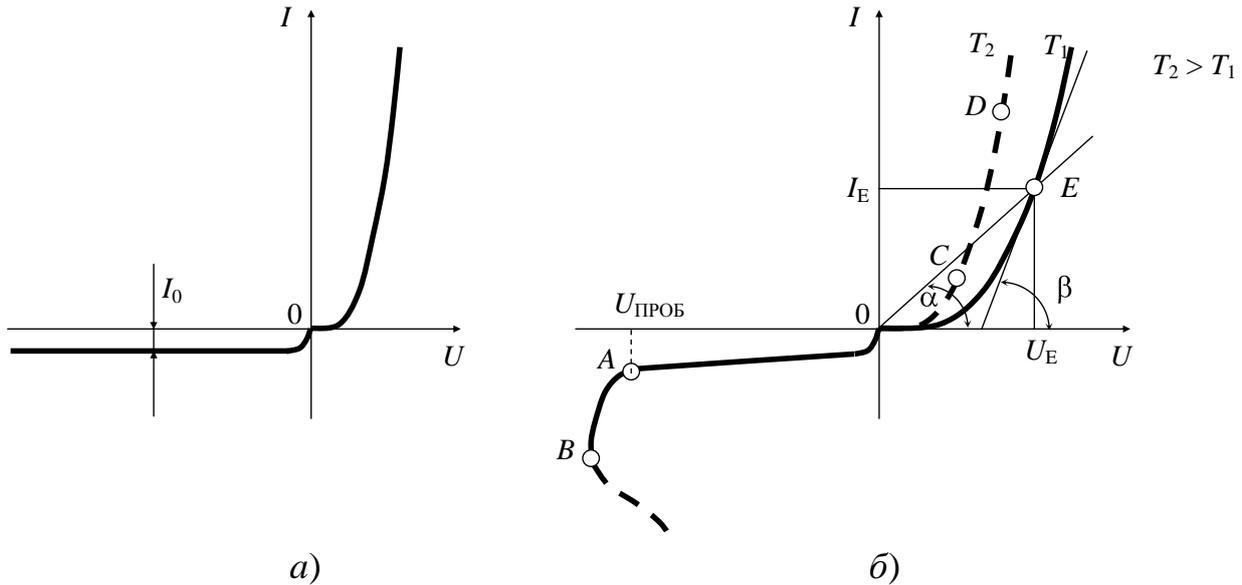


Рисунок 1.2 – Статические вольт-амперные характеристики идеального $p-n$ -перехода (а) и реального диода (б)

Реальный $p-n$ -переход не является бесконечно тонким и поэтому при обратном напряжении происходит генерация пар электрон – дырка, образующая ток генерации $I_{\text{ген}}$. Причем с увеличением обратного напряжения растет толщина $p-n$ -перехода (эффект Эрли), а, следовательно, и количество генерируемых пар. Вот почему с возрастанием обратного напряжения одновременно возрастает и обратный ток (рисунок 1.2, б).

Протяженность реального $p-n$ -перехода также не бесконечна. Поверхность полупроводникового кристалла характеризуется нарушениями кристаллической решетки и различными загрязнениями, что обуславливает рекомбинационно-генерационные процессы на поверхности $p-n$ -перехода и приводит к появлению дополнительного тока – тока утечки $I_{\text{ут}}$. Таким образом, обратный ток реального диода:

$$I_{\text{обр}} = I_0 + I_{\text{ген}} + I_{\text{ут}}.$$

При нарушениях технологического процесса, когда появляется возможность попадания различных загрязнений на поверхность полупроводникового диода, ток утечки может составлять основную часть обратного тока диода, значительно превышая токи $I_{\text{ген}}$ и I_0 и даже шунтируя $p-n$ -переход.

Относительная доля $I_{\text{ген}}$ и I_0 в обратном токе диода зависит от типа исходного полупроводникового материала. Так, для германия $I_{\text{ген}}/I_0 \ll 1$. Для кремния $I_{\text{ген}}/I_0 \approx 1000$.

Ток $I_{\text{ут}}$ также зависит и от типа применяемого полупроводникового материала. Для германиевых диодов всегда $I_{\text{ут}} < I_{\text{ген}} + I_0$. Для некоторых типов кремниевых диодов наоборот $I_{\text{ут}} > I_{\text{ген}} + I_0$.

С учетом сказанного приближенно можно считать, что для германиевых

диодов $I_{обр} \approx I_0$, т. е. обратным током является тепловой ток, поэтому он в большой степени подвержен температурным изменениям и превышает значения обратных токов кремниевых диодов на несколько порядков. Для кремниевых диодов $I_{обр} = I_{ген} + I_{ут}$.

Реальные обратные токи германиевых диодов, для которых I_0 на 7... 8 порядков больше, чем для кремниевых, отличаются от обратных токов кремниевых диодов примерно на 3 порядка.

Вольт-амперная характеристика реального диода имеет вид, приведенный на рисунке 1.2,б (сплошная линия). Из нее следует, при определенном значении обратного напряжения $U_{обр} = U_{проб}$ начинается лавиннообразный процесс нарастания тока $I_{обр}$, соответствующий электрическому пробоею p - n -перехода (отрезок AB на рисунке 1.2, б). Если в этот момент ток не ограничить, то электрический пробой переходит в тепловой (участок $BAХ$ после точки B). Такой процесс нарастания тока $I_{обр}$ характерен для кремниевых диодов. В германиевых диодах при увеличении обратного напряжения тепловой пробой p - n -перехода наступает практически одновременно с началом лавиннообразного процесса нарастания тока $I_{обр}$. Электрический пробой обратим, т. е. после уменьшения напряжения $U_{обр}$ работа диода соответствует положому участку обратной ветви $BAХ$. Тепловой пробой необратим, так как разрушает p - n -переход.

Тепловой пробой обусловлен ростом числа носителей в p - n -переходе. При некотором значении пробивного напряжения ($U_{проб}$) мощность, выделяющаяся в диоде ($P_d = U_{проб} \cdot I_{обр}$), не успевает отводиться от перехода, что ведет к увеличению его температуры и, следовательно, обратного тока и дальнейшему повышению температуры. Возникает положительная обратная связь, и переход вследствие перегрева разрушается. Нетрудно видеть, что напряжение теплового пробоя сильно зависит от тока $I_{обр}$ и условий охлаждения прибора. Так как для диодов, изготовленных основе германия, $I_{обр}$ больше, чем для диодов на основе кремния, то для первых вероятность теплового пробоя выше, чем для вторых. Поэтому максимальная рабочая температура окружающей среды и, следовательно, перехода для кремниевых диодов выше, чем для германиевых (соответственно 75 – 90°C против 150 – 200°C).

Прямая ветвь $BAХ$ реального диода (рисунок 1.2, б) также отличается от $BAХ$ идеального p - n -перехода. Это объясняется тем, что не было учтено влияние объемного сопротивления базы $R_б$ диода при больших уровнях инжекции. Действительно, концентрация основных носителей заряда в области базы значительно меньше, чем в области эмиттера, что выражается в существенном различии сопротивлений этих областей ($R_б \gg R_э$). Значение $R_б$ зависит от типа диода и может изменяться от десятых долей до нескольких десятков Ом. Наличие существенного объемного сопротивления базы приводит

к неравенству значений напряжений на выводах диода (U_d) и на его электронно-дырочном переходе ($U_{бэ}$). Эта разница тем выше, чем больше прямой ток диода, ибо $U_{бэ} = U_d - I \cdot R_{б}$. В то же время аналитическое выражение (1.1) для ВАХ идеального $p-n$ -перехода не учитывает падение напряжения в области базы, равное $I \cdot R_{б}$, и подразумевает под $U = U_d$ только значение $U_{бэ}$. Подставив в выражение (1.1) реальное значение $U_{бэ}$ и пренебрегая единицей для больших уровней инжекции получим уравнение, описывающее прямую ветвь ВАХ реального диода:

$$I = I_{обр} \exp\left(\frac{U_d - IR_{б}}{\varphi_T}\right)$$

или

$$U = \varphi_T \cdot \ln(I/I_{обр}) + I \cdot R_{б}.$$

При $I \gg I_{обр}$, что соответствует большим уровням инжекции, слагаемым, включающим $\ln(I/I_{обр})$, можно пренебречь. Тогда прямая ветвь ВАХ реального диода описывается линейной зависимостью $U = I \cdot R_{б}$. Этот участок ВАХ называют омическим участком прямой ветви.

Прямой ток диода также зависит от температуры окружающей среды I , возрастая с ее повышением, хотя в значительно меньшей степени, чем обратный ток. Характер изменения прямой ветви ВАХ при изменении температуры показан на рисунке 1.2, б (штриховая кривая для $T_2 > T_1$, где $T_1 = T_0 \approx 300$ К – комнатная температура). При расчете падения напряжения на прямосмещенном полупроводниковом диоде можно полагать, что значение прямого падения напряжения уменьшается примерно на 2.0 – 2.2 мВ, при изменении температуры на 1 К, т.е. $U(T) - U(T_0) = - (2.0 - 2.2) \cdot (T - T_0) / 1000$ В.

Для оценки температурной зависимости прямой ветви ВАХ диода служит температурный коэффициент напряжения (ТКН), K^{-1} .

$$TKH = \frac{\Delta U}{U \cdot \Delta T}. \quad (1.2)$$

Этот коэффициент показывает относительное изменение прямого напряжения за счет изменения температуры на 1 К при некотором значении прямого тока.

Полупроводниковый диод характеризуется статическим и дифференциальным (динамическим) сопротивлениями, легко определяемыми по ВАХ. Дифференциальное сопротивление (r_d) численно равно отношению бесконечно малого приращения напряжения к соответствующему приращению тока в заданном режиме работы диода и может быть определено графически как тангенс угла между касательной в рассматриваемой рабочей точке ВАХ диода и осью абсцисс (штриховая линия на рисунке 1.2, б с углом наклона β):

$$r_d = dU/dI \approx \Delta U/\Delta I = (m_u/m_I) \cdot \text{ctg } \beta, \quad (1.3)$$

где ΔU и ΔI – конечные приращения напряжения и тока вблизи рабочей точки E ; m_u и m_I – масштабы осей напряжения и тока.

Статическое сопротивление (R_{CT}) численно равно отношению напряжения на элементе U_E к протекающему через него току I_E (рисунок 1.2,б). Это сопротивление равно котангенсу угла наклона прямой, проведенной из начала координат через заданную рабочую точку ВАХ, к оси абсцисс:

$$R_{CT} = U_E / I_E = (m_u/m_I) \cdot \text{ctg } \alpha. \quad (1.4)$$

В зависимости от того, на каком участке ВАХ расположена заданная рабочая точка, значение R_{CT} может быть меньше, равно или больше значения r_d . Однако R_{CT} всегда положительно, в то время как r_d может быть и отрицательным, как, например, в случае туннельного диода.

При работе на высоких частотах и в импульсных режимах начинает играть роль емкость диода C_d , измеряемая между выводами диода при заданных значениях напряжения и частоты. Эта емкость включает емкость перехода $C_{пер}$, образованную диффузионной ($C_{диф}$), зарядной (барьерной $C_{зар}$) емкостями, и емкость C_k корпуса диода:

$$C_d = C_{диф} + C_{зар} + C_k.$$

Диффузионная емкость возникает в приконтактном слое p - n -перехода за счет изменения количества диффундируемых дырок и электронов, т.е. за счет изменения заряда, вызванного изменением прямого напряжения. Как любая емкость, она может быть представлена как изменение заряда ΔQ , отнесенное к вызвавшему его изменению напряжения ΔU :

$$C_{диф} = \Delta Q / \Delta U \quad (1.5)$$

Зависимость $C_{диф}$ от значения прямого тока $I_{пр}$ имеет вид:

$$C_{диф} = \frac{q}{kT} (I_{пр} + I_{обр}) \tau_p \quad (1.6)$$

где τ_p – время жизни дырок в базе диода n -типа.

Диффузионная емкость будет тем больше, чем больше прямой ток через переход и чем больше время жизни неосновных носителей заряда для области базы диода.

Из выражения (1.6) следует, что диффузионная емкость обращается в нуль при $I_{пр} = -I_{обр}$.

Особенностью диффузионной емкости является то, что она представляет собой до некоторой степени фиктивную емкость. Наличие этой емкости не связано, например, с протеканием токов смещения через переход. Однако это замечание касается только физического содержания диффузионной емкости. На внешних зажимах полупроводникового диода эта емкость будет давать емкостный фазовый сдвиг между током и напряжением.

Зарядная емкость возникает при обратном напряжении на переходе и обусловлена изменением в нем объемного заряда. Как видно из рисунка 1.1, область объемного заряда представляет собой двойной слой противоположных по знаку неподвижных объемных зарядов. Этот двойной слой можно уподобить обкладкам плоского конденсатора, заряженного до некоторого потенциала $\psi_k = E_{\text{зар}}$. Когда приложено внешнее запирающее напряжение, разность потенциалов между электронной и дырочной областями полупроводника увеличивается, что приводит к увеличению объемных зарядов в электронной и дырочной областях полупроводника. Так как объемные заряды создаются неподвижными, связанными с кристаллической решеткой ионами атомов доноров и акцепторов, то увеличение объемного заряда может быть связано только с расширением области объемного заряда в основном в сторону области слаболегированного полупроводника (область базы). Другими словами, при повышении запирающего напряжения, приложенного к переходу, увеличивается область, обедненная подвижными носителями заряда – электронами или дырками. Отношение изменения объемного заряда $\Delta Q_{\text{зар}}$ к вызвавшему его изменению запирающего напряжения $\Delta U_{\text{обр}}$ будет равно величине зарядной (или иначе барьерной) емкости. Барьерная емкость будет тем больше, чем больше концентрация подвижных носителей заряда на границе области объемного заряда (а, следовательно, чем тоньше слой области объемного заряда) и чем меньше напряжение на переходе.

Таким образом, значение емкости диода C_d определяется режимом его работы. При прямом напряжении $C_d = C_{\text{диф}} + C_k$, при обратном напряжении $C_d = C_{\text{зар}} + C_k$.

1.4 Пример исследования нестандартной вольт-амперной характеристики полупроводникового диода

Требуется исследовать зависимость изменения статического сопротивления $R_{\text{ст}}$ полупроводникового диода КД102А в начале омического участка прямой ветви ВАХ от тока насыщения I_0 при температуре 27 °С (300 К), т.е. $R_{\text{ст}} = f(I_0)$.

Подключение необходимых библиотек математических моделей ЭРЭ.

В данном примере для использования математической модели диода КД102А был подключен файл библиотеки отечественных полупроводниковых диодов `my_diode.lib`.

Изображение в графическом редакторе MicroCAP схемы включения полупроводникового диода.

Полупроводниковый диод КД102А включен в прямом направлении последовательно с токоограничивающим резистором R и источником напряжения E (рисунок 1.3).

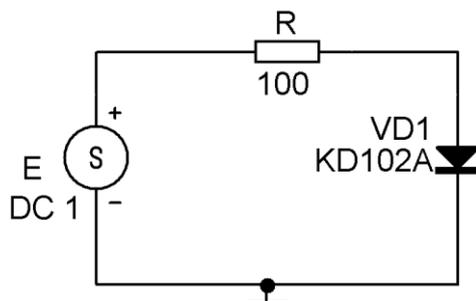


Рисунок 1.3 – Схема включения полупроводникового диода

При размещении графического образа универсального источника напряжения E в диалоговом окне свойств указан единственный параметр – в строке ввода DC значение **1** (режим постоянного тока, напряжение 1 Вольт).

Определение режима по постоянному току.

Для данного примера результаты анализа по постоянному току приведены на рисунке 1.4 (показаны одновременно все числовые данные).

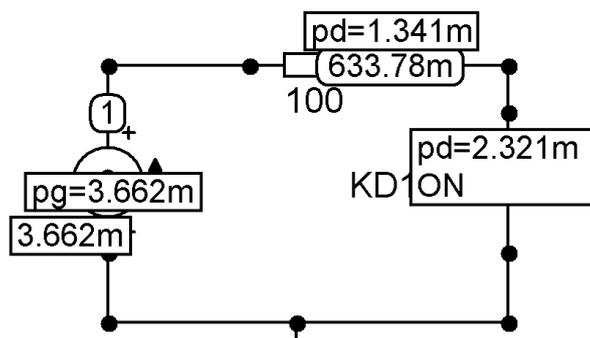


Рисунок 1.4 – Результаты анализа по постоянному току

Падение напряжения на резисторе составляет $(1 \text{ В} - 633.78 \text{ мВ}) = 366.22 \text{ мВ}$, падение напряжения на диоде $(633.78 \text{ мВ} - 0) = 633.78 \text{ мВ}$. Ток, протекающий в ветви, равен 3.662 мА . Мощность, рассеиваемая на резисторе, составляет 1.341 мВт , мощность, рассеиваемая на диоде, составляет 2.321 мВт . P - n переход полупроводникового диода находится в открытом состоянии (ключевое слово *ON*).

Многовариантный анализ по постоянному току.

Построим семейство вольт-амперных характеристик прямой ветви полупроводникового диода КД102А для различных значений тока насыщения I_0 . Предполагается, что во внешнем цикле будет варьироваться ток насыщения I_0 , а во внутреннем – прямое напряжение на диоде $U_{\text{пр}}$.

В данном примере номер точки между источником напряжения и резистором равен 1, номер точки между резистором и диодом равен 2.

В диалоговом окне DC Analysis Limits задаем параметры моделирования. В строке Variable 1 задается переменная внутреннего цикла варьирования и способ ее изменения. В списке Method выбираем линейный шаг изменения переменной – **Linear**. В списке Name выбираем имя переменной внутреннего цикла – напряжение источника **E** (имя источника напряжения совпадает с позиционным обозначением соответствующего элемента на поле чертежа). В строке ввода Range указываем максимальное, минимальное значения переменной и шаг приращения - **1,0,0.001**.

В нижней части диалогового окна в первой строке указываем: номер графика (столбец P) – **1**; выражение, откладываемое по оси абсцисс (столбец X Expression) – прямое напряжение на диоде **V(VD1)**; выражение, откладываемое по оси ординат (столбец Y Expression) – ток через диод **I(VD1)**. В столбцах X Range и Y Range значения указывать не следует, вместо этого целесообразно включить опцию Auto Scale Range для того, чтобы программа Micro-CAP автоматически подобрала масштаб для заполнения графиками всего экрана.

После нажатия на кнопку Stepping переходим к заданию параметров внешнего цикла варьирования. В диалоговом окне на вкладке под номером 1 задаем объект варьирования (Step What) – из списка выбираем диод **VD1** (соответствует позиционному обозначению диода на поле чертежа). Правее, в этой же строке выбираем из списка параметр варьирования – ток насыщения **IS** (обозначение тока насыщения, принятое в описание математической модели диода). В строках From, To, Step Value указываем начальное, конечное значение тока насыщения и шаг приращения в пикоамперах – **10P, 100P, 10P**.

Следует заметить, что номинальное значение тока насыщения для диода КД102А составляет 21.66 пА. Убедиться в этом можно, просмотрев окно свойств диода VD1 (двойной щелчок на элементе). В диалоговом окне содержится список всех параметров математической модели диода КД102А, в том числе и значение тока насыщения IS.

В диалоговом окне Stepping указываем также:

- в группе Step It параметр **Yes**;
- в группе Method параметр **Linear**;
- в группе Parameter Type (Тип параметра) указываем возможность варьирования тока насыщения только для данного конкретного диода, а не для всех диодов, имеющих такую же математическую модель – **Component**;
- в группе Change (Изменение) параметр **Step variables in nested loops** (поочередное, вложенное изменение варьируемых параметров).

Анализ полученных зависимостей и построение целевой функции.

На рисунке 1.5 представлен результат многовариантного анализа – семейство вольт-амперных характеристик диода КД102А для различных значений тока насыщения I_0 .

С помощью пиктограмм  проведена ориентировочная оценка. Для прямого тока 2.4 мА диапазон изменения прямого напряжения на диоде со-

ставляет около 75 мВ при различных значениях I_0 . Интервал изменения прямого тока на омическом участке в зависимости от прямого напряжения составляет около 3.6 мА. Для более точных измерений на графиках использован режим электронного курсора.

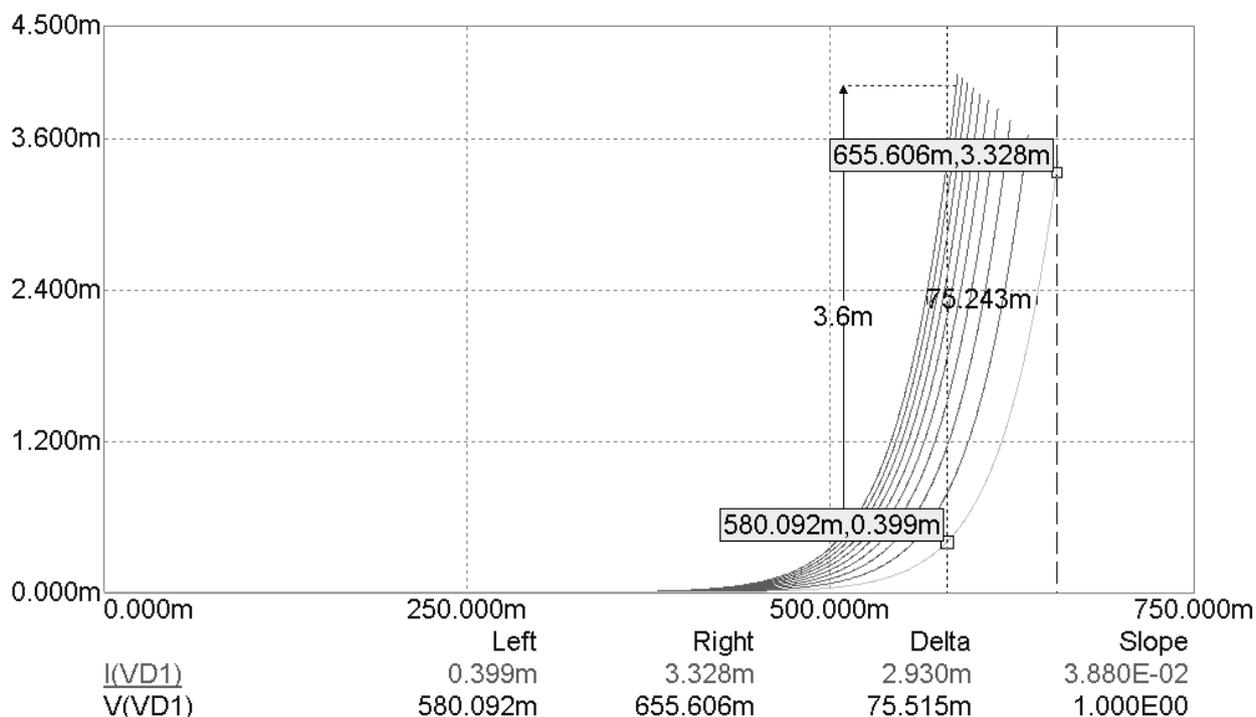


Рисунок 1.5 – Семейство вольт-амперных характеристик диода

Для построения целевой функции – зависимости статического сопротивления диода $R_{ст}$ на омическом участке ВАХ от тока насыщения I_0 необходимо зафиксировать уровень прямого напряжения на диоде. В режиме электронного курсора  выведем левый курсор так, чтобы вертикальная линия курсора на омическом участке пересекала ветви всего семейства ВАХ (см. рисунок 1.5). В данном примере этот уровень напряжения составляет 0.58 В.

Построение целевой функции выполняем командой DC/Performance Windows/Add Performance Window. В диалоговом окне Properties нажимаем кнопку Get для указания целевой функции. В появившемся диалоговом окне Get Performance Function в списке Function выбираем *шаблон* целевой функции **Y_Level** (Уровень Y). В списке Expression по умолчанию находится выражение для прямого тока диода **I(VD1)**. В строках ввода Boolean и N (номер) указываем цифру **1**. В строке X Level (Уровень X) указываем уровень прямого напряжения, который ранее был определен при помощи электронного курсора: **0.58**.

После возвращения в диалоговое окно Properties следует отредактировать выражение для целевой функции в строке What To Plot следующим образом: **0.58/Y_Level(I(VD1),1,1,0.58)**. Исходное выражение **Y_Level(I(VD1),1,1,0.58)** – это целевая функция для прямого тока при уровне

$U_{\text{ПР}} = 0.58$ В. Следовательно, выражение $0.58/Y_Level(I(VD1),1,1,0.58)$ позволяет оценить искомое статическое сопротивление $R_{\text{СТ}} = U_{\text{ПР}} / I_{\text{ПР}}$ при том же уровне прямого напряжения. Полученная целевая функция представлена на рисунке 1.6.

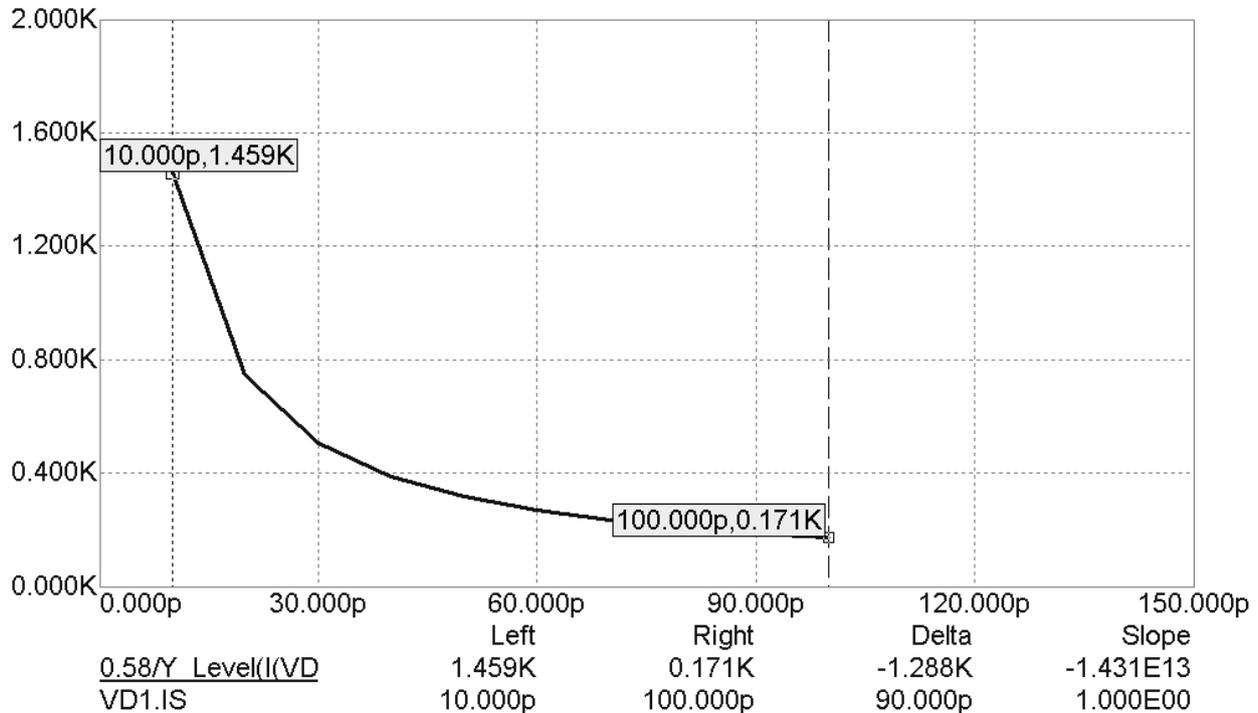


Рисунок 1.6 – Целевая функция статического сопротивления диода от тока насыщения на уровне прямого напряжения 0.58 В

Полученная функция представляет собой нелинейную гиперболическую зависимость, что подтверждает положение о том, что полупроводниковый диод – это нелинейный элемент. В режиме электронного курсора  находим, что максимальное статическое сопротивление (при $I_0 = 10$ пА) равно 1.459 кОм, минимальное статическое сопротивление (при $I_0 = 100$ пА) равно 171 Ом.

1.5 Лабораторное задание

Уважаемые студенты! Обратите особое внимание, что лабораторное задание 2а и задание, рассмотренное в примере, совершенно разные – как по количеству аргументов, так и по их физическому смыслу. Таким образом, при выполнении лабораторного задания 2а не следует в точности копировать методический пример.

Перед началом выполнения лабораторного задания следует убедиться в том, что библиотеки математических моделей отечественных диодов подключены.

1. Провести моделирование диода. Схема включения диода приведена на рисунке 1.3. Номинал токоограничивающего резистора и тип диода необходимо взять из варианта задания. Значение входного напряжения одинаково для всех вариантов и составляет 1 В. Определить режим по постоянному току (узловые потенциалы, токи в ветви, мощности рассеивания, состояние *p-n* перехода).

2. Построить графики зависимостей: а) статическое сопротивление диода от прямого напряжения $R_{СТ} = f(U_{ПР})$; б) дифференциальное сопротивление диода от прямого напряжения $r_{ДИФ} = f(U_{ПР})$; в) отношение статического и дифференциального сопротивлений диода от прямого напряжения $R_{СТ}/r_{ДИФ} = f(U_{ПР})$. Диапазон изменения напряжения на источнике от 500 до 1000 мВ. Выяснить наибольшее и наименьшее значение отношения $R_{СТ}/r_{ДИФ}$. Объяснить, почему с изменением прямого напряжения отношение $R_{СТ}/r_{ДИФ}$ не является константой.

Примечание. Выражение для записи дифференциального сопротивления записывается исходя из формулы $r_{ДИФ} = dU/dI$. Встроенная в MicroCAP функция для записи дифференциальных величин обозначается DEL, пример ее использования рассмотрен в Приложении 3.

3. Провести моделирование стабилитрона по схеме включения, представленной на рисунке 1.8.

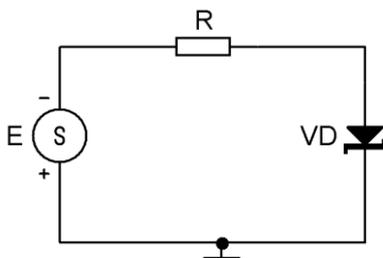


Рисунок 1.8 – Схема включения стабилитрона

Тип стабилитрона и номинал токоограничивающего резистора необходимо взять из варианта задания. Значение входного напряжения одинаково

для всех вариантов и составляет 70 В. Обратите внимание на полярность источника Е.

Построить семейство характеристик обратного тока от обратного напряжения на стабилитроне $I_{\text{ОБР}} = f(U_{\text{ОБР}})$ при температурах 0, 20, 40, 60, 80, 100 °С (диапазон изменения напряжения источника Е от 0 до 70 В).

Построить целевую функцию по шаблону *X_Level* – зависимость напряжения стабилизации от температуры $U_{\text{СТАБ}} = f(T)$ при токе стабилизации $I_{\text{СТАБ}} = -3$ мА. В режиме электронного курсора по формуле (1.2) определить температурный коэффициент напряжения для данного стабилитрона и сравнить со справочными данными. Объяснить причину расхождений.

1.6 Контрольные вопросы

1. Что называется полупроводниковым диодом?
2. Какую область полупроводникового диода называют базой?
3. Как и по каким причинам изменяется прямая ветвь ВАХ диода с увеличением его температуры?
4. Что такое диффузионная емкость диода?
5. Что такое дифференциальное сопротивление диода?
6. Что такое барьерная (зарядная) емкость диода?
7. Как влияют барьерная и диффузионная емкость на работу диода при быстром изменении напряжения или тока?
8. Что такое статическое сопротивление диода?

1.7 Варианты заданий

Номер варианта	Исследование диода		Исследование стабилитрона	
	Тип диода	Номинал резистора, Ом	Тип стабилитрона	Номинал резистора, кОм
1	KD103A	50	D814A	10
2	KD104A	60	D815A	20
3	KD105B	70	KS133A	8
4	KD106A	80	KS139A	9
5	KD202D	90	KS147A	10
6	KD203A	100	KS156A	11
7	KD204A	110	KS168A	12
8	KD208A	120	D815B	7
9	KD212A	130	D815V	4
10	KD213A	140	2S168A	7
11	KD219A	150	2S133A	5
12	KD220A	160	2S147A	6
13	D237A	50	D814B	10
14	KD906A	60	D814V	15
15	KD521A	70	D814G	8
16	KD520A	80	D814D	9
17	KD513A	90	D815E	10
18	KD512A	100	D815J	11
19	KD510A	110	D815G	12
20	KD509A	120	D815D	3
21	KD503A	130	D816A	4
22	KD209A	140	D816B	7
23	K2DC523A	150	2S527A	5
24	K2DC627A	160	2S522A	6
25	2D503A	50	2S211G	10

2 ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №2 – ИЗМЕРЕНИЕ h -ПАРАМЕТРОВ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА

2.1 Цель работы

В ходе выполнения настоящей работы предусматривается:

- 1) изучение входных и выходных статических характеристик биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером;
- 2) изучение дифференциальных параметров транзистора на основе системы h -параметров;
- 3) приобретение навыков экспериментального измерения h -параметров;
- 4) построение и анализ линий максимально допустимой мощности, рассеиваемой биполярным транзистором.

2.2 Порядок выполнения работы

1. Изучить методические указания к лабораторной работе.
2. Письменно, в отчете по лабораторной работе ответить на контрольные вопросы.
3. Внимательно ознакомиться с примером, приведенном в пункте 2.5.
4. Провести исследование входных и выходных статических характеристик транзистора согласно лабораторному заданию.
5. Провести измерение системы h -параметров на основе полученных статических характеристик.
6. Сделать выводы по работе.

Внимание! Отчет по лабораторной работе в обязательном порядке должен содержать: схемы включения, графики зависимостей, все необходимые расчеты и их результаты, текстовые пояснения. На графиках в отчете должны присутствовать единицы измерения, масштаб, цена деления.

2.3 Схема включения биполярного транзистора с общим эмиттером

Распространенной схемой включения транзистора является схема с общим эмиттером, в которой общая точка входной и выходной цепей соединена с эмиттерным электродом (рисунки 2.1).

Входным напряжением в схеме с общим эмиттером является напряжение базы $U_{БЭ}$, измеряемое относительно эмиттерного электрода. Для того чтобы эмиттерный переход был открыт, напряжение базы должно быть отрицательным (рассматривается транзистор типа $p-n-p$).

Выходным напряжением в схеме с общим эмиттером является напря-

жение коллектора $U_{КЭ}$, измеряемое относительно эмиттерного электрода. Для того чтобы коллекторный переход был закрыт, напряжение коллектора должно быть бóльшим по величине, чем прямое напряжение базы.

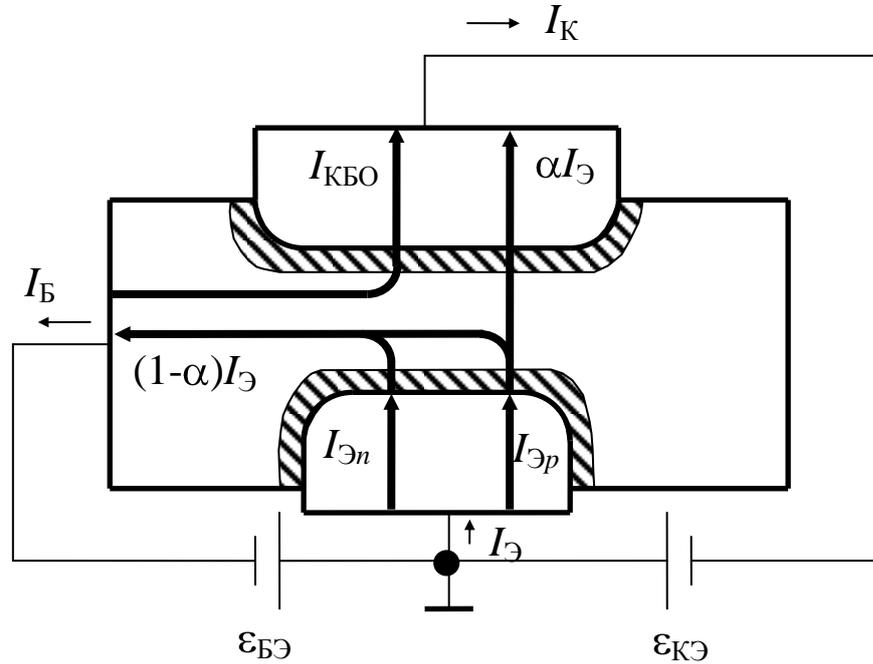


Рисунок 2.1 – Схема включения с общим эмиттером

Отметим, что в схеме с общим эмиттером в рабочем режиме, когда транзистор открыт, полярность источников питания базы и коллектора одинакова.

Входные характеристики. Входные характеристики транзистора в схеме с общим эмиттером представляют собой зависимость тока базы от напряжения базы: $I_{Б} = f(U_{БЭ})$ при $U_{КЭ} = \text{const}$.

Известно, что выражение для тока эмиттера:

$$I_{Э} = I_{11} \left(\chi^{U_{ЭБ}} - 1 \right) - I_{12} \left(\chi^{U_{КБ}} - 1 \right), \quad (2.1)$$

а выражение для тока коллектора:

$$I_{К} = I_{21} \left(\chi^{U_{ЭБ}} - 1 \right) - I_{22} \left(\chi^{U_{КБ}} - 1 \right), \quad (2.2)$$

где I_{11} – ток экстракции эмиттера при нулевом напряжении коллектора; I_{12} – ток инжекции эмиттера при $U_{ЭБ} = 0$, вызванный обратным коллекторным напряжением; I_{21} – ток инжекции коллектора при напряжении коллектора, равном нулю; I_{22} – ток коллектора при напряжении эмиттера, равном нулю и обратном напряжении коллектора; $\chi = \frac{q}{kT}$.

Введем следующие обозначения:

$$\begin{aligned} I_{31} &= I_{11} - I_{21} = (1 - \alpha) I_{11}; \\ I_{32} &= I_{12} - I_{22} = (1 - \alpha) I_{12} - I_{К0}; \end{aligned}$$

$$U_{ЭБ} = -U_{БЭ};$$

$$U_{КБ} = U_{КЭ} - U_{БЭ}.$$

Если вычесть из выражения (2.2) выражение (2.1) и использовать введенные обозначения, то получим следующее выражение для тока базы:

$$I_B = I_{31} \left(\chi^{U_{БЭ}} - 1 \right) - I_{32} \left(\chi^{U_{КЭ} - U_{БЭ}} - 1 \right). \quad (2.3)$$

При большом обратном напряжении коллектора, когда $e^{\chi^{U_{КЭ} - U_{БЭ}}} \ll 1$, ток базы

$$I_B = (-\alpha) I_{11} \left(\chi^{U_{БЭ}} - 1 \right) + (1 - \alpha) I_{12} - I_{К0}.$$

Если при этом напряжение базы также обратное $\left(\chi^{U_{БЭ}} \ll 1 \right)$, то ток базы идеального транзистора

$$I_{B \text{ отс}} = -(1 - \alpha)(I_{11} - I_{12}) - I_{К0} \approx I_{К0}.$$

В реальном транзисторе добавляются токи утечки и термотоки переходов, поэтому обратный ток базы закрытого транзистора

$$I_{БЭУ} = (1 - \alpha) I_{ЭБУ} - I_{КБ0} \approx I_{КБ0}. \quad (2.4)$$

Входные характеристики германиевого транзистора показаны на рисунке 2.2. При обратном напряжении базы и коллектора, т.е. в закрытом транзисторе, согласно выражению (2.4), ток базы $I_{КБУ}$ является в основном собственным током коллекторного перехода $I_{КБ0}$. Поэтому при уменьшении обратного напряжения базы до нуля ток базы сохраняет свою величину: $I_B \approx -I_{КБ0}$.

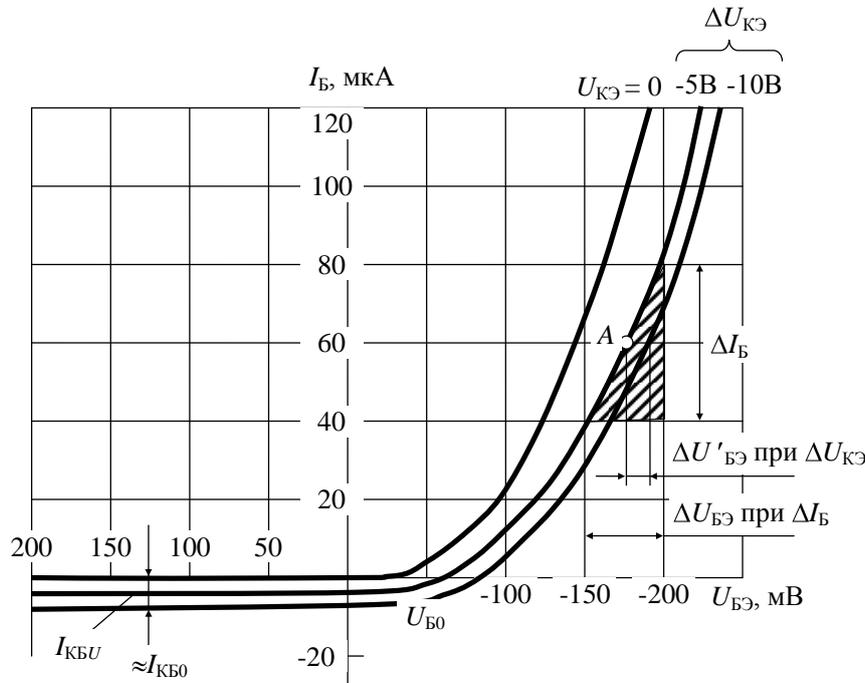


Рисунок 2.2 – Входные характеристики германиевого транзистора

При подаче прямого напряжения на базу открывается эмиттерный пере-

ход и в цепи базы появляется рекомбинационная составляющая тока $(1 - \alpha)I_{\text{Э}}$. Ток базы в этом режиме $I_{\text{Б}} = (1 - \alpha)I_{\text{Э}} - I_{\text{КБ0}}$; при увеличении прямого напряжения он уменьшается вначале до нуля, а затем изменяет направление и возрастает почти экспоненциально согласно соотношению (2.3).

Когда на коллектор подано большое обратное напряжение, оно оказывает незначительное влияние на входные характеристики транзистора. Как видно из рисунка 2.2, при увеличении обратного напряжения коллектора входная характеристика лишь слегка смещается вниз, что объясняется увеличением тока поверхностной проводимости коллекторного перехода и термотока.

При напряжении коллектора, равном нулю, ток во входной цепи значительно возрастает по сравнению с рабочим режимом $U_{\text{КЭ}} < 0$, потому что прямой ток базы в данном случае проходит через два параллельно включенных перехода – коллекторный и эмиттерный. В целом уравнение (2.3) достаточно точно описывает входные характеристики транзистора в схеме с общим эмиттером, но для кремниевых транзисторов лучшее совпадение получается, если вместо χ брать $\chi_1 = 0.8\chi$.

Коэффициент передачи тока базы. Известно, что ток коллектора:

$$I_{\text{К}} = \alpha I_{\text{Э}} + I_{\text{КБ0}},$$

а ток базы:

$$I_{\text{Б}} = I_{\text{Э}} - I_{\text{К}}.$$

Найдем зависимость тока коллектора от тока базы с помощью указанных выражений:

$$I_{\text{К}} = \alpha I_{\text{Э}} + I_{\text{КБ0}} = \alpha(I_{\text{К}} + I_{\text{Б}}) + I_{\text{КБ0}},$$

или

$$I_{\text{К}} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_{\text{Б}} + \frac{1}{1 - \alpha} I_{\text{КБ0}}. \quad (2.5)$$

Величина $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$ называется *коэффициентом передачи тока базы*.

Поскольку коэффициент передачи тока эмиттера α близок к единице, значение β обычно лежит в пределах от 10 до 1000 и более.

Коэффициент передачи тока базы β существенно зависит и от напряжения коллектора и от тока эмиттера (рисунок 2.3). С ростом тока эмиттера коэффициент передачи тока базы вначале повышается вследствие увеличения напряженности внутреннего поля базы, ускоряющего перенос дырок через базу к коллектору и этим уменьшающего рекомбинационные потери на поверхности базы. При значительной величине тока эмиттера коэффициент передачи тока базы β начинает падать за счет снижения коэффициента инжекции, уменьшения эффективной площади эмиттера и увеличения рекомбинационных потерь в объеме базы.

Перечисленные причины обуславливают небольшую зависимость ко-

эфициента передачи тока эмиттера α от тока эмиттера $I_{\text{Э}}$. Но коэффициент передачи тока базы β при изменении тока эмиттера может изменяться в несколько раз, поскольку в выражении $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$ в знаменателе стоит разность близких величин $1 - \alpha$.

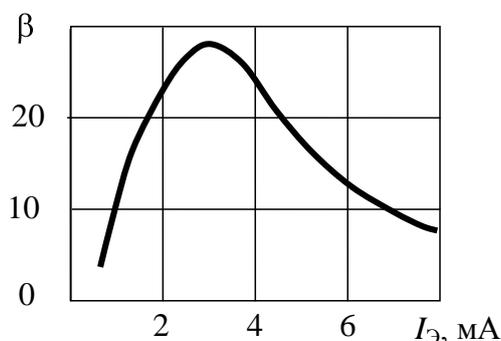


Рисунок 2.3 – Зависимость коэффициента передачи тока базы от тока эмиттера

Введя обозначение для коэффициента передачи тока базы β в выражение (2.5), получим основное уравнение, определяющее связь между токами коллектора и базы в схеме с общим эмиттером:

$$I_{\text{К}} = \beta I_{\text{Б}} + (\beta + 1)I_{\text{КБ0}}. \quad (2.6)$$

Зависимость тока коллектора от напряжений базы и коллектора можно найти из выражения (2.2), заменив в нем $U_{\text{ЭБ}}$ на $-U_{\text{БЭ}}$ и $U_{\text{КБ}}$ на $(U_{\text{КЭ}} - U_{\text{БЭ}})$:

$$I_{\text{К}} = I_{21} \left(\chi^{U_{\text{БЭ}}} - 1 \right) - I_{22} \left(\chi^{U_{\text{КЭ}} - U_{\text{БЭ}}} - 1 \right). \quad (2.7)$$

Уравнения (2.6) и (2.7) являются основными для транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером.

Выходные характеристики. Выходные характеристики транзистора в схеме с общим эмиттером $I_{\text{К}} = f(U_{\text{КЭ}})$ при $I_{\text{Б}} = \text{const}$ определяются соотношением (2.6) и изображены на рисунке 2.4. Минимально возможная величина коллекторного тока получается в том случае, когда закрыты оба перехода – и коллекторный и эмиттерный. Ток базы в этом случае согласно выражению (2.4):

$$I_{\text{БЭУ}} = (1 - \alpha)I_{\text{ЭБУ}} - I_{\text{КБ0}} \approx -I_{\text{КБ0}},$$

где $I_{\text{ЭБУ}}$ – ток эмиттера закрытого транзистора.

Ток коллектора закрытого транзистора в соответствии с выражениями (2.4) и (2.6)

$$I_{\text{КЭУ}} = -\beta I_{\text{БЭУ}} - (\beta + 1)I_{\text{КБ0}} \approx I_{\text{КБ0}}$$

Ввиду малости тока $I_{\text{КБ0}}$ эта характеристика на рисунке 2.4 не видна, она совпадает с осью напряжений.

При токе базы, равном нулю, что имеет место при небольшом прямом напряжении базы, когда рекомбинационная составляющая тока базы $(1 - \alpha)I_{\text{Э}}$

равна обратному току коллекторного перехода $I_{КБ0}$, коллекторный ток в соответствии с выражением (2.6):

$$I_{КЭ0} = (\beta + 1)I_{КБ0}$$

С ростом коллекторного напряжения заметно увеличение этого тока вследствие увеличения коэффициента передачи тока базы β .

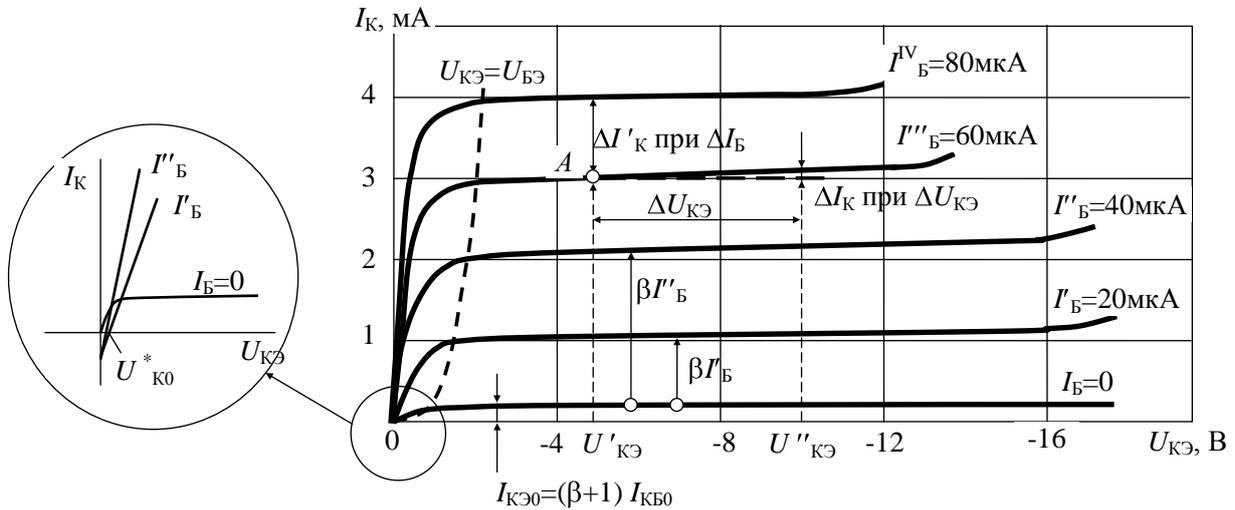


Рисунок 2.4 – Выходные характеристики транзистора в схеме с общим эмиттером

При токе базы I'_B выходная характеристика транзистора смещается вверх на величину $\beta I'_B$. Соответственно выше идут характеристики при больших токах базы I''_B , I'''_B и т.д. Ввиду зависимости коэффициента передачи тока базы от тока эмиттера расстояние по вертикали между характеристиками не остается постоянным: вначале оно возрастает, а затем уменьшается.

При снижении коллекторного напряжения до величины, меньшей напряжения базы, открывается коллекторный переход, что должно было бы повлечь за собой увеличение тока базы, но по условию он должен быть постоянным. Для поддержания тока базы на заданном уровне приходится снижать напряжение базы, что сопровождается уменьшением токов эмиттера и коллектора, поэтому выходные характеристики при $|U_{КЭ}| < |U_{БЭ}|$ имеют резкий спад. Транзистор переходит в *режим насыщения*, при котором неосновные носители заряда инжектируются в базу не только эмиттерным, но и коллекторным переходом. Эффективность управления коллекторным током при этом существенно снижается, коэффициент передачи тока базы β резко уменьшается.

Как показано на рисунке 2.4 крупным масштабом в окружности, выходная характеристика при наличии тока базы не проходит через начало координат: при $I_K = 0$ на коллекторе существует обратное напряжение $U^*_{К0}$ порядка нескольких десятых вольта. Величину этого напряжения нетрудно

найти из соотношения (2.7), обозначив $U_{КЭ} = U_{К0}^*$ при $I_{К} = 0$:

$$0 = \alpha I_{11} \left(e^{\chi U_{БЭ}} - 1 \right) - I_{22} \left(e^{\chi \left(U_{К0}^* - U_{БЭ} \right)} - 1 \right).$$

Отсюда

$$U_{К0}^* = \frac{kT}{q} \ln \left[\frac{\alpha I_{11}}{I_{22}} \left(e^{\chi U_{БЭ}} - 1 \right) + 1 \right] + U_{БЭ} = U_{К0} - U_{ЭБ}. \quad (2.8)$$

где $U_{К0}$ – напряжение коллектора в схеме с общей базой, при котором $I_{К} = 0$, а $U_{ЭБ}$ – напряжение, действующее в этот момент на базе.

Из формулы (2.8) вытекает физический смысл напряжения $U_{К0}^*$: оно должно иметь такую величину, чтобы создаваемый им ток инжекции коллекторного перехода $I_{22} e^{\chi \left(U_{К0}^* - U_{БЭ} \right)}$ полностью компенсировал поступающий в коллекторный переход ток инжекции эмиттерного перехода $\alpha I_{11} e^{\chi U_{БЭ}}$, поскольку, по условию, результирующий коллекторный ток $I_{К} = 0$.

Для расчета транзисторных схем иногда применяют выходные характеристики, снятые при постоянном напряжении базы. Они отличаются от рассмотренных характеристик, снимаемых при постоянном токе базы, большей неравномерностью расстояний по вертикали между соседними характеристиками, обусловленной экспоненциальной зависимостью между напряжением и током базы.

2.4 Система h -параметров

Величины, связывающие малые приращения токов и напряжений, называют *дифференциальными параметрами транзистора*.

Для того чтобы ввести дифференциальные параметры, транзистор представляют в общем виде как устройство, на входе которого действуют напряжение U_1 и ток I_1 , а на выходе – напряжение U_2 и ток I_2 (рисунок 2.5). Такую модель, называемую четырехполюсником, широко применяют при исследованиях и разработках.

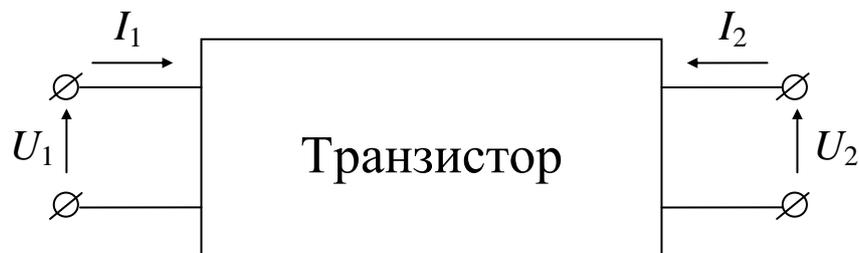


Рисунок 2.5 – Транзистор в виде четырехполюсника

В зависимости от схемы включения транзистора величинам U_1 , I_1 , U_2 ,

I_2 соответствуют те или иные реальные токи и напряжения.

В отношении выбора независимых и зависимых переменных возможны шесть вариантов, наибольшее практическое применение находит система: h -параметров.

В качестве независимых переменных в этой системе выбирают входной ток I_1 и выходное напряжение U_2 :

$$U_1 = f(I_1, U_2); \quad I_2 = f(I_1, U_2).$$

Тогда

$$dU_1 = \frac{\partial U_1}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial U_1}{\partial U_2} dU_2,$$

$$dI_2 = \frac{\partial I_2}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial I_2}{\partial U_2} dU_2.$$

Зададим приращения независимых переменных dI_1 и dU_2 в виде малых гармонических колебаний с комплексными амплитудами \dot{I}_1 и \dot{U}_2 . При этом приращения зависимых переменных dU_1 и dI_2 будут представлять собой также гармонические колебания, обозначим их комплексные амплитуды \dot{U}_1 и \dot{I}_2 . Частные производные перед независимыми переменными для случая гармонических колебаний обозначают символами h_{11} , h_{12} , h_{21} , h_{22} . Тогда уравнения приобретают такой вид:

$$\dot{U}_1 = h_{11}\dot{I}_1 + h_{12}\dot{U}_2,$$

$$\dot{I}_2 = h_{21}\dot{I}_1 + h_{22}\dot{U}_2.$$

Отсюда вытекают смысл и наименование h -параметров:

$$h_{11} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{U}_2=0} \quad - \text{входное сопротивление транзистора при коротком замыкании на выходе для переменной составляющей тока};$$

$$h_{12} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{I}_1=0} \quad - \text{коэффициент обратной связи по напряжению при разомкнутом входе для переменной составляющей тока (отношение переменных напряжений на входе и выходе, вызывающих одинаковый по величине и противоположный по направлению входной ток)};$$

$$h_{21} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{U}_2=0} \quad - \text{дифференциальный коэффициент передачи тока (отношение переменной составляющей выходного тока к вызвавшей его переменной составляющей входного тока)};$$

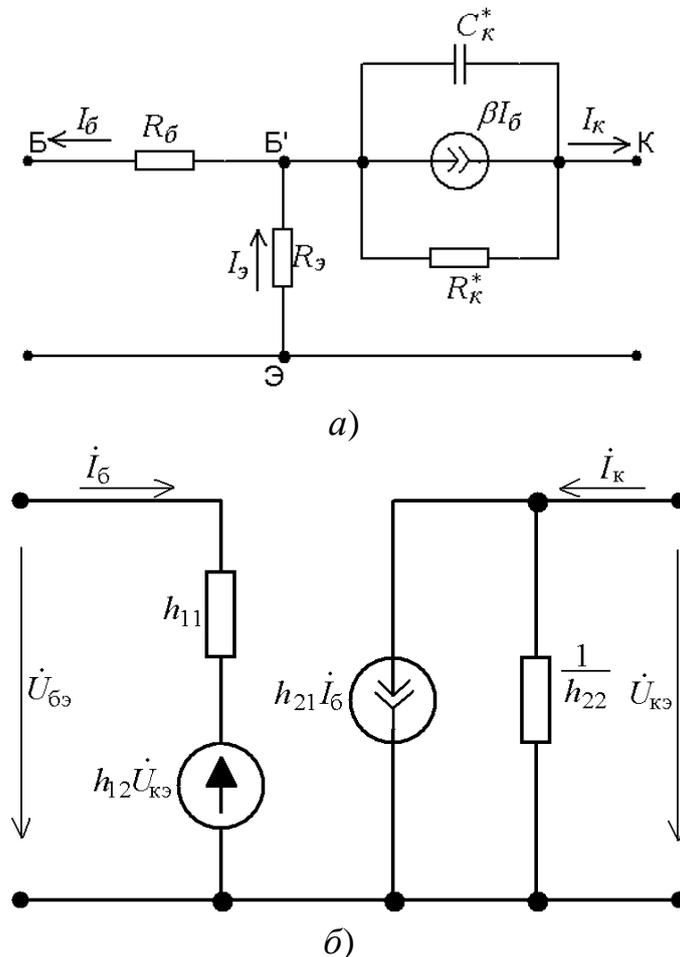
$$h_{22} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{I}_1=0} \quad - \text{выходная проводимость транзистора при разомкнутом входе для переменной составляющей тока (холостой ход входной цепи)}.$$

Система h -параметров носит название *смешанной* (гибридной) системы, так как ее параметры имеют различную размерность.

Величина параметров транзистора зависит от способа его включения, поэтому, как в данной системе, в обозначении параметра с помощью третьего индекса \bar{b} , $\bar{э}$, $\bar{к}$ отмечают схему включения. Для схемы с общим эмиттером, являющейся основной, третий индекс иногда опускают.

Систему h -параметров обычно используют на низких частотах, когда пренебрежимо малы емкостные составляющие токов. Необходимые для измерения параметров режимы короткого замыкания и холостого хода для переменной составляющей тока могут быть осуществлены на этих частотах сравнительно просто. Поэтому в технических условиях и справочниках по транзисторам низкочастотные параметры обычно приводятся в системе h .

На рисунке 2.6 приведены две распространенные малосигнальные эквивалентные схемы транзистора для включения с общим эмиттером.



а) – Т-образная; б) – в h -параметрах

Рисунок 2.6 – Малосигнальные эквивалентные схемы транзистора для включения с общим эмиттером

Определение h -параметров по характеристикам. Низкочастотные значения h -параметров можно найти с помощью входных и выходных характеристик.

Параметры h_{22} и h_{21} определяют по выходным характеристикам транзистора (см. рисунок 2.4). Должна быть задана или выбрана рабочая точка $A(I_B''', U_{KЭ}')$, в которой требуется найти параметры; затем при постоянном токе базы I_B''' задаем приращение коллекторного напряжения $\Delta U_{KЭ} = U_{KЭ}'' - U_{KЭ}'$ и находим получающееся при этом приращение тока коллектора ΔI_K . Тогда выходная проводимость транзистора на рисунке 2.4:

$$h_{22Э} = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{KЭ}} \right|_{I_B = const} = \frac{0.05 \cdot 10^{-3}}{5} = 10 \text{ мкА} / \text{В}.$$

Выходная проводимость имеет положительное значение, так как увеличение напряжения сопровождается увеличением тока.

Далее при постоянном напряжении коллектора задаем приращение тока базы $\Delta I_B = I_B^{IV} - I_B'''$ и определяем получающееся при этом приращение тока коллектора $\Delta I_K'$. Тогда дифференциальный коэффициент передачи тока базы на рисунке 2.4:

$$h_{21Э} = - \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \right|_{U_{KЭ} = const} = - \frac{1 \cdot 10^{-3}}{20 \cdot 10^{-6}} = -50.$$

Знак минус означает, что направление одного из токов (коллекторного в транзисторах типа $p-n-p$ и эмиттерного в транзисторах типа $n-p-n$) противоположно положительному направлению соответствующего тока в эквивалентном четырехполюснике (см. рисунок 2.5).

Параметры входной цепи $h_{11Э}$ и $h_{12Э}$ определяют по входным характеристикам транзистора (см. рисунок 2.2). В той же рабочей точке $A(U_{KЭ} = U_{KЭ}' = -5\text{В}, I_B = I_B''' = 60 \text{ мкА})$ задаем приращение тока базы ΔI_B при постоянном напряжении коллектора $U_{KЭ}'$ и находим получающееся при этом приращение напряжения базы $\Delta U_{БЭ}$. Тогда входное сопротивление транзистора на рисунке 2.2:

$$h_{11Э} = \left. \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_B} \right|_{U_{KЭ} = const} = \frac{50 \cdot 10^{-3}}{40 \cdot 10^{-6}} = 1250 \text{ Ом}.$$

Затем при постоянном токе базы I_B''' задаем приращение напряжения коллектора $\Delta U_{KЭ} = U_{KЭ}'' - U_{KЭ}'$ и определяем получающееся при этом приращение напряжения базы $\Delta U_{БЭ}'$. Тогда коэффициент обратной связи по напряжению на рисунке 2.2:

$$h_{12Э} = \left. \frac{\Delta U_{БЭ}'}{\Delta U_{KЭ}} \right|_{I_B = const} = \frac{-25 \cdot 10^{-3}}{-5} = 5 \cdot 10^{-3}.$$

Аналогично могут быть определены по соответствующим характеристикам параметры транзистора в других схемах включения.

Более точные результаты дает непосредственное измерение параметров с помощью специальных измерительных приборов.

Заметим также, что параметры транзистора в разных схемах включения однозначно связаны между собой и при необходимости всегда можно перейти от одной системы параметров к другой с помощью формул.

2.5 Пример построения линий максимально допустимой мощности на выходных характеристиках транзистора

Требуется на выходных характеристиках транзистора КТ3102А для схемы с общим эмиттером построить линии максимально допустимой мощности при температуре окружающей среды 30 и 50 °С, если максимально допустимая температура перехода $T_{П\text{ МАХ}} = 125$ °С, а тепловое сопротивление переход-среда $R_{П-С} = 400$ °С/Вт [2].

Подключение необходимых библиотек математических моделей ЭРЭ.

В данном примере для использования математической модели биполярного транзистора КТ3102А был подключен файл `my_transistor.lib`.

Схема включения транзистора КТ3102А.

Рассмотрим схему измерения статических выходных характеристик биполярного транзистора (рисунок 2.7). Транзистор включен по схеме с общим эмиттером. К базе транзистора подключается источник постоянного тока $I1 = 0.6$ мА; к коллектору – источник постоянного напряжения $V1 = 10$ В.

Необходимо помнить, что для транзисторов структуры *p-n-p* питающее напряжение должно быть отрицательным.

Для размещения графического образа транзистора следует воспользоваться командой Component/Analog Primitives/Active Devices/NPN (или Component/Analog Primitives/Active Devices/PNP, в зависимости от структуры применяемого транзистора). В появившемся диалоговом окне выбираем из списка модель транзистора КТ3102А.

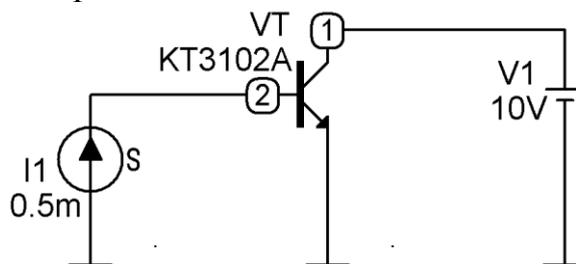


Рисунок 2.7 – Схема включения биполярного транзистора структуры *n-p-n*

Внимание! При размещении графических образов транзисторов NPN или PNP в списке моделей появляются модели транзисторов либо структуры *n-p-n*, либо структуры *p-n-p*, соответственно. Таким образом, перед началом

моделирования следует установить по справочнику какой структуры транзистор, данный в варианте задания.

В настоящем примере транзистор КТ3102А имеет *n-p-n* структуру [2]. Заметим также, что программа MicroCAP присвоила номера точек 1 и 2, так как это показано на рисунке 2.7.

Построение выходных статических характеристик.

Построение выходных статических характеристик производится по команде Analysis/DC. На строках Variable 1 и Variable 2 указываем имена варьируемых переменных – источников напряжения V1 и I1, соответственно. В данном случае предполагается, что во внешнем цикле будет изменяться напряжение $U_{КЭ}$ (источник V1), а во внутреннем цикле будет изменяться ток базы I_B (за счет источника I1).

Границы варьирования и шаг изменения переменных при построении семейств ВАХ обычно подбирают экспериментально с учетом качественного и количественного анализа получающихся графиков. **Следует помнить, что в математических моделях ЭРЭ формата SPICE, применяемых в программе MicroCAP, не существует ограничений на предельно допустимые режимы работы.** Другими словами, для транзистора КТ3102А на экране компьютера можно получить семейство ВАХ при любом токе коллектора и любом напряжении коллектор-эмиттер. Следовательно, при моделировании входных и выходных статических характеристик необходимо искусственно ограничивать пределы варьирования переменных так, чтобы значения I_K , $U_{КЭ}$, I_B , $U_{БЭ}$ не выходили за пределы максимально допустимых значений, согласно справочных сведений на транзистор.

В данном примере экспериментально подобраны следующие значения. Пределы варьирования переменной V1 от **10В** до **0.01В** с шагом **0.01В**. Пределы варьирования переменной I1 от **0.6 мА** до **0 мА** с шагом **0.05 мА**, что обеспечивает построение десяти ветвей тока коллектора в пределах от 11 мА до 100 мА. Максимально допустимый постоянный ток коллектора транзистора КТ3102А составляет 100 мА [2].

В столбце P указываем цифру **1** – номер графика, на котором будет построено семейство ВАХ. В столбце X Expression указываем выражение **VCE(VT)**, что соответствует напряжению коллектор-эмиттер $U_{КЭ}$ транзистора VT. В столбце Y Expression указываем выражение **IC(VT)** – ток коллектора.

Результат построения семейства выходных статических характеристик транзистора КТ3102А представлен на рисунке 2.8.

Для того, чтобы узнать при каких токах базы были получены ветви выходных характеристик следует воспользоваться командой Scope / Label Branches. В результате возле каждой из коллекторных ветвей появятся числовые значения тока базы I1. Иногда после применения этой команды числовые значения не появляются. В этом случае следует повторить команду и в диало-

говом окне **Label Curves Branches** вручную указать координату по оси абсцисс размещения числовых значений (User selected location, X =).

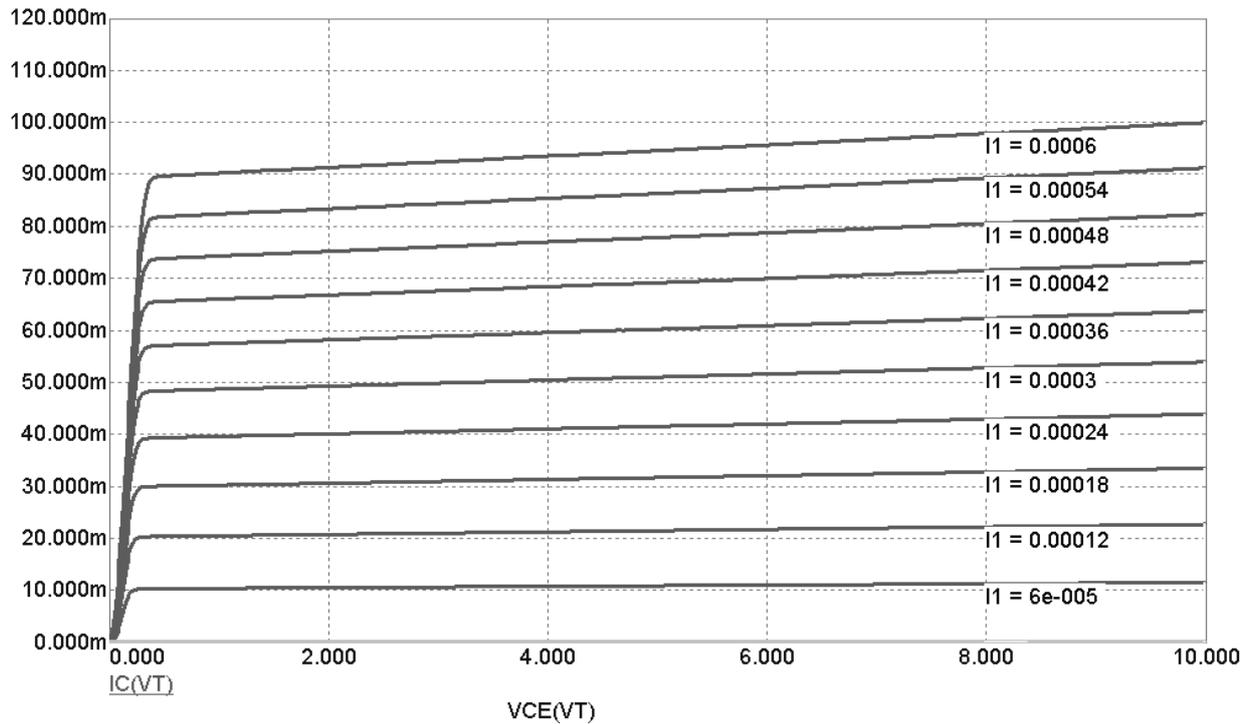


Рисунок 2.8 – Семейство выходных статических характеристик транзистора

Построение линий максимально допустимой мощности.

Найдем максимальную мощность, рассеиваемую в транзисторе при температуре $T_{\text{Ср}} = 30\text{ }^{\circ}\text{C}$ и $T_{\text{Ср}} = 50\text{ }^{\circ}\text{C}$ по формуле:

$$P_{\text{КЭ max}} = \frac{T_{\text{П max}} - T_{\text{Ср}}}{R_{\text{П-С}}},$$

где $T_{\text{П max}}$ – максимально допустимая температура перехода; $R_{\text{П-С}}$ – тепловое сопротивление переход-среда.

Учитывая, что для транзистора КТ3102А согласно [2] $T_{\text{П max}} = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$ и $R_{\text{П-С}} = 400\text{ }^{\circ}\text{C/Вт}$ получим:

$$P_{\text{КЭ max}} = 0.238\text{ Вт при } T_{\text{Ср}} = 30\text{ }^{\circ}\text{C};$$

$$P_{\text{КЭ max}} = 0.188\text{ Вт при } T_{\text{Ср}} = 50\text{ }^{\circ}\text{C}.$$

Известно, что $P_{\text{КЭ}} = U_{\text{КЭ}} \cdot I_{\text{К}}$, следовательно, для построения линий максимально допустимой мощности при $T_{\text{Ср}} = 30\text{ }^{\circ}\text{C}$ и $T_{\text{Ср}} = 50\text{ }^{\circ}\text{C}$ необходимо построить два графика зависимости $I_{\text{К max}} = \frac{P_{\text{КЭ max}}}{U_{\text{КЭ}}}$. Чтобы совместить эти

линии с семейством выходных характеристик $I_{\text{К}} = f(U_{\text{КЭ}})$ нужно с столбце Р указать цифру **1**. В строках X Expression в обоих случаях указываем выраже-

ние $V_{CE}(VT)$ – напряжение $U_{КЭ}$, в строках Y Expression указываем выражение $0.238/V_{CE}(VT)$ и $0.188/V_{CE}(VT)$ для $T_{CP} = 30\text{ }^{\circ}\text{C}$ и $T_{CP} = 50\text{ }^{\circ}\text{C}$, соответственно.

Результат построения линий максимально допустимой мощности, совмещенных с выходными ВАХ, представлен на рисунке 2.9.

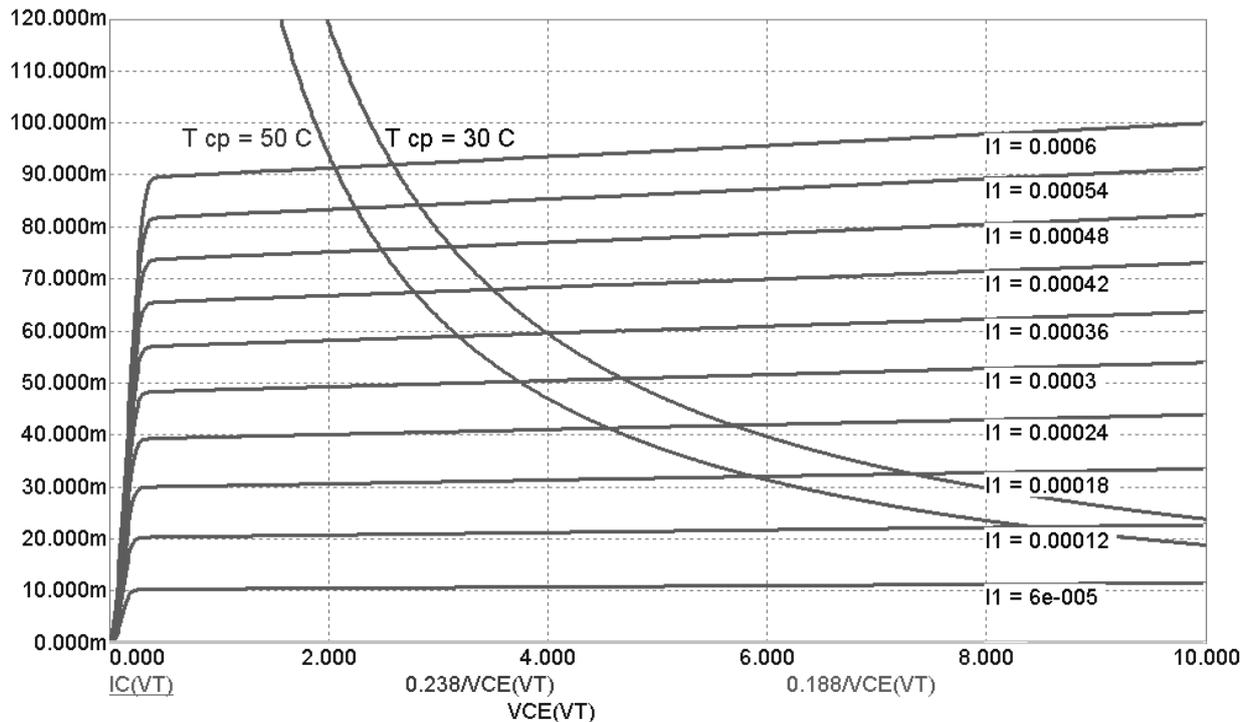


Рисунок 2.9 – Выходные статические характеристики и линии максимально допустимой мощности

2.6 Лабораторное задание

Внимание! Перед началом выполнения лабораторного задания следует убедиться в том, что библиотеки математических моделей отечественных транзисторов подключены.

1. Согласно варианту задания, пользуясь справочными данными по транзисторам, установить его структуру, максимально допустимый постоянный ток коллектора $I_{К\text{ max}}$.

2. Изобразить в программе MicroCAP схему включения транзистора для измерения входных ВАХ (рисунок 2.10), учитывая при этом структуру транзистора и полярность источников постоянного напряжения.

3. Построить семейство входных вольт-амперных характеристик $I_B = f(U_{БЭ})$. Пределы варьирования $U_{БЭ}$ от 0 до 1 В. Пределы варьирования $U_{КЭ}$ от 0 до 1 В; шаг приращения $U_{КЭ}$ выбрать самостоятельно таким образом,

чтобы получить 4-5 ветвей. Нанести на каждую ветвь семейства ВАХ значение $U_{КЭ}$, при котором эта ветвь получена.

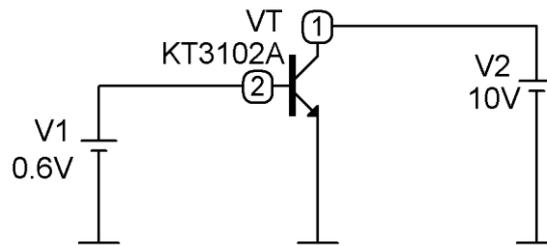


Рисунок 2.10 – Схема включения транзистора структуры *n-p-n* для измерения входных ВАХ

4. Согласно методике, изложенной в пункте 2.4, измерить в режиме электронного курсора  параметры $h_{11Э}$ и $h_{12Э}$. Переход ползунков электронного курсора от одной кривой к другой осуществляется с помощью клавиш «стрелка вниз» или «стрелка вверх». Точку *A* выбрать на середине линейного (омического) участка ВАХ. Вычисления и результаты расчета привести в отчете.

5. Изобразить в программе MicroCAP схему включения транзистора для измерения выходных ВАХ (рисунок 2.7), учитывая при этом структуру транзистора и полярность источников постоянного напряжения.

6. Построить семейство выходных вольт-амперных характеристик $I_K = f(U_{КЭ})$. Пределы варьирования $U_{КЭ}$ от 0 до 10 В. Пределы варьирования I_B от 0 до значения, при котором $I_K = I_{K \max}$; шаг приращения I_B выбрать самостоятельно таким образом, чтобы получить 7-8 ветвей. Нанести на каждую ветвь семейства ВАХ значение I_B , при котором эта ветвь получена.

7. Согласно методике, изложенной в пункте 2.4, измерить в режиме электронного курсора  параметры $h_{21Э}$ и $h_{22Э}$. Переход ползунков электронного курсора от одной кривой к другой осуществляется с помощью клавиш «стрелка вниз» или «стрелка вверх». Точку *A* выбрать на уровне $U_{КЭ} = 5$ В. Вычисления и результаты расчета привести в отчете.

2.7 Контрольные вопросы

1. Как устроен биполярный транзистор?
2. Как объяснить вид входных и выходных характеристик статических характеристик транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером?
3. В чем преимущества системы h -параметров биполярного транзистора?
4. Какие параметры транзистора приводятся в его справочных данных?
5. Каков физический смысл каждого из h -параметров?
6. Каково влияние на входные характеристики транзистора большого обратного напряжения, поданного на коллектор?
7. Какова зависимость коэффициента передачи тока базы от напряжения коллектора и от тока эмиттера?

2.8 Варианты задания

Номер варианта	Транзистор
1	КТ315А
2	КТ351А
3	КТ342А
4	КТ357А
5	КТ3117А
6	КТ361А
7	КТ503А
8	КТ3107А
9	КТ604А
10	КТ502А
11	КТ809А
12	КТ814А
13	Q2Т201А
14	Q2Т203А
15	Q2Т208А
16	Q2Т312А
17	Q2Т313А
18	Q2Т316В
19	Q2Т325А
20	Q2Т326А
21	КТ968А
22	Q2Т928А
23	Q2Т908А
24	Q2Т830А
25	Q2Т632А

3 ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №3 – ИЗМЕРЕНИЕ ПРЕДЕЛЬНОЙ ЧАСТОТЫ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА

3.1 Цель работы

В ходе выполнения настоящей работы предусматривается:

- 1) исследование частотных зависимостей биполярного транзистора;
- 2) изучение причин уменьшения коэффициента передачи тока биполярного транзистора на высоких частотах;
- 3) приобретение навыков построения сложных целевых функций;
- 4) измерение предельной частоты передачи тока биполярного транзистора.

3.2 Порядок выполнения работы

1. Изучить методические указания к лабораторной работе.
2. Письменно, в отчете по лабораторной работе ответить на контрольные вопросы.
3. Внимательно ознакомиться с примером, приведенном в пункте 3.4.
4. Провести исследование зависимости коэффициента передачи тока эмиттера от частоты.
5. Провести исследование зависимости коэффициента передачи тока базы от частоты.
6. Сделать выводы по работе.

Внимание! Отчет по лабораторной работе в обязательном порядке должен содержать: схемы включения, графики зависимостей, все необходимые расчеты и их результаты, текстовые пояснения. На графиках в отчете должны присутствовать единицы измерения, масштаб, цена деления.

3.3 Динамические свойства транзисторов

Обозначим коэффициент передачи переменной составляющей тока эмиттера $h_{21\beta}$ на высокой частоте символом α_{ω} . Коэффициент передачи переменной составляющей тока эмиттера связан линейной зависимостью с коэффициентами инжекции, переноса тока и переноса заряда:

$$\alpha_{\omega} = \gamma_{\omega} \nu_{\omega} M_{\omega},$$

где γ_{ω} , ν_{ω} – коэффициенты инжекции и переноса переменной составляющей тока эмиттера; M_{ω} – коэффициент переноса заряда в коллекторном переходе на высокой частоте.

На высокой частоте эти коэффициенты могут уменьшаться, что приводит к уменьшению коэффициента передачи тока эмиттера α_{\sim} . Возникает сдвиг по фазе между токами коллектора и эмиттера, коэффициент α_{\sim} становится комплексным. Рассмотрим этот вопрос подробнее.

Коэффициент инжекции на высокой частоте. С ростом частоты наблюдается уменьшение коэффициента инжекции γ , что обусловлено увеличением емкостной составляющей тока эмиттерного перехода i_C , так как с ее учетом коэффициент инжекции:

$$\gamma_{\sim} = \frac{i_{ЭP}}{i_{ЭP} + i_C}.$$

Электронной составляющей тока эмиттера можно пренебречь.

Так как дырочная составляющая тока эмиттера $i_{ЭP}$ пропорциональна проводимости эмиттерного перехода $g_{11б}$, а емкостная составляющая i_C – емкости эмиттерного перехода $C_{Э}$ и частоте ω , то коэффициент инжекции представляет собой комплексную величину:

$$\gamma_{\sim} = \frac{g_{11б}}{g_{11б} + j\omega C_{Э}} = \frac{1}{1 + j\omega/\omega_{\gamma}},$$

где $\omega_{\gamma} = \frac{g_{11б}}{C_{Э}}$ – предельная частота инжекции.

Модуль коэффициента инжекции:

$$|\gamma_{\sim}| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2/\omega_{\gamma}^2}},$$

при $\omega = \omega_{\gamma}$ равен $\frac{1}{\sqrt{2}}$.

Известно, что $g_{11б} = \chi I_{Э}$, где $\chi = \frac{q}{kT}$, следовательно:

$$\omega_{\gamma} = \frac{\chi I_{Э}}{C_{Э}}.$$

В дрейфовых транзисторах емкость эмиттерного перехода ниже, чем в сплавных транзисторах, поэтому эффект падения коэффициента инжекции γ с ростом частоты менее заметен.

Диффузия носителей заряда в динамическом режиме. На высокой частоте вследствие инерционности диффузионных процессов распределение концентрации носителей заряда в базе транзистора отличается от статического. Для нахождения этого распределения можно воспользоваться, как и в статическом режиме, уравнением непрерывности:

$$D_p \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} - \frac{p - p_n}{\tau_p} = \frac{\partial p}{\partial t},$$

но производная $\frac{\partial p}{\partial t}$ здесь уже не равна нулю.

Пусть напряжение эмиттера $u_{ЭБ}$ состоит из постоянной составляющей $U_{ЭБ}$ и переменной составляющей $u_{ЭБ\sim} = U_{ЭБ} \cdot \exp(j\omega t)$:

$$u_{ЭБ} = U_{ЭБ} + u_{ЭБ\sim} = U_{ЭБ} + U_{ЭБ} \cdot \exp(j\omega t).$$

Тогда концентрация носителей заряда на эмиттерном переходе будет зависеть от времени:

$$p_{Э} = p_n \cdot \exp[\chi(U_{ЭБ} + u_{ЭБ\sim})] = p_n \cdot \exp(\chi U_{ЭБ}) \cdot \exp(\chi u_{ЭБ\sim}) = p_{Э0} \cdot \exp(\chi u_{ЭБ\sim}), \quad (3.1)$$

где

$$p_{Э0} = p_n \cdot \exp(\chi U_{ЭБ}).$$

Рассмотрим случай, когда переменное напряжение эмиттера $u_{ЭБ\sim} \ll \frac{kT}{q}$. Это *режим малых колебаний*, часто встречающийся в усилительных транзисторах. Требование малости колебаний означает, что, например, при $T = 300$ К переменное напряжение эмиттера $u_{ЭБ\sim}$ должно быть меньше 26 мВ. Заметим, что на постоянную составляющую при этом не накладывается каких-либо ограничений, и она может быть любой, в частности равной нулю.

При малом переменном напряжении $u_{ЭБ\sim}$ можно взять приближенное выражение для экспоненты: $\exp(\chi u_{ЭБ\sim}) \approx 1 + \chi u_{ЭБ\sim}$. Тогда уравнение (3.1) приобретает вид:

$$p_{Э} = p_{Э0}(1 + \chi u_{ЭБ\sim}) = p_{Э0} + p_{Э\sim}, \quad (3.2)$$

где

$$p_{Э\sim} = p_{Э0} \chi u_{ЭБ\sim} = p_{Э0} \chi U_{ЭБ} \cdot \exp(j\omega t).$$

Таким образом, концентрация носителей заряда на границе эмиттерного перехода с базой состоит из постоянной и переменной составляющих.

Обозначив

$$p_{mЭ} = p_{Э0} \chi U_{ЭБ},$$

из уравнения (3.2) получим:

$$p_{Э} = p_{Э0} + p_{mЭ} \cdot \exp(j\omega t).$$

Напряжение коллекторного перехода будем считать постоянным, т.е. $p_{К} = p_{К0}$ и $p_{К\sim} = 0$.

При гармоническом законе изменения переменного напряжения эмиттера $U_{ЭБ} \cdot \exp(j\omega t)$ концентрация носителей заряда на эмиттерном переходе изменяется тоже по гармоническому закону. По такому же закону, очевидно, будет изменяться и концентрация носителей заряда в базе транзистора:

$$p = p_0 + p_m \cdot \exp(j\omega t).$$

Отсюда

$$\frac{\partial p}{\partial t} = j\omega p_m \cdot \exp(j\omega t); \quad \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} = \frac{\partial^2 p_0}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 p_m}{\partial x^2} \cdot \exp(j\omega t).$$

Тогда уравнение непрерывности, которое запишется в виде:

$$D_p \left(\frac{\partial^2 p_0}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 p_m}{\partial x^2} \cdot \exp(j\omega t) \right) - \frac{1}{\tau_p} (p_0 + p_m \cdot \exp(j\omega t) - p_n) = j\omega p_m \cdot \exp(j\omega t),$$

распадается на два уравнения:

$$\frac{\partial^2 p_0}{\partial x^2} - \frac{p_0 - p_n}{L_p^2} = 0; \quad \frac{\partial^2 p_m}{\partial x^2} - \frac{p_m}{L_\omega^2} = 0.$$

Здесь

$$L_\omega^2 = \frac{D_p \tau_p}{1 + j\omega \tau_p} = \frac{L_p^2}{1 + j\omega \tau_p}$$

Величина L_ω может быть названа *комплексной диффузионной длиной*.

Второе уравнение, связывающее переменные составляющие, имеет следующее решение:

$$p_\sim = \frac{p_{\text{Э}\sim}}{\text{sh} \frac{\omega}{L_\omega}} \text{sh} \frac{\omega - x}{L_\omega}; \quad \frac{dp_\sim}{dx} = - \frac{p_{\text{Э}\sim}}{L_\omega \text{sh} \frac{\omega}{L_\omega}} \text{ch} \frac{\omega - x}{L_\omega}.$$

Таким образом, найдена зависимость концентрации носителей заряда в базе от координаты x и частоты переменного напряжения эмиттера ω .

Коэффициент переноса на высокой частоте. Коэффициент переноса переменной составляющей дырочного тока эмиттера в коллектор

$$\nu_\sim = \frac{i_{\text{кп}\sim}}{i_{\text{эп}\sim}}.$$

Вследствие инерционности диффузионных процессов его значение на высокой частоте отличается от значения на постоянном токе ν_0 .

Известно, что переменная составляющая дырочного тока эмиттера:

$$i_{\text{эп}\sim} = -\Pi q D_p \left. \frac{dp_\sim}{dx} \right|_{x=0}.$$

Переменная составляющая тока инжекции у коллектора:

$$i_{\text{кп}\sim} = -\Pi q D_p \left. \frac{dp_\sim}{dx} \right|_{x=\omega}.$$

Отсюда коэффициент переноса переменной составляющей дырочного тока эмиттера:

$$v_{\sim} = \frac{\left. \frac{dp_{\sim}}{dx} \right|_{x=\omega}}{\left. \frac{dp_{\sim}}{dx} \right|_{x=0}} = \frac{1}{ch \frac{\omega}{L_{\omega}}}. \quad (3.3)$$

На практике обычно используют приближенное выражение для коэффициента переноса, которое получается из (3.3), если взять два первых члена разложения в ряд гиперболического косинуса:

$$ch \frac{\omega}{L_{\omega}} \approx 1 + \frac{\omega^2}{2L_{\omega}^2}.$$

Тогда получим:

$$v_{\sim} = \frac{1}{1 + \frac{\omega^2}{2L_{\omega}^2}} = \frac{1}{1 + \omega^2 \left(\frac{1}{2L_{\omega}^2} + j\omega\tau_p \right)} \approx \frac{1}{1 + \frac{\omega^2}{2L_p^2} + j \frac{\omega}{\frac{2D_p}{\omega^2}}}.$$

Обозначив $\omega_v = \frac{2D_p}{\omega^2} = \frac{1}{\tau_{\text{эф}}}$ и $1 + \frac{\omega^2}{2L_p^2} = \frac{1}{v_0}$ получим:

$$v_{\sim} \approx \frac{v_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_v}}. \quad (3.4)$$

Таким образом, коэффициент переноса переменной составляющей тока эмиттера на высокой частоте является комплексной величиной. Ее модуль:

$$|v_{\sim}| = \frac{v_0}{\sqrt{1 + \omega^2/\omega_v^2}}.$$

С ростом частоты модуль коэффициента переноса тока уменьшается.

На частоте $\omega = \omega_v$ модуль $|v_{\sim}| = \frac{v_0}{\sqrt{2}}$.

Величину ω_v называют *предельной частотой коэффициента переноса тока эмиттера*. Предельная частота коэффициента переноса зависит от толщины базы. Например, для германиевого транзистора типа *p-n-p*, имеющего толщину базы $h = 50$ мкм, $\omega_v = 3.52 \cdot 10^6 \text{ с}^{-1}$, $f_v = 560$ кГц.

Фазовый угол коэффициента передачи тока, согласно выражению (3.4):

$$\varphi_v \approx \arctg \frac{\omega}{\omega_v}. \quad (3.5)$$

С ростом частоты фазовый угол, определяющий отставание тока коллектора от тока эмиттера, увеличивается. На частоте $\omega = \omega_v$ фазовый угол, согласно точной формуле (3.3), равен 57° . Приближенная зависимость (3.5) дает $\varphi = 45^\circ$. Поэтому, если необходима более высокая точность, в выражение

(3.4) вводят поправочный множитель $\exp(-jm\omega/\omega_v)$, в котором величина m представляет собой поправку на фазовый сдвиг, соответствующий частоте $\omega = \omega_v$. Так как формула (3.4) на частоте $\omega = \omega_v$ дает ошибку по фазе 12° , или 0.2 рад, то $m = 0.2$. Итак,

$$v_{\sim} = \frac{v_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_v}} \exp \frac{-jm\omega}{\omega_v}.$$

Установлено, что практически это соотношение выполняется до частот $\omega = 5\omega_v$, но величина m зависит от характера распределения примесей в базе. В сплавных транзисторах, у которых примеси в базе распределены равномерно, $m = 0.2$. В дрейфовых транзисторах, изготовляемых методом диффузии, фазовая поправка $m = 0.6 - 0.8$.

Динамические процессы в коллекторном переходе. Если толщина коллекторного перехода δ_K соизмерима с толщиной базы, что типично для дрейфовых транзисторов, то на прохождение носителей заряда через коллекторный переход влияет их время пролета:

$$\tau_K = \frac{\delta_K}{v_K}.$$

Напряженность электрического поля в коллекторном переходе обычно выше критической, поэтому носители заряда движутся через переход с постоянной скоростью v_K , зависящей только от вида материала.

Уменьшение коэффициента передачи α , обусловленное временем пролета τ_K , можно охарактеризовать коэффициентом переноса:

$$M_{\sim} \approx \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_K}},$$

где $\omega_K \approx 2/\tau_K$ предельная частота пролета через коллекторный переход.

Зависимость коэффициента передачи тока эмиттера от частоты. Учитывая действие всех трех факторов – емкости эмиттерного перехода, времени пролета через базу и времени пролета через коллекторный переход – на ток в коллекторной цепи, можно записать следующее выражение для коэффициента передачи тока эмиттера:

$$\alpha_{\sim} \approx \frac{\alpha_0}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_\gamma}\right) \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_v}\right) \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_K}\right)},$$

где $\alpha_0 = \gamma_0 v_0 M_0$.

Обычно главную роль играют процесс инжекции и пролет носителей заряда через базу. Если основным является второй фактор, то для α_{\sim} справед-

ливо соотношение (3.4), которое в этом случае можно записать так:

$$\alpha_{\sim} = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{\alpha}}}. \quad (3.6)$$

Величину ω_{α} называют *предельной частотой коэффициента передачи тока эмиттера*.

Коэффициент передачи тока базы на высокой частоте. Обозначим для удобства дифференциальный коэффициент передачи тока базы $h_{21Э}$ на высокой частоте символом β_{\sim} . Частотную зависимость этого коэффициента можно получить, используя соотношение $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$:

$$\beta_{\sim} = \frac{\alpha_{\sim}}{1 - \alpha_{\sim}}.$$

Отсюда и из (3.6) найдем, что:

$$\beta_{\sim} = \frac{1}{\frac{1}{\alpha_0} - 1 + j \frac{\omega}{\omega_{\alpha} \alpha_0}} = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0} \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\alpha_0 \omega_{\alpha}}}$$

Обозначим

$$\omega_{\beta} = (1 - \alpha_0) \omega_{\alpha}.$$

Учтя, что $\beta_0 = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0}$ есть статический дифференциальный коэффициент передачи тока базы, получим:

$$\beta_{\sim} = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{\beta}}}. \quad (3.7)$$

Сравнивая выражение (3.7) с (3.6) и (3.4), можно сделать вывод, что зависимость коэффициента передачи тока базы от отношения ω/ω_{β} носит такой же характер, как и зависимость коэффициента передачи тока эмиттера α_{\sim} от отношения ω/ω_{α} .

Модуль коэффициента передачи тока базы, как видно из выражения (3.7):

$$|\beta_{\sim}| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \omega^2/\omega_{\beta}^2}}. \quad (3.8)$$

Величину ω_{β} , а также $f_{\beta} = \omega_{\beta}/2\pi$ называют *предельной частотой коэффициента передачи тока базы*. При $\omega = \omega_{\beta}$ ($f = f_{\beta}$) модуль коэффициента пе-

передачи тока базы $|\beta| = \frac{\beta_0}{\sqrt{2}}$. Частота f_β , согласно ГОСТу [3], обозначается f_{h21} .

Из соотношения $\omega_\beta = (1 - \alpha_0)\omega_\alpha$ видно, что $\omega_\beta \ll \omega_\alpha$. Причина такой более резкой зависимости коэффициента передачи тока базы от частоты поясняется векторной диаграммой рисунок 3.1, из которой видно, что уже при небольшом угле сдвига фазы φ между током коллектора и током эмиттера, соответствующем сравнительно низким частотам (малым отношениям ω/ω_α), амплитуда переменной составляющей тока базы I_B резко возрастает и, хотя амплитуда переменной составляющей тока коллектора I_K еще не падает, коэффициент передачи тока базы $\beta_\sim = \frac{I_K}{I_B}$ заметно уменьшается.

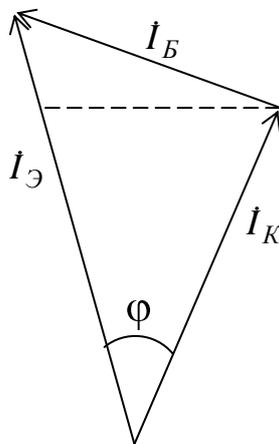


Рисунок 3.1 – Векторная диаграмма

При $\omega/\omega_\beta \gg 1$ в выражении (3.8) можно пренебречь единицей под корнем. Тогда получаем, что произведение $|\beta_\sim|f$ в этом диапазоне частот является постоянной величиной:

$$|\beta_\sim|f = \beta_0 f_\beta = \text{const.}$$

Данный вывод хорошо подтверждается экспериментально вплоть до частоты $f_{ГР}$, на которой $|\beta_\sim| = 1$. Частоту $f_{ГР}$, называемую граничной частотой коэффициента передачи тока базы, используют в качестве параметра транзистора. Из равенства $|\beta_\sim|f = \beta_0 f_\beta = \text{const}$ следует, что:

$$f_{ГР} = |\beta_\sim|f.$$

Отсюда следует простой способ определения $f_{ГР}$: измеряют модуль коэффициента передачи тока базы $|\beta_\sim|$, на частоте f , в 3 – 4 раза большей частоты f_β , а затем вычисляют произведение $|\beta_\sim|f$, т.е. величину $f_{ГР}$.

3.4 Пример измерения предельной частоты биполярного транзистора

Требуется исследовать зависимость коэффициента передачи тока эмиттера от частоты $\alpha(f)$ у биполярного транзистора КТ3102А, включенного по схеме с общей базой. Требуется измерить предельную частоту коэффициента передачи тока эмиттера. Требуется получить зависимость фазового угла коэффициента передачи тока эмиттера от частоты $\varphi(f)$.

Подключение необходимых библиотек математических моделей ЭРЭ.

В данном случае для использования математической модели биполярного транзистора КТ3102А был подключен файл `mu_transistor.lib`.

Схема включения биполярного транзистора.

Биполярный транзистор КТ3102А включен по схеме с общей базой (рисунок 3.2). **Необходимо помнить, что для транзистора структуры $p-n-p$ питающее напряжение должно быть отрицательным.**

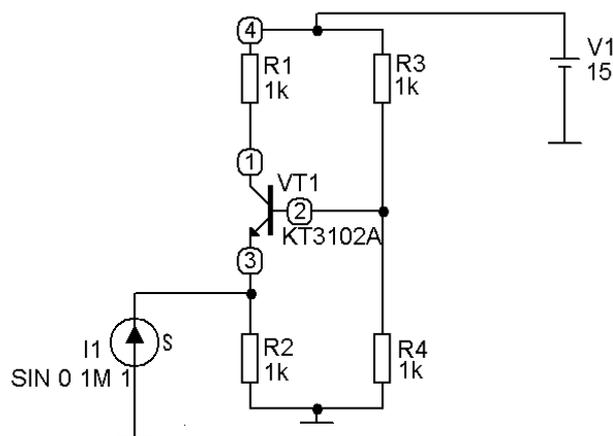


Рисунок 3.2 – Схема включения для измерения предельной частоты тока эмиттера

Точка 3 является на схеме входным узлом, точка 1 – выходным зажимом. Ко входному узлу подключен универсальный источник тока I_1 . Задание параметров источника тока аналогично заданию параметров для источника напряжения (см. прием №2 в разделе «Демонстрация основных возможностей MicroCAP 7»). В диалоговом окне свойств универсального источника тока I в списке `Transient format` следует выбрать параметр **SIN**. В появившихся строках ввода указываем параметры синусоидального сигнала:

I_0 **0** (уровень постоянной составляющей тока);

I_A **1m** (амплитуда входного тока 1 мА);

F_0 **1** (частота входного тока 1 Гц).

Остальные строки ввода остаются незаполненными. При нажатии на кнопку `Plot` в появившемся одноименном окне проконтролируем форму синусоидального сигнала согласно введенным данным (рисунок 3.3).

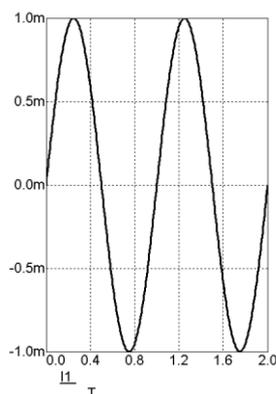


Рисунок 3.3 – Входной сигнал – синусоидальный ток

Анализ передачи тока эмиттера на низкой частоте.

Для анализа передачи тока эмиттера на низкой частоте (1 Гц) проводится моделирование во временной области Analysis/Transient. В диалоговом окне Transient Analysis Limits необходимо указать: в строке Time Range – продолжительность временного анализа **2** (2 с); в строке Maximum Time Step – приращение шага по времени **0.001** (0.001 с). Опцию Auto Scale Range следует включить. В столбцах P, X Expression, Y Expression вводятся следующие данные:

P	X Expression	Y Expression
1	t	IE(VT1)
2	t	IC(VT1)

Значение **t** во втором столбце – независимая переменная – время. Выражения в третьем столбце – ток эмиттера и ток коллектора на транзисторе VT1. Учитывая схему включения, ток коллектора численно равен коэффициенту передачи тока эмиттера на низкой частоте α_0 . Результат анализа во временной области представлен на рисунке 3.4.

В режиме электронного курсора  найдем значения удвоенной амплитуды (размаха) токов эмиттера и коллектора: $2I_E = 1.984$ мА и $2I_K = 1.972$ мА, соответственно. Модуль коэффициента передачи тока эмиттера на низкой частоте равен $\alpha_0 = \frac{2I_K}{2I_E} = \frac{1.972}{1.984} = 0.994$. Тогда модуль коэффициента передачи

тока эмиттера, соответствующий предельной частоте, равен $\alpha_{\sim} = \frac{\alpha_0}{\sqrt{2}} = \frac{0.994}{\sqrt{2}} = 0.703$. Заметим, что ток коллектора инвертирован относительно тока эмиттера и четверть периода является точкой минимума.

Исследование зависимости коэффициента передачи тока эмиттера от частоты $\alpha(f)$.

Для исследования зависимости коэффициента передачи тока эмиттера от частоты в схеме включения (рисунок 3.2) необходимо изменить значение частоты входного тока F0 на 10 МГц (записывается как **10MEG**). После выполнения команды Analysis/Transient в появившемся диалоговом окне Transi-

ent Analysis Limits указывается: в строке Time Range – продолжительность временного анализа **1u** (1 мкс); в строке Maximum Time Step – приращение шага по времени **1n** (1 нс). Остальные значения параметров аналогичны значениям в предыдущем этапе.

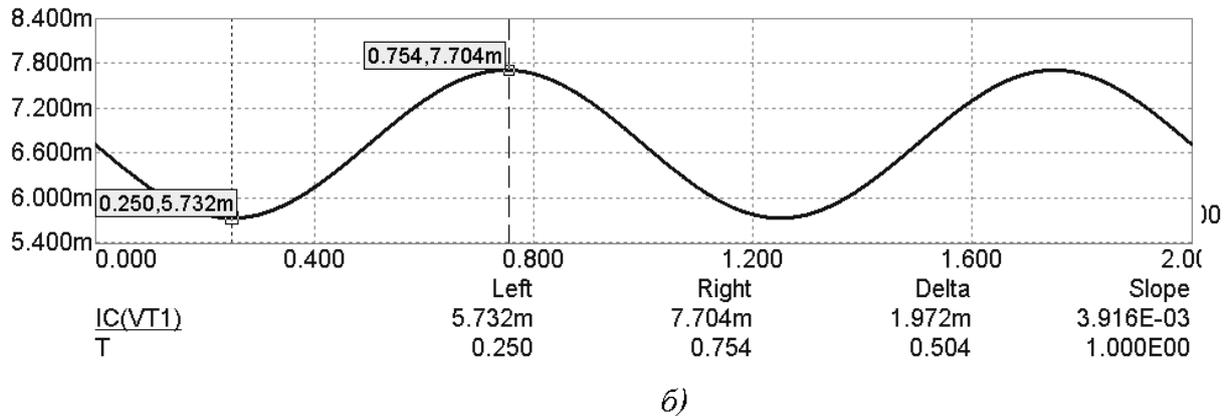
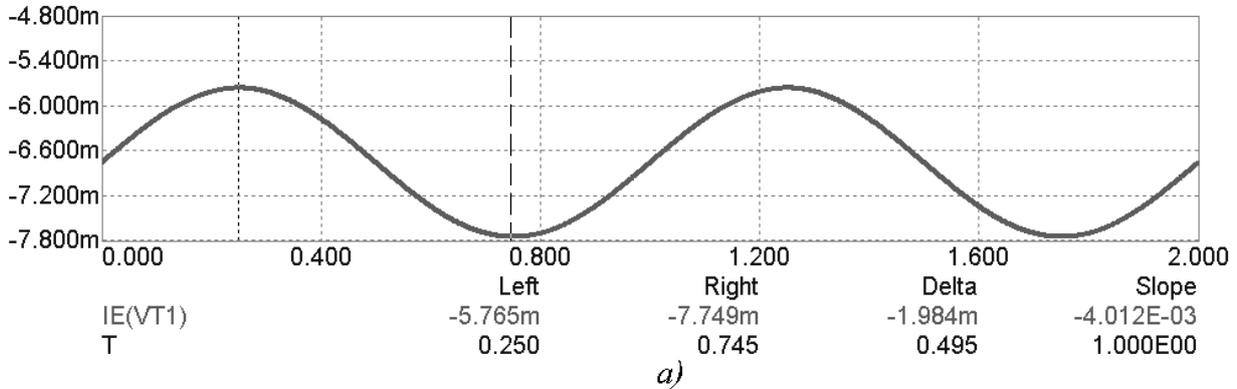


Рисунок 3.4 – Временная зависимость токов эмиттера (a) и коллектора (б) на частоте 1 Гц

После нажатия на кнопку Stepping в появившемся одноименном окне задаются следующие параметры:

- в строке ввода Step What выбираем из списка источник тока **I1**;
- в строке ввода, расположенной правее, выбираем из списка конкретный параметр – частоту синусоидального сигнала **sin.freq**;
- в строке From вводится **1MEG** (частота 1 МГц);
- в строке ввода To вводится **50MEG** (частота 50 МГц);
- в строке ввода Step Value указывается значение приращения частоты, которое зависит от быстродействия Вашего компьютера (например, для ПЭВМ с тактовой частотой 1 ГГц значение Step Value может быть **1MEG**);
- в блоке Step It выбираем параметр **Yes**

Таким способом задается многовариантный анализ коэффициента передачи тока эмиттера при различных частотах входного тока.

Результат анализа – семейство характеристик тока эмиттера и коллектора (см. рисунок 3.5) – в данном случае не является окончательным. Для обработки полученных результатов составляется целевая функция – зависи-

мость коэффициента передачи тока эмиттера от частоты $\alpha(f)$. Для построения целевой функции выполняется команда `Transient/Performance Windows/Add Performance Window`, после чего появляется новое окно `Performance`. Последовательность действий при составлении целевых функций была рассмотрена в приеме №12 раздела «Демонстрация основных возможностей MicroCAP 7». Здесь отметим лишь некоторые особенности. Для того, чтобы измерить модуль коэффициента передачи тока эмиттера, проще всего оценить отношение размаха колебаний тока коллектора к размаху колебаний тока эмиттера на каждой из частот:

$$\alpha_{\sim f} = \frac{I_{K \max} \sim f - I_{K \min} \sim f}{I_{\text{Э} \max} \sim f - I_{\text{Э} \min} \sim f}$$

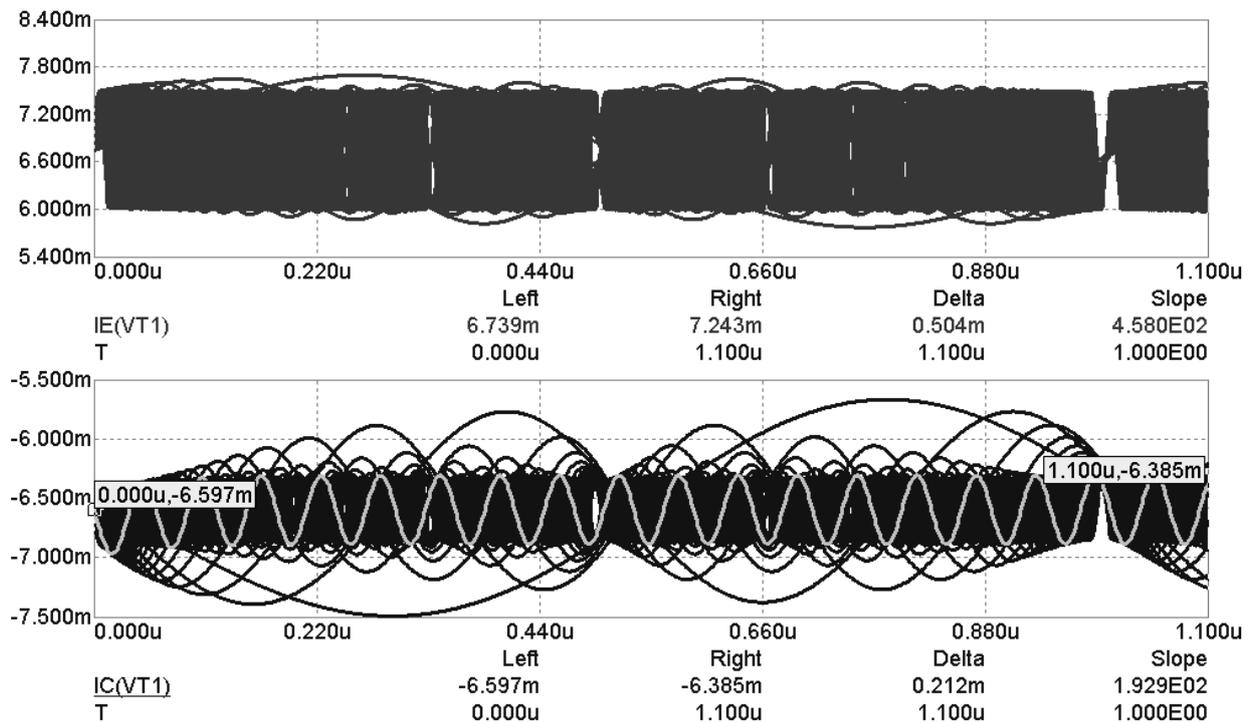


Рисунок 3.5 – Семейство характеристик тока эмиттера (вверху) и тока коллектора (выделено колебание частотой 17 МГц)

Для проведения подобного вычисления целесообразно использовать стандартный шаблон целевой функции $Y_Range(Expression, Boolean, N, X_Low, X_High)$, который находит диапазон изменения значений выражения $Expression$ на заданном промежутке X_Low, X_High (см. Приложение 2). Параметр $Boolean$ – логическая переменная – обычно равна 1 (разрешает построение целевой функции); параметр N – указывает номер периода, на котором происходит поиск. В данном случае целевая функция имеет вид:

$$Y_Range(IC(VT1), 1, 1, 0, 1e-006) / Y_Range(IE(VT1), 1, 1, 0, 1e-006),$$

где $IC(VT1)$ – ток коллектора транзистора $VT1$; $IE(VT1)$ – ток эмиттера транзистора $VT1$; промежуток от 0 до $1e-006$ соответствует диапазону изменения аргумента (Time Range) при проведении временного анализа (Transient).

Результат построения целевой функции приведен на рисунке 3.6. В режиме электронного курсора  находим, что ранее вычисленное значение $\alpha_{\sim} = \frac{\alpha_0}{\sqrt{2}} = \frac{0.994}{\sqrt{2}} = 0.703$ соответствует частоте около 16.7 МГц. Следовательно, по экспериментальным данным предельная частота передачи тока эмиттера для транзистора КТ3102А составляет 16.7 МГц.

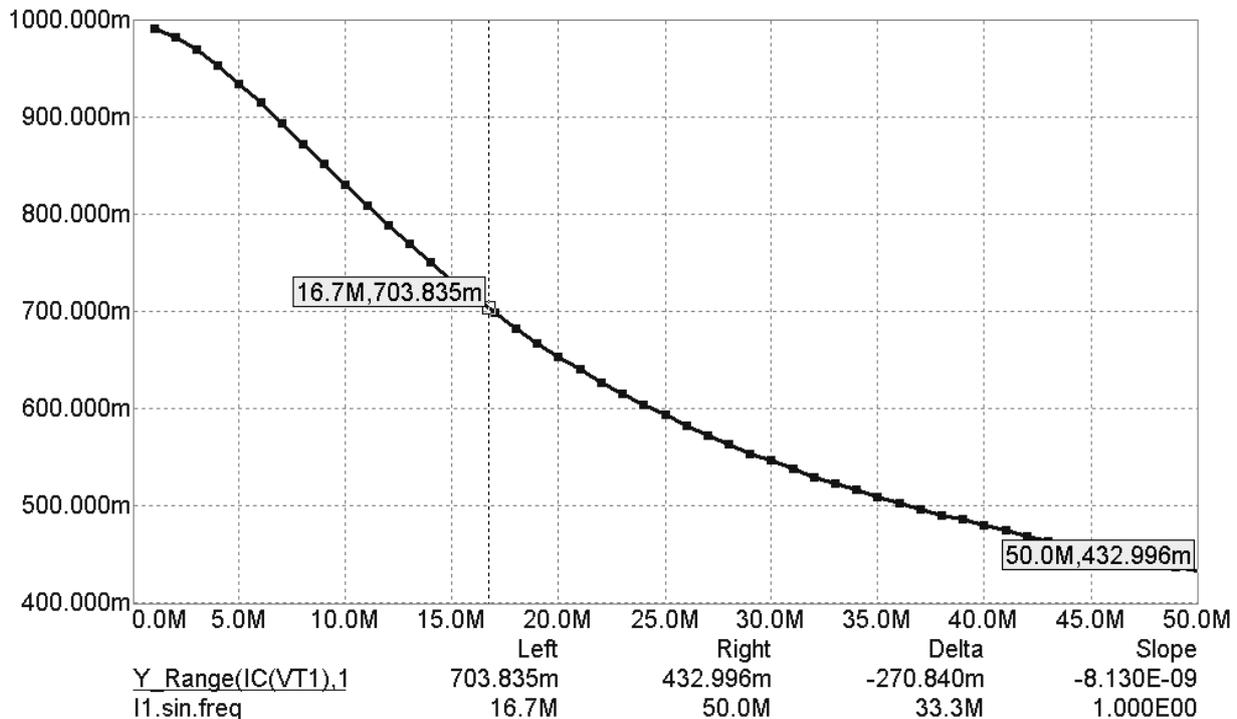


Рисунок 3.6 – Зависимость коэффициента передачи тока эмиттера от частоты

Исследование зависимости фазового угла коэффициента передачи тока эмиттера от частоты $\varphi(f)$.

Добавление еще одного графика целевой функции рассмотрено в приеме №12 раздела «Демонстрация основных возможностей MicroCAP 7». Известно, что фазовый угол коэффициента передачи тока:

$$\varphi = \arctg \frac{f}{f_v} = \arctg \frac{T_v}{T},$$

где ω_v - предельная частота коэффициента передачи тока эмиттера; T_v - период колебаний предельной частоты.

Учитывая, что предельная частота транзистора 16.7 МГц, период колебаний предельной частоты равен T_v :

$$T_v = \frac{1}{f_v} = \frac{1}{16.7 \cdot 10^6} = 59 \cdot 10^{-9} \text{ c} = 59 \text{ нс}.$$

Функция арктангенса является встроенной в MicroCAP и обозначается как $Atan2(y,x)$, где y – выражение числителя; x - выражение знаменателя.

Для нахождения периодов колебаний для остальных частот используется стандартный шаблон целевой функции $Period(Expression, Boolean, N)$, который вычисляет N -ый период выражения $Expression$ (см. Приложение 2). Параметр $Boolean$ – логическая переменная – обычно равна 1 (разрешает построение целевой функции). В данном случае целевая функция имеет вид:

$$\text{Atan2}(59n, \text{Period}(\text{IC}(\text{VT1}), 1, 1)),$$

где $59n$ – период колебаний предельной частоты 16.7 МГц; $\text{IC}(\text{VT1})$ – ток коллектора транзистора VT1.

Результат построения целевой функции приведен на рисунке 3.7. В режиме электронного курсора  находим, что фазовый угол 0.785 рад (45°) соответствует частоте около 17 МГц.

Экспериментальные значения предельной частоты транзистора КТ3102А полученные на разных этапах исследования хорошо согласуются между собой.

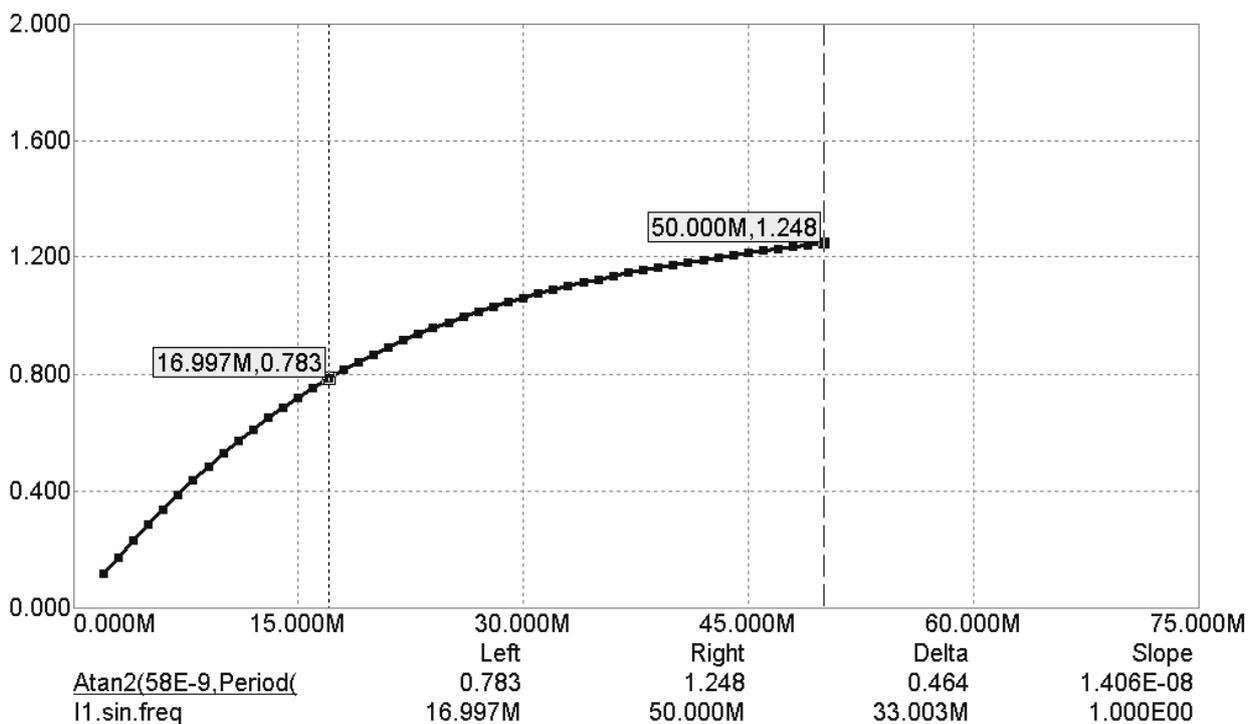


Рисунок 3.7 – Зависимость фазового угла коэффициента передачи тока эмиттера от частоты

3.5 Лабораторное задание

Внимание! Перед началом выполнения лабораторного задания следует убедиться в том, что библиотеки математических моделей отечественных транзисторов подключены.

1. Повторить методический пример, рассмотренный выше, по исходным данным Вашего варианта. **Необходимо помнить, что для транзистора структуры $p-n-p$ питающее напряжение должно быть отрицательным.**

2. Используя методику измерения предельной частоты для тока эмиттера, провести аналогичное исследование по измерению предельной частоты коэффициента передачи тока базы по схеме включения на рисунке 3.8. Тип транзистора выбрать согласно варианту заданию. В источнике тока I1 использовать синусоидальный сигнал с амплитудой 1 мА. Модуль β_0 измерить как отношение амплитуд I_K/I_B .

Примечание. В теоретическом разделе было замечено, что коэффициент передачи тока базы обладает более резкой зависимостью от частоты. В связи с этим, при выполнении задания следует задать более низкий диапазон частот и на этом промежутке найти значение предельной частоты, соответствующее $\beta_{\sim} = \frac{\beta_0}{\sqrt{2}}$. Переход к более низкому диапазону частот должен сопровождаться увеличением продолжительности временного анализа и корректировкой временного диапазона при составлении целевой функции. Наиболее оптимальными для выполнения этого задания являются следующие установки:

1. В диалоговом окне Transient Analysis Limits:
 - Time Range **110u**;
 - Maximum Time Step **100n**;
2. В диалоговом окне Stepping:
 - From **10k**;
 - To **1MEG**;
 - Step Value **30k**.
3. В диалоговом окне Get Performance Function:
 - High **110u**.

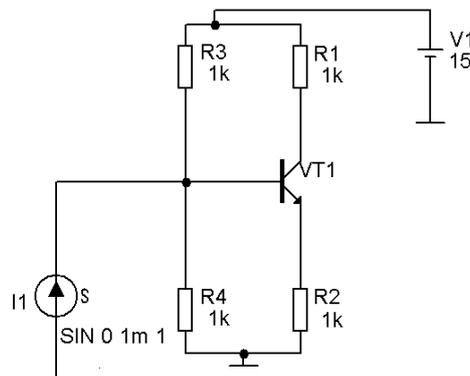


Рисунок 3.8 – Схема включения для измерения предельной частоты тока базы

3.6 Контрольные вопросы

1. Что такое предельная частота коэффициента передачи тока базы?
2. Какие факторы определяют инерционность транзистора при его работе на высоких частотах?
3. Что такое граничная частота коэффициента передачи тока базы?
4. Функцией каких аргументов является коэффициент передачи переменной составляющей тока эмиттера?
5. Что такое фазовый угол коэффициента передачи тока?
6. Что такое режим малых колебаний?
7. Почему при измерении предельной частоты коэффициента передачи тока эмиттера амплитуда эмиттерного тока не является постоянной величиной, хотя на входе действует постоянный ток 1 мА (см. рисунок 3.5)?
8. Почему на рисунке 3.7 следует находить фазовый угол в 0.785 рад?

3.7 Варианты задания

Номер варианта	Транзистор
1	КТ315А
2	КТ351А
3	КТ342А
4	КТ357А
5	КТ3117А
6	КТ361А
7	КТ503А
8	КТ3107А
9	КТ604А
10	КТ502А
11	Q2Т638А
12	Q2Т505А
13	Q2Т201А
14	Q2Т203А
15	Q2Т3108А
16	Q2Т312А
17	Q2Т313А
18	Q2Т316В
19	Q2Т325А
20	Q2Т326А
21	КТ968А
22	Q2Т928А
23	Q2Т603А
24	Q2Т933А
25	Q2Т632А

4 ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №4 – УСИЛИТЕЛЬНЫЕ СВОЙСТВА БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА

4.1 Цель работы

В ходе выполнения настоящей работы предусматривается:

- 1) исследование усилительных свойств биполярного транзистора;
- 2) изучение схем включения биполярного транзистора;
- 3) приобретение навыков графо-аналитического расчета;
- 4) моделирование электронных схем в частотной области на ЭВМ.

4.2 Порядок выполнения работы

1. Изучить методические указания к лабораторной работе.
2. Внимательно ознакомиться с примером, приведенном в пункте 4.4.
3. Письменно, в отчете по лабораторной работе ответить на контрольные вопросы.
4. Провести графо-аналитический расчет рабочего режима транзистора и расчет цепей смещения усилительного каскада.
5. Провести моделирование усилительного каскада.
6. Сравнить результаты расчета и моделирования.
7. Сделать выводы по работе.

Внимание! Отчет по лабораторной работе в обязательном порядке должен содержать: схемы включения, графики зависимостей, все необходимые расчеты и их результаты, текстовые пояснения. На графиках в отчете должны присутствовать единицы измерения, масштаб, цена деления.

4.3 Усилительные свойства транзистора

Обобщенная модель усилителя. Одним из важнейших применений биполярного транзистора является усиление колебаний, т.е. получение на выходе транзистора колебаний большей амплитуды, чем на входе.

При использовании транзистора для усиления колебаний он может быть включен по одной из известных схем: с общей базой (ОБ), с общим эмиттером (ОЭ), с общим коллектором (ОК); поэтому изобразим транзистор в обобщенном виде, как четырехполюсник (рисунок 4.1). В выходную цепь включена нагрузка, ее сопротивление R будем для упрощения считать чисто резистивным. Амплитуду переменного напряжения на выходе обозначим $U_{\text{ВЫХ}}$. Во входной цепи действует источник переменного напряжения $U_{\text{ВХ}}$, которое должно быть усилено.



Рисунок 4.1 – Транзистор в обобщенном виде

Процесс усиления характеризуют коэффициентами усиления, показывающими соотношение величин на выходе и входе. Применяют коэффициенты усиления:

- по напряжению:

$$K_U = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}};$$

- по току:

$$K_I = \frac{I_{ВЫХ}}{I_{ВХ}};$$

- по мощности:

$$K_P = \frac{P_{ВЫХ}}{P_{ВХ}} = \frac{U_{ВЫХ} I_{ВЫХ}}{U_{ВХ} I_{ВХ}} = K_U K_I.$$

Найдем уравнения, связывающие коэффициенты усиления с h -параметрами транзистора.

Используя уравнения параметров транзистора для диапазона низких частот, запишем:

$$U_{ВХ} = h_{11} I_{ВХ} + h_{12} U_{ВЫХ}, \quad (4.1)$$

$$I_{ВЫХ} = h_{21} I_{ВХ} + h_{22} U_{ВЫХ}, \quad (4.2)$$

$$U_{ВЫХ} = R I_{ВЫХ}.$$

Из уравнений (4.1) и (4.2) получаем выражение для коэффициента усиления по току:

$$K_I = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R}.$$

Обычно $h_{22} R \ll 1$, поэтому

$$K_I \approx h_{21}. \quad (4.3)$$

Исключив из уравнения (4.1) ток $I_{ВХ}$, а затем $I_{ВЫХ}$, найдем выражение для коэффициента усиления по напряжению:

$$K_U = \frac{h_{21}}{h_{12} h_{21} - h_{11} \left(h_{22} + \frac{1}{R} \right)}. \quad (4.4)$$

Обычно $h_{22} \ll \frac{1}{R}$ и $h_{12}h_{21} \ll \frac{h_{11}}{R}$. Тогда, пренебрегая этими величинами, получим приближенное соотношение:

$$K_U \approx -\frac{h_{21}}{h_{11}}R. \quad (4.5)$$

Используя выражения для коэффициентов усиления по напряжению и току, можно определить коэффициент усиления по мощности:

$$K_P = \frac{h_{21}^2}{h_{11}}R.$$

Усилитель по схеме с общей базой. Схема этого усилителя показана на рисунке 4.2. Нагрузка R включена в коллекторную цепь последовательно с источником коллекторного напряжения $E_{КБ}$. В цепь эмиттера поданы усиливаемое напряжение $U_{ВХ}$ и напряжение смещения $E_{ЭБ}$, позволяющее установить рабочую точку на участке характеристики, где искажения при усилении минимальны.

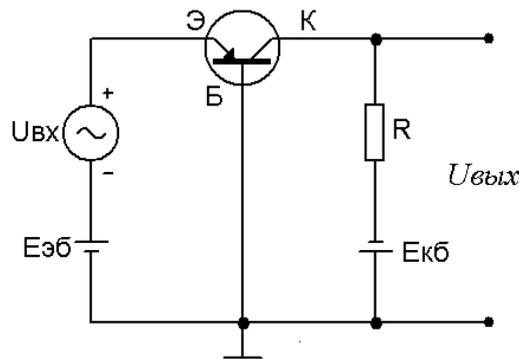


Рисунок 4.2 – Усилитель по схеме с общей базой

Нагрузка может быть подключена и параллельно выходу транзистора к выводам коллектор-база. В этом случае последовательный резистор в цепи коллектора тоже необходим, он предотвращает шунтирование выхода транзистора низким сопротивлением источника питания $E_{КБ}$. Для переменной составляющей коллекторного тока $I_{mК}$ разделительный резистор и нагрузка подключены параллельно друг другу и последовательно с транзистором. Обозначив сопротивление разделительного резистора $R1$ и сопротивление нагрузки $R2$, найдем, что полное сопротивление нагрузки $R = \frac{R1 + R2}{R1 \cdot R2}$. Таким образом, параллельное подключение нагрузки сводится к последовательному.

Для оценки возможностей данного усилителя возьмем типичные значения h -параметров транзистора в схеме с общей базой: $h_{11Б} = 30 \text{ Ом}$, $h_{12Б} = 10^{-4}$, $h_{21Б} \approx 1$, $h_{22Б} = 1 \text{ мкА/В}$. Тогда, воспользовавшись соотношением (4.3), найдем, что коэффициент усиления по току для схемы с общей базой:

$$K_I = \frac{I_{mK}}{I_{mЭ}} \approx h_{21Б} \approx 1.$$

Коэффициент усиления по напряжению, согласно выражению (4.5):

$$K_U \approx \frac{h_{21Б}}{h_{11Б}} R \approx \frac{R}{h_{11Б}}.$$

На низких частотах отношение $\frac{R}{h_{11Б}}$ может достигнуть нескольких ты-

сяч, так как входное сопротивление $h_{11Б}$ очень мало, а сопротивление нагрузки R может составлять несколько килоом. Поэтому коэффициент усиления по напряжению также может достигнуть нескольких тысяч.

Коэффициент усиления по мощности в схеме с общей базой равен коэффициенту усиления по напряжению, так как $K_I \approx 1$:

$$K_P \approx K_U.$$

Следовательно, его величина тоже достигает нескольких тысяч. Недостатком схемы с общей базой является большое различие в величинах входного и выходного сопротивлений усилительной ступени (входное сопротивление очень низкое, а выходное – высокое). При подключении входа последующей усилительной ступени к выходу предыдущей результирующее сопротивление нагрузки $R = \frac{R1 \cdot h_{11Б}}{R1 + h_{11Б}} \approx h_{11Б}$ и коэффициент усиления предыдущей ступени падает до единицы:

$$K_U \approx \frac{h_{21Б}}{h_{11Б}} h_{11Б} \approx 1.$$

Для устранения этого недостатка применяются эмиттерные повторители, согласующие трансформаторы и пр.

Усилитель по схеме с общим эмиттером. Схема этого усилителя изображена на рисунке 4.3. Нагрузка R , как и в предыдущем случае, включена в коллекторную цепь, источники напряжения смещения $\varepsilon_{БЭ}$ и усиливаемого напряжения $U_{ВХ}$ – в цепь базы. Входным током усилителя является ток базы, следовательно, входное сопротивление будет значительно выше, чем в схеме с общей базой, так как переменное напряжение на входе в обоих случаях одно и то же, а ток базы существенно меньше тока эмиттера.

Для транзистора с общим эмиттером можно взять следующие типичные значения h -параметров: $h_{11Э} = 1500$ Ом, $h_{12Э} = 10^{-3}$, $h_{22Э} = 50$ мкА/В. Тогда получим, что коэффициент усиления по току для схемы с общим эмиттером, согласно соотношению (4.3), $K_I = \frac{I_{mK}}{I_{mБ}} \approx h_{21Э} \approx 50$.

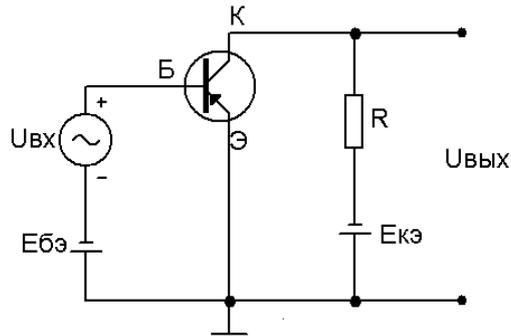


Рисунок 4.3 – Усилитель по схеме с общим эмиттером

Коэффициент усиления по напряжению, согласно выражению (4.5):

$$K_U = -\frac{h_{21Э}}{h_{11Э}} R;$$

он имеет примерно такую же величину, как и в схеме с общей базой, так как $\frac{h_{21Э}}{h_{11Э}} = -\frac{h_{21Б}}{h_{11Б}}$.

Коэффициент усиления по мощности:

$$K_P = \frac{h_{21Э}^2}{h_{11Э}} R = h_{21Э} K_U$$

в $h_{21Э}$ раз больше, чем в схеме с общей базой.

Благодаря своим преимуществам – сравнительно высокому входному сопротивлению и значительному усилению – схема с общим эмиттером получила на практике наиболее широкое распространение.

Усилитель по схеме с общим коллектором. Схема этого усилителя представлена на рисунке 4.4. Здесь нагрузка R включена в цепь эмиттера, а на эмиттерном переходе действует переменное напряжение $U_{мБ}$, равное разности между входным $U_{ВХ}$ и выходным $U_{ВЫХ}$ напряжениями. Поэтому коэффициент усиления по напряжению для схемы с общим коллектором всегда меньше единицы:

$$K_U = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{U_{ВХ} - U_{мБ}}{U_{ВХ}} < 1.$$

Действительно, для h -параметров транзистора в схеме с общим коллектором можно взять типичные значения: $h_{11К} = 1500$ Ом, $h_{12К} = 1$, $h_{21К} = -50$, $h_{22К} = 50$ мкА/В. Тогда с учетом величин параметров транзистора, согласно соотношению (4.4), получим:

$$K_U = \frac{h_{21К}}{h_{21К} - \frac{h_{11К}}{R1}} = \frac{1}{1 - \frac{h_{11К}}{h_{21К}R1}} \approx \frac{1}{1 + \frac{h_{11Б}}{h_{21Б}R}} \approx 1.$$

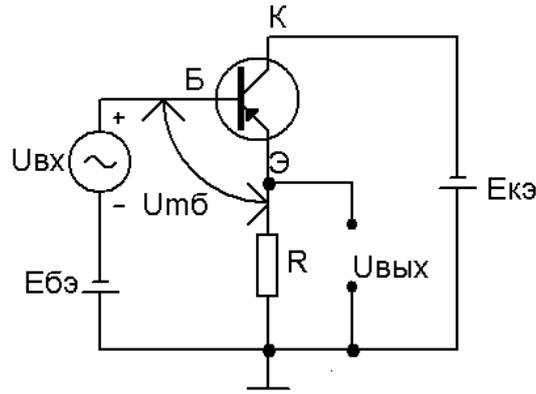


Рисунок 4.4 – Усилитель по схеме с общим коллектором

Коэффициент усиления по току в соответствии с соотношением (4.3):

$$K_I = \frac{I_{mЭ}}{I_{mБ}} \approx h_{21К} \approx 50.$$

Схема с общим коллектором отличается также высоким входным сопротивлением:

$$R_{BX} = \frac{U_{BX}}{I_{mБ}} = \frac{U_{ВЫХ} + U_{mБ}}{I_{mБ}} = \frac{K_U U_{BX} + U_{mБ}}{I_{mБ}} = K_U R_{BX} + h_{11К},$$

или

$$R_{BX} \approx \frac{h_{11К}}{1 - K_U}.$$

Выходная мощность усилителя. Выходной мощностью усилителя называют мощность колебаний, которые создаются в нагрузке при подаче на вход усилителя переменного напряжения (тока). Для гармонических колебаний при активной нагрузке:

$$P_{ВЫХ} = \frac{1}{2} R I_{mК}^2 = \frac{1}{2} U_{mR} I_{mК},$$

где $U_{mR} = R I_{mR}$ – амплитуда переменного напряжения нагрузки, обусловленного переменным током коллектора $I_{mК}$, созданным входным напряжением (током).

Нагрузочная характеристика. Для определения выходной мощности необходимо иметь семейство вольт-амперных характеристик для соответствующей схемы включения транзистора, например выходных $I_{К} = f(U_{КЭ})$ при изменении $I_{Б}$ и входных $I_{Б} = f(U_{БЭ})$ при изменении $U_{КЭ}$ (рисунки 4.5 и 4.6). Кроме того, требуется знать уравнение нагрузки, которое определяется следующим образом.

Напряжение коллектора $U_{КЭ}$ при наличии нагрузки R в его цепи, как видно из рисунка 4.3:

$$U_{КЭ} = \varepsilon_{КЭ} - R I_{К}. \quad (4.6)$$

Это соотношение, являющееся уравнением прямой (в общем случае, при реактивной или нелинейной нагрузке это уравнение будет нелинейным) и определяет связь между током и напряжением коллектора при наличии нагрузки; оно представляет собой уравнение нагрузки $I_K = \varphi(U_{KЭ})$ при сопротивлении нагрузки, равном R . График, построенный по уравнению нагрузки, называют *нагрузочной характеристикой*. Нанесем нагрузочную характеристику на семейство выходных характеристик транзистора (см. рисунок 4.5). Для этого найдем две точки, через которые проходит нагрузочная прямая, приравняв поочередно нулю напряжение $U_{KЭ}$ и ток I_K коллектора. Из уравнения (4.6) получим, что при $U_{KЭ} = 0$ ток $I_K = \varepsilon_{KЭ}/R$ – такой отрезок отсекает нагрузочная характеристика на оси тока. При $I_K = 0$ из уравнения (4.6) найдем напряжение $U_{KЭ} = \varepsilon_{KЭ}$ – такой отрезок отсекается этой характеристикой на оси напряжения. Проведя через точки $(0, \varepsilon_{KЭ}/R)$ и $(\varepsilon_{KЭ}, 0)$ прямую, получим выходную нагрузочную характеристику.

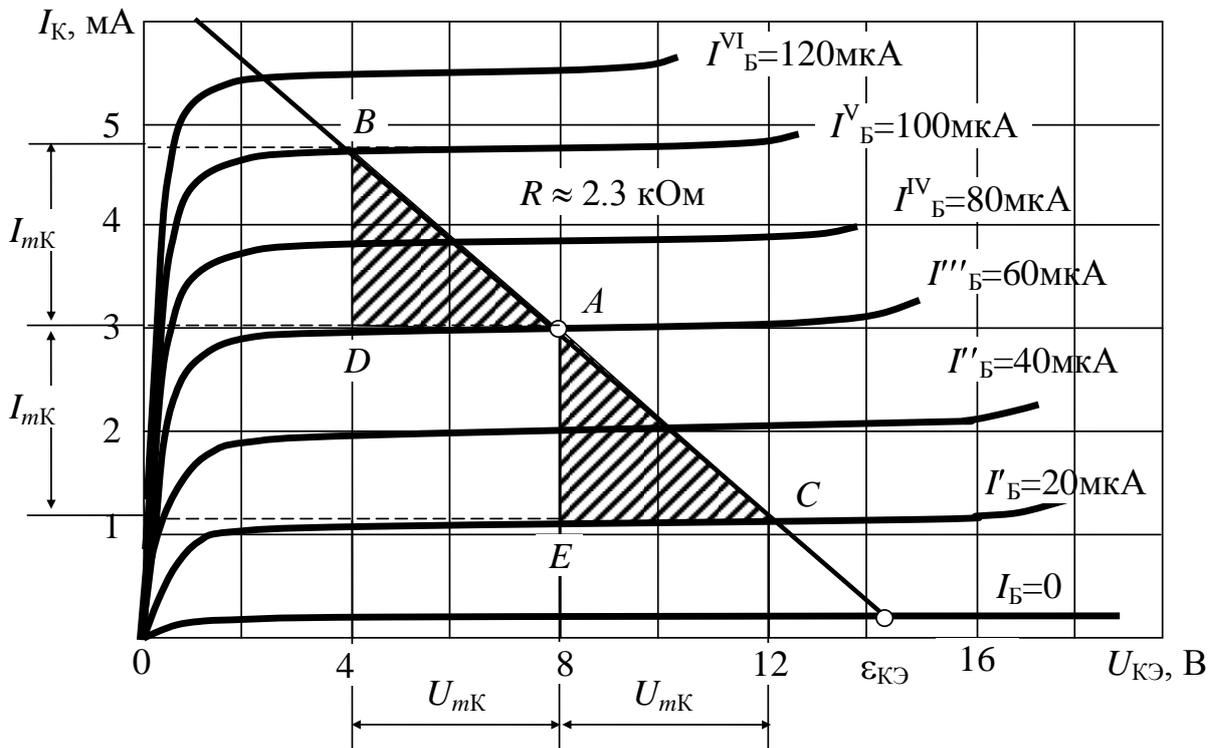


Рисунок 4.5 – Семейство выходных вольт-амперных характеристик

Точка пересечения нагрузочной характеристики $I_K = \varphi(U_{KЭ})$ с той или иной выходной характеристикой транзистора $I_K = f(U_{KЭ})$ при $I_B = \text{const}$ называется *рабочей точкой*: она характеризуется тремя координатами $(I_K, U_{KЭ}, I_B)$, т.е. определяет коллекторный ток I_K и напряжение коллектора $U_{KЭ}$ при данном токе базы I_B (напомним, что здесь в качестве примера рассматривает-

ся включение транзистора по схеме с общим эмиттером, в схеме с общей базой третьей координатой будет ток эмиттера $I_{\text{Э}}$).

Транзистор, к которому подключена нагрузка, условимся для краткости называть нагруженным транзистором. Входная характеристика нагруженного транзистора будет иной, чем у ненагруженного, поскольку при ее снятии напряжение коллектора изменяется. Данную характеристику можно построить с помощью семейства входных характеристик ненагруженного транзистора $I_{\text{Б}} = f(U_{\text{БЭ}})$ при $U_{\text{КЭ}} = \text{const}$ (рисунок 4.6). Для этого следует перенести сюда точки $(U_{\text{КЭ}}, I_{\text{Б}})$ пересечения выходных характеристик с нагрузочной (см. рисунок 4.5): так, при $U_{\text{КЭ}} = -4$ В ток базы $I_{\text{Б}} = 100$ мкА (точка B), при $U_{\text{КЭ}} = -8$ В ток базы $I_{\text{Б}} = 60$ мкА (точка A) и т.д. Соединяя эти точки плавной кривой, получим входную характеристику нагруженного транзистора; она идет более круто, чем у ненагруженного: при включении нагрузки входная проводимость транзистора возрастает.

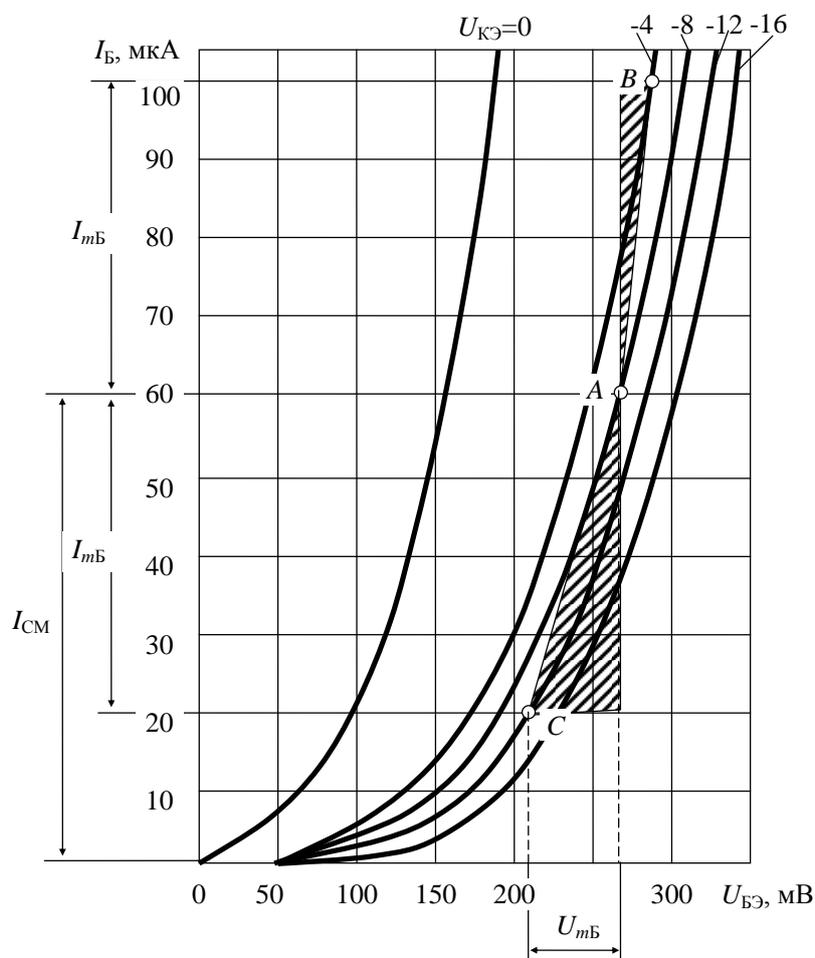


Рисунок 4.6 – Семейство входных вольт-амперных характеристик

Режим линейного усиления. Режим усиления, при котором форма выходного колебания соответствует форме входного колебания, называют *режимом линейного* или *неискаженного усиления* (режимом A).

Для получения неискаженного усиления необходимо использовать ли-

нейный участок характеристик транзистора, на котором изменения выходных и входных токов и напряжений в достаточной мере пропорциональны. При нарушении этого условия недопустимо искажается форма выходного колебания.

В транзисторах искажения возникают в значительной мере за счет нелинейности входных характеристик, а также вследствие нелинейности выходных характеристик. Выбор области неискаженного усиления целесообразно начинать с входных характеристик, выделив на них участок, который с требуемой степенью точности можно считать линейным (рисунок 4.6). Исходную рабочую точку A выберем посередине этого участка, для чего во входной цепи транзистора с помощью источника напряжения $\varepsilon_{БЭ}$ (см. рисунок 4.3) должен быть создан постоянный ток смещения $I_{СМ}$. Допустимая амплитуда входного тока должна удовлетворять неравенству $I_{mБ} < I_{СМ}$. Как видно из характеристик, в рассматриваемом примере она может достигать значения $I_{mБ} = 60 - 20 = 40$ мкА. Затем по выходным характеристикам (см. рисунок 4.5) проверяют, сохраняется ли при изменении тока базы в выбранных пределах пропорциональность изменения тока коллектора.

Максимальная выходная мощность. Мощность, затрачиваемая источником сигнала на входе,

$$P_{ВХ} = \frac{1}{2} U_{mБ} I_{mБ}.$$

На выходных характеристиках (см. рисунок 4.5) точки C и B соответствуют границам линейного участка. При амплитудном значении тока на входе $I_{mБ}$ амплитудное значение тока на выходе равно $I_{mК}$, а амплитудное значение напряжения на нагрузке $U_{mR} = U_{mК}$.

Выходная мощность:

$$P_{ВЫХ} = \frac{1}{2} U_{mК} I_{mК}.$$

Она пропорциональна площади треугольника ABD или AEC . Так как $I_{mК} \approx h_{21Э} I_{mБ}$, а $U_{mК} \approx -\frac{h_{21Э}}{h_{11Э}} R U_{mБ}$, то выходная мощность

$$P_{ВЫХ} = \frac{1}{2} \frac{h_{21Э}^2 R}{h_{11Э}} U_{mБ} I_{mБ}$$

монотонно возрастает в некоторых пределах при увеличении сопротивления нагрузки R . Однако из-за шунтирующего действия выходной емкости транзистора и низкого полного сопротивления входной цепи следующей усилительной ступени возможности значительного увеличения сопротивления нагрузки ограничены.

Возможности увеличения выходной мощности за счет использования большей амплитуды колебаний на входе ($I_{mБ}$ и $U_{mБ}$) ограничиваются нели-

нейностью входных характеристик транзистора.

Максимальная выходная мощность транзистора зависит также от допустимых значений тока I_{mK} и напряжения U_{mK} .

Если не принимать во внимание уровень искажений при усилении, то максимальное значение переменной составляющей коллекторного тока $I_{mK \max}$ ограничивается предельным током транзистора: $I_{mK \max} < \frac{1}{2} I_{K_пред}$. Величина предельного тока коллектора обуславливается допустимым снижением коэффициента передачи тока при высоких уровнях инжекции.

Максимальное значение переменной составляющей коллекторного напряжения $U_{mK \max}$ ограничивается максимально допустимым напряжением коллектора $U_{KЭ \max}$: $U_{mK \max} < \frac{1}{2} U_{KЭ \max}$.

Выходная мощность $P_{ВЫХ}$ составляет определенную долю мощности, расходуемой источником питания коллекторной цепи: $P_0 = I_0 \varepsilon_{KЭ}$. Отношение этих мощностей называют *коэффициентом полезного действия по коллекторной цепи*:

$$\eta = \frac{P_{ВЫХ}}{P_0} = \frac{U_{mK} I_{mK}}{2 I_0 \varepsilon_{KЭ}};$$

он зависит от отношений I_{mK}/I_0 и $U_{mK}/\varepsilon_{KЭ}$. В режиме неискаженного усиления коэффициент полезного действия менее 0.25, поскольку всегда $I_{mK} < I_0$, а $U_{mK} < \frac{1}{2} \varepsilon_{KЭ}$.

Остальная часть мощности P_0 , отдаваемой источником питания, расходуется на бесполезный нагрев транзистора. Ее называют *рассеиваемой мощностью*. Поскольку в транзисторной структуре наибольшим электрическим сопротивлением обладает обратно смещенный коллекторный переход, именно в нем рассеиваемая мощность превращается в тепло. Итак, рассеиваемая мощность коллектора:

$$P_K = P_0 - P_{ВЫХ} = (1 - \eta) P_0.$$

В режиме линейного усиления она превышает $0.75 P_0$. По этой причине выходная мощность транзистора $P_{ВЫХ \max}$ ограничивается максимально допустимой рассеиваемой мощностью $P_{K \max}$:

$$P_{ВЫХ \max} \leq \frac{\eta}{1 - \eta} P_{K \max}.$$

На семействе выходных характеристик транзистора (рисунок 4.7) отмечены границы допустимых режимов, определяющие максимально допустимую выходную мощность транзистора. Граница, определяемая максимально допустимой рассеиваемой мощностью, изображается гиперболой:

$$I_{K \max} = \frac{P_{K \max}}{U_{KЭ}}$$

а границы по току и напряжению – горизонтальной и вертикальной прямыми $I_{K \text{ пред}} = \text{const}$ и $U_{KЭ \max} = \text{const}$ соответственно. Снизу область ограничена характеристикой минимального тока коллектора $I_{KЭ} U \approx I_{KB0}$.

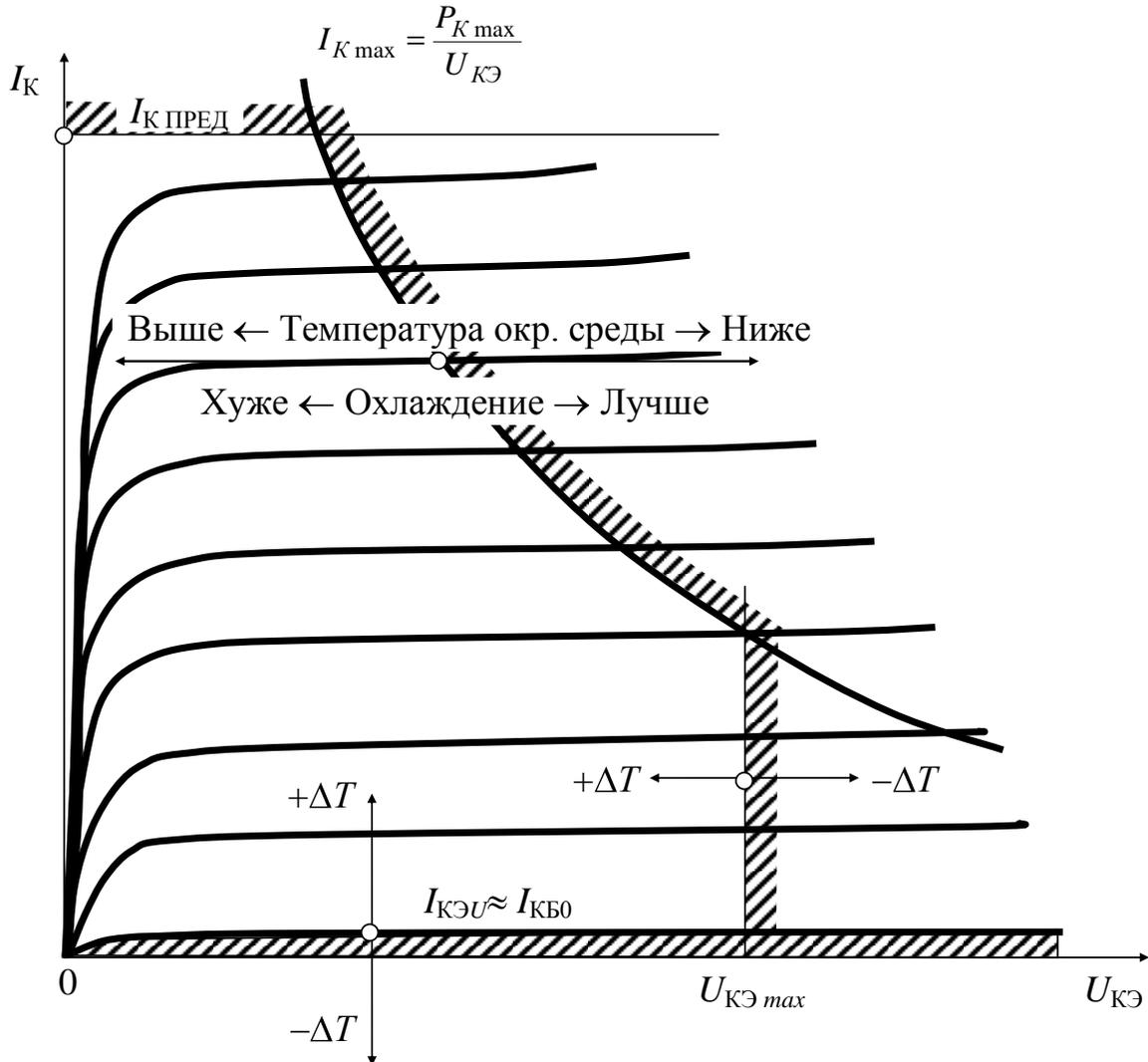


Рисунок 4.7 – Линия максимально допустимой рассеиваемой мощности

4.4 Пример расчета усилительного каскада

Требуется провести графо-аналитический расчет рабочего режима транзистора КТ3102А, включенного в усилительный каскад по схеме с общим эмиттером. Необходимо также рассчитать цепи смещения усилительного каскада. Известно, что постоянная составляющая тока базы $I_{Б0} = 250$ мкА, амплитуда переменной составляющей тока базы $I_{mБ} = 50$ мкА, сопротивление нагрузки $R_H = 125$ Ом, напряжение питания транзистора $E_{П} = 10$ В. Схема усилительного каскада представлена на рисунке 4.8.

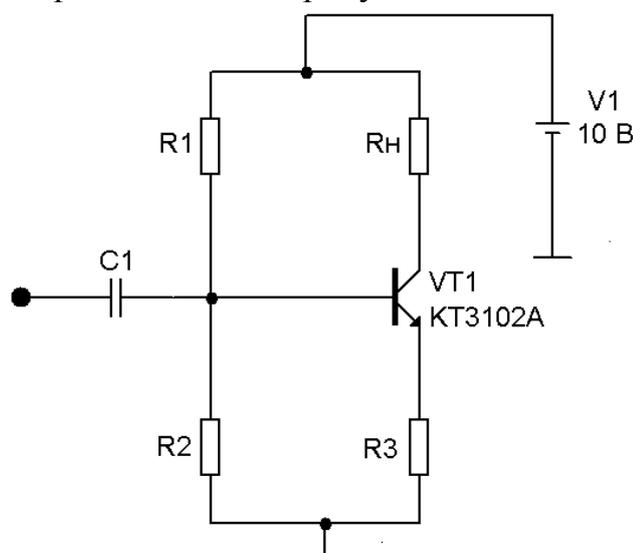


Рисунок 4.8 – Усилительный каскад по схеме с общим эмиттером

Построение семейства выходных статических вольт-амперных характеристик (ВАХ).

Согласно справочным данным [2] предельно допустимый постоянный ток коллектора транзистора КТ3102А $I_{К \max} = 100$ мА; предельно допустимая рассеиваемая мощность коллектора равна $P_{К \max} = 250$ мВт.

Для построения семейства выходных ВАХ воспользуемся схемой включения, изображенной на рисунке 4.9.

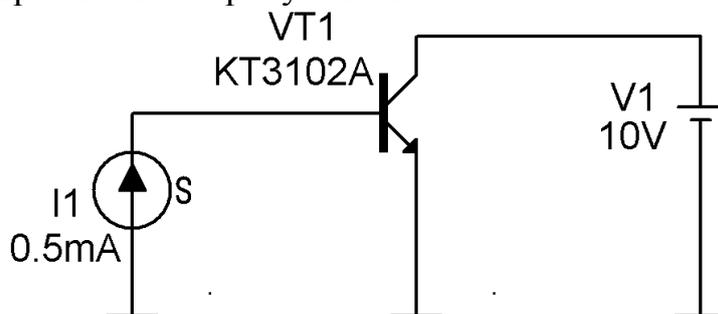


Рисунок 4.9 – Схема включения для снятия выходных ВАХ

Пределы варьирования источника напряжения V1 от 0 до 10 В с шагом 0.1 В. Источник тока I1 принимает три фиксированных значения, соответствующих ($I_{B0} - I_{mB}$), I_{B0} , ($I_{B0} + I_{mB}$). Для этого в диалоговом окне DC Analysis Limits в списке Method для второй переменной необходимо выбрать параметр **List**. Затем в строке ввода Range вводятся три фиксированных значения: **200u,250u,300u** (200 мкА, 250 мкА, 300 мкА). Более подробно этапы построения семейств выходных ВАХ были рассмотрены в лабораторной работе №2.

На семействе выходных ВАХ построим линию максимально допустимой мощности, используя уравнение:

$$I_{K \max} = \frac{P_{K \max}}{U_{KЭ}} = \frac{0.25}{U_{KЭ}}.$$

Построение линий максимально допустимой мощности было рассмотрено в методическом примере лабораторной работы №2.

На этом же графике нанесем линию нагрузки (нагрузочную характеристику). Уравнение линии нагрузки для схемы с общим эмиттером (см. пункт 4.3) есть прямая:

$$I_K = \frac{E_{\Pi} - U_{KЭ}}{R_H}.$$

Найдем точки пересечения прямой с осями координат. При $I_K = 0$ имеем $U_{KЭ} = E_{\Pi} = 10$ В; при $U_{KЭ} = 0$ имеем $I_K = E_{\Pi} / R_H = 10 \text{ В} / 125 \text{ Ом} = 0.08 \text{ А} = 80 \text{ мА}$. Получили две точки с координатами $A(0; 80 \text{ мА})$ и $B(10 \text{ В}; 0)$. Известно [4], что уравнение прямой, проходящей через две заданные точки, есть:

$$\frac{x - x_1}{x_2 - x_1} = \frac{y - y_1}{y_2 - y_1}.$$

Подставив координаты точек и сделав преобразования, получим уравнение линии нагрузки для данного случая:

$$I_K = -0.008 \cdot U_{KЭ} + 0.08.$$

По правилам записи выражений в MicroCAP (см. Приложение 1) при построении линии нагрузки необходимо в столбце Y Expression указать:

$$-8m * VCE(VT1) + 80m.$$

Результаты всех построений представлены на рисунке 4.10. Линия нагрузки лежит левее и ниже линии максимально допустимой рассеиваемой мощности, следовательно, режим работы транзистора КТ3102А при данной нагрузке и напряжении питания является допустимым. Для удобства расчета возле каждой из ветвей ВАХ с помощью команды Scope / Label Branches нанесено значение тока базы, при котором получена эта ветвь. Иногда после применения этой команды числовые значения не появляются. В этом случае следует повторить команду и в диалоговом окне **Label Curves Branches** вручную указать координату по оси абсцисс размещения числовых значений (User selected location, X =).

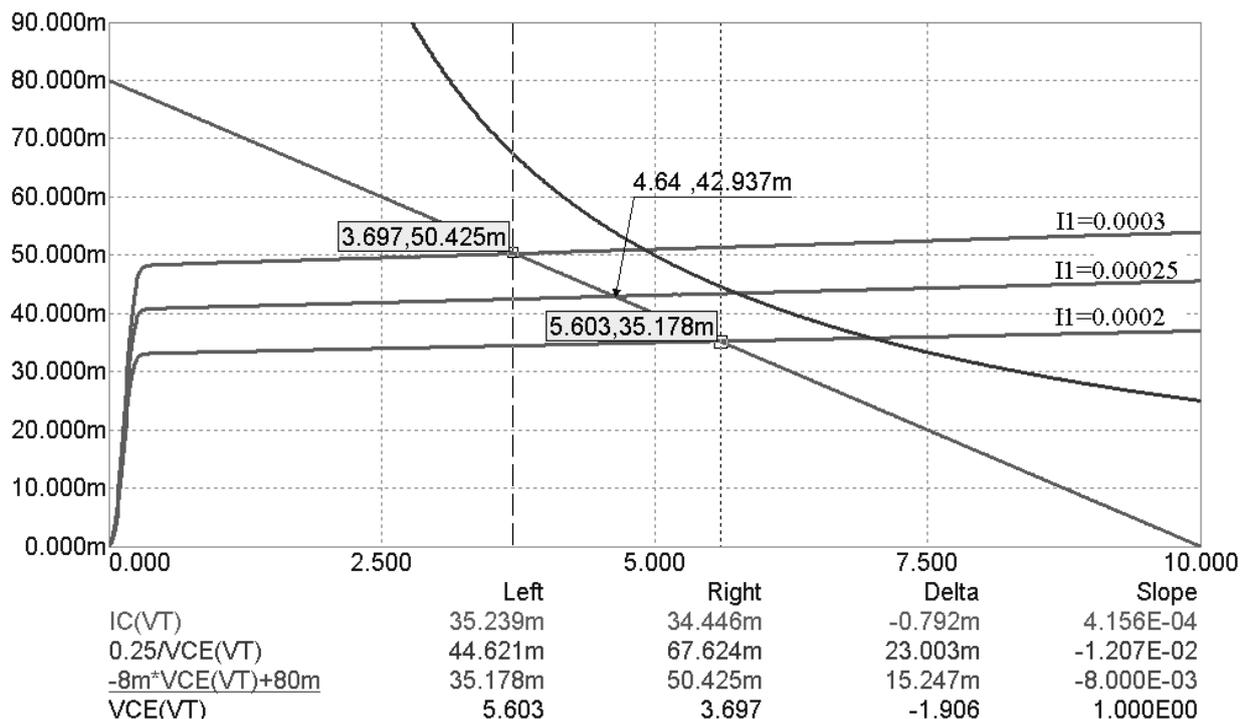


Рисунок 4.10 – Семейство выходных ВАХ, линия максимально допустимой рассеиваемой мощности и линия нагрузки

Графо-аналитический расчет по выходной ВАХ.

По условию известно, что $I_{B0} = 250$ мкА; $I_{mB} = 50$ мкА. Рабочая точка транзистора – это пересечение линии нагрузки и ветви ВАХ, снятой при токе базы $I_{B0} = 250$ мкА (уровень постоянной составляющей). В режиме электронного курсора  находим координаты рабочей точки: $U_{KЭ0} \approx 4.6$ В; $I_{K0} \approx 43$ мА.

Амплитуда переменной составляющей тока базы $I_{mB} = 50$ мкА, следовательно, необходимо найти точки пересечения линии нагрузки и ветвей ВАХ, снятых при $I_B = 250 \pm 50$ мкА. В режиме электронного курсора находим, что верхняя левая точка имеет координаты $U_{KЭmin} \approx 3.7$ В, $I_{Kmax} \approx 50.4$ мА; нижняя правая точка имеет координаты $U_{KЭmax} \approx 5.6$ В, $I_{Kmin} \approx 35.2$ мА.

Амплитуда переменной составляющей тока коллектора:

$$I_{mK} = \frac{I_{Kmax} - I_{Kmin}}{2} = \frac{50.4 - 35.2}{2} = 7.6 \text{ мА}.$$

Амплитуда переменного напряжения на нагрузке:

$$U_{mRн} = \frac{U_{KЭmax} - U_{KЭmin}}{2} = \frac{5.6 - 3.7}{2} = 0.95 \text{ В};$$

или

$$U_{mRн} = U_{mKЭ} = I_{mK} \cdot R_H = 7.6 \cdot 10^{-3} \cdot 125 = 0.95 \text{ В}.$$

Заметим, что удвоенные значения (размах) I_{mK} и U_{mR_n} отображены в столбце Delta в третьей и четвертой строках (рисунок 4.10, внизу).

Коэффициент усиления по току:

$$K_I = \frac{I_{mK}}{I_{mB}} = \frac{7.6 \cdot 10^{-3}}{50 \cdot 10^{-6}} = 152.$$

Выходная мощность:

$$P_{ВЫХ} = \frac{1}{2} I_{mK} U_{mR_n} = \frac{1}{2} \cdot 7.6 \cdot 10^{-3} \cdot 0.95 = 3.61 \cdot 10^{-3} \text{ Вт} = 3.61 \text{ мВт}.$$

Полная потребляемая мощность в коллекторной цепи:

$$P_0 = E_{П} \cdot I_{K0} = 10 \cdot 43 \cdot 10^{-3} = 0.43 \text{ Вт}.$$

КПД коллекторной цепи:

$$\eta = \frac{P_{ВЫХ}}{P_0} = \frac{3.61 \cdot 10^{-3}}{0.43} \approx 0.84\%.$$

Мощность, рассеиваемая на коллекторе постоянной составляющей коллекторного тока:

$$P_{K0} = I_{K0} \cdot U_{KЭ0} = 43 \cdot 10^{-3} \cdot 4.6 \approx 0.198 \text{ Вт}.$$

Заметим, что $P_{K0} < P_{K\max}$ – этот результат также подтверждает положение о допустимости режима работы транзистора.

Графо-аналитический расчет по входной ВАХ.

Для построения входной ВАХ при $U_{KЭ} = U_{KЭ0} = 4.6 \text{ В}$ воспользуемся схемой включения, изображенной на рисунке 4.11.

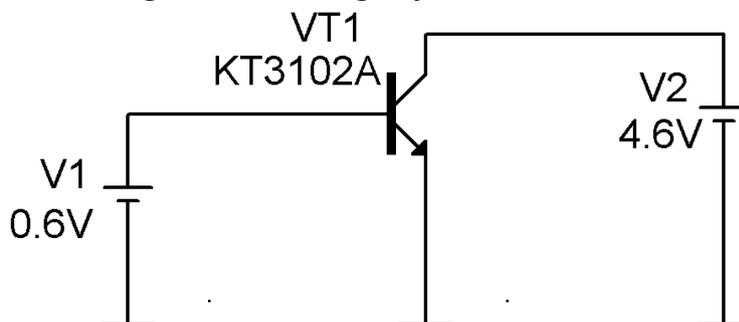


Рисунок 4.11 – Схема включения для снятия входной ВАХ

Пределы варьирования источника напряжения V1 от 0.5 до 0.8 В с шагом 1 мВ. Более подробно этапы построения входных ВАХ были рассмотрены в лабораторной работе №2.

В режиме электронного курсора найдем координаты рабочей точки на входной характеристике (рисунок 4.12).

По условию известно, что $I_{B0} = 250 \text{ мкА}$, значит $U_{BЭ0} \approx 0.78 \text{ В}$. Кроме этого, необходимо определить координаты точек, соответствующие $I_B = 250 \pm 50 \text{ мкА}$. В режиме электронного курсора находим, что левая точка имеет ко-

ординаты $U_{БЭ\min} \approx 0.775$ В, $I_{Б\min} = 200$ мкА; правая точка имеет координаты $U_{БЭ\max} \approx 0.791$ В, $I_{Б\max} = 300$ мкА.

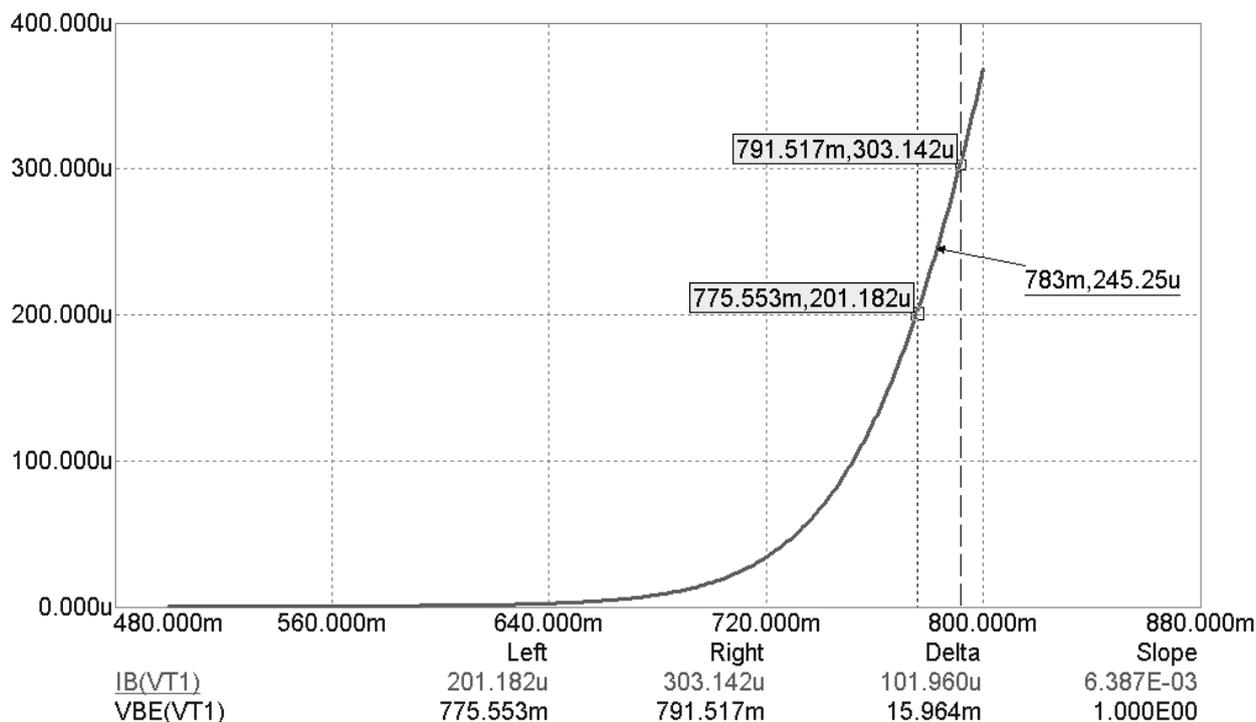


Рисунок 4.12 – Входная ВАХ при $U_{кЭ} = 4.6$ В

Амплитуда входного напряжения:

$$U_{m_БЭ} = \frac{U_{БЭ\max} - U_{БЭ\min}}{2} = \frac{0.791 - 0.775}{2} = 0.008 \text{ В} = 8 \text{ мВ}.$$

Коэффициент усиления по напряжению:

$$K_U = \frac{U_{m_кЭ}}{U_{m_БЭ}} = \frac{0.95}{0.008} \approx 119.$$

Коэффициент усиления по мощности:

$$K_P = K_I K_U = 152 \cdot 119 = 18088.$$

Входная мощность:

$$P_{ВХ} = \frac{1}{2} I_{mБ} U_{mБ} = \frac{1}{2} \cdot 50 \cdot 10^{-6} \cdot 8 \cdot 10^{-3} = 2 \cdot 10^{-7} \text{ Вт} = 0.2 \text{ мкВт}.$$

Входное сопротивление:

$$R_{ВХ} = \frac{U_{m_БЭ}}{I_{mБ}} = \frac{0.008}{50 \cdot 10^{-6}} = 160.$$

Емкость разделительного конденсатора С1 определяется из условия:

$$\frac{1}{2\pi f_H C} = \frac{R_{ВХ}}{10},$$

где $f_H = 100$ Гц – низшая рабочая частота.

$$C1 = \frac{10}{2\pi f_H R_{BX}} = \frac{10}{2\pi \cdot 100 \cdot 160} \approx 100 \cdot 10^{-6} \Phi = 100 \text{ мкФ}.$$

Расчет цепей смещения усилительного каскада.

Падение напряжения на нагрузке:

$$U_{RH} = I_{K0} \cdot R_H = 43 \cdot 10^{-3} \cdot 125 \approx 5.38 \text{ В}.$$

Потенциал коллектора:

$$\varphi_K = E_{\Pi} - U_{RH} = 10 - 5.38 = 4.62 \text{ В}.$$

Потенциал эмиттера:

$$\varphi_{\mathcal{E}} = \varphi_K - U_{K\mathcal{E}0} = 4.62 - 4.6 = 0.02 \text{ В}.$$

Ток эмиттера:

$$I_{\mathcal{E}} = I_{K0} + I_{B0} = 43 \cdot 10^{-3} + 250 \cdot 10^{-6} = 43.25 \cdot 10^{-3} \text{ А} = 43.25 \text{ мА}.$$

Сопротивление резистора в цепи эмиттера:

$$R3 = \frac{\varphi_{\mathcal{E}}}{I_{\mathcal{E}}} = \frac{0.02}{43.25 \cdot 10^{-3}} \approx 0.462 \text{ Ом}.$$

Известно, что для стабильной работы усилительного каскада необходимо, чтобы ток делителя, по крайней мере, в 10 раз был больше тока базы. Пусть ток делителя:

$$I_{ДЕЛ} = 10 \cdot I_{B0} = 10 \cdot 250 \cdot 10^{-6} = 2.5 \cdot 10^{-3} \text{ А} = 2.5 \text{ мА}.$$

Потенциал базы:

$$\varphi_B = \varphi_{\mathcal{E}} + U_{B\mathcal{E}0} = 0.02 + 0.78 = 0.8 \text{ В}.$$

Сопротивление резистора в нижнем плече делителя:

$$R2 = \frac{\varphi_B}{I_{ДЕЛ}} = \frac{0.8}{2.5 \cdot 10^{-3}} = 320 \text{ Ом}.$$

Сопротивление резистора в верхнем плече делителя:

$$R1 = \frac{E_{\Pi} - \varphi_B}{I_{ДЕЛ} + I_{B0}} = \frac{10 - 0.8}{2.5 \cdot 10^{-3} + 250 \cdot 10^{-6}} = 3345 \text{ Ом}.$$

Моделирование усилительного каскада.

Изобразим в MicroCAP схему усилительного каскада, согласно рисунку 4.8. Номиналы резисторов соответствуют рассчитанным значениям. Ко входу усилительного каскада подключен источник синусоидального напряжения с амплитудой $U_m = 1$ мВ (амплитуда устанавливается в строке ввода AC magnitude в диалоговом окне свойств источника напряжения). Расчет режима по постоянному току выполняется по команде Analysis/Dynamic DC. Более подробно этот режим был рассмотрен в приеме №7 раздела «Демонстрация основных возможностей MicroCAP 7». Результаты расчета режима по постоянному току приведены на рисунке 4.13.

Значения узловых потенциалов заключены в рамки со скругленными краями; значения токов в ветвях заключены в прямоугольные рамки. Сравнивая расчетные значения, полученные на предыдущем этапе и результаты мо-

делирования, можно сделать вывод о том, что невязка составляет менее 3%. Основные причины несовпадения связаны с тем, что входная характеристика нагруженного транзистора несколько иная, чем у ненагруженного транзистора [5].

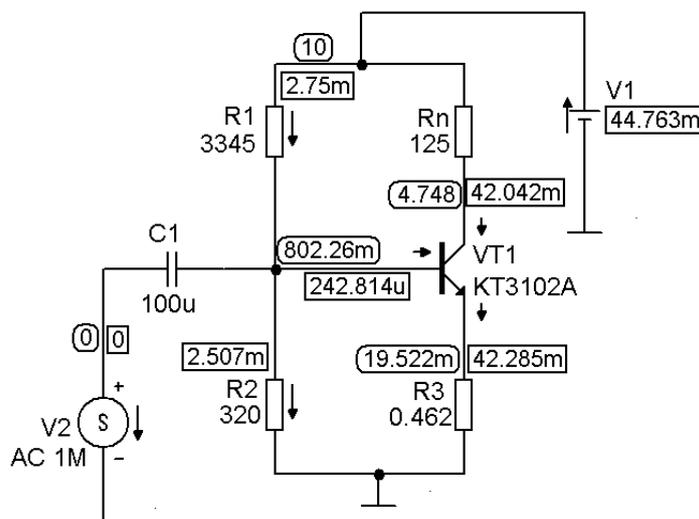


Рисунок 4.13 – Расчет усилительного каскада по постоянному току

Анализ коэффициента усиления по напряжению выполняется по команде Analysis/AC (моделирование в частотной области). В диалоговом окне AC Analysis Limits необходимо сделать следующие установки. В выпадающем списке Frequency Step выбираем значение **Log**. В строке Frequency Range указываем **100MEG,1** (сначала максимальное значение 100 МГц, затем минимально значение 1 Гц). В строке Number of Points указываем **100**. Опцию Auto Scale Ranges следует включить.

Для наглядности изобразим две амплитудно-частотные характеристики (АЧХ): коэффициент усиления по напряжению транзистора $U_{КЭ}/U_{БЭ}$ и коэффициент усиления по напряжению всего каскада $U_{Rн}/U_{ВХ}$. Учитывая правила записи выражений в MicroCAP (см. Приложение 1), в столбце Y Expression следует указать для первого и второго случая соответственно:

$$\frac{VCE(VT1)}{VBE(VT1)}$$

$$\frac{V(Rn)}{V(V2)}$$

В столбце X Expression указывается имя независимой переменной – частоты **F**. На рисунке 4.14 представлены АЧХ усиления по напряжению транзистора и каскада.

Коэффициент усиления по напряжению транзистора равен 120, что согласуется с расчетным значением. Коэффициент усиления по напряжению всего каскада составляет 82. Разделительная емкость C1, помимо устранения постоянной составляющей напряжения на входе каскада, играет роль фильтра высоких частот.

На рисунке 4.15 представлена АЧХ усиления по току транзистора $I_{К}/I_{Б}$. По правилам MicroCAP при построении такой зависимости в столбце Y Ex-

pression следует указать $IC(VT1)/IB(VT1)$. Коэффициент усиления по току транзистора равен 150, что также согласуется с расчетным значением.

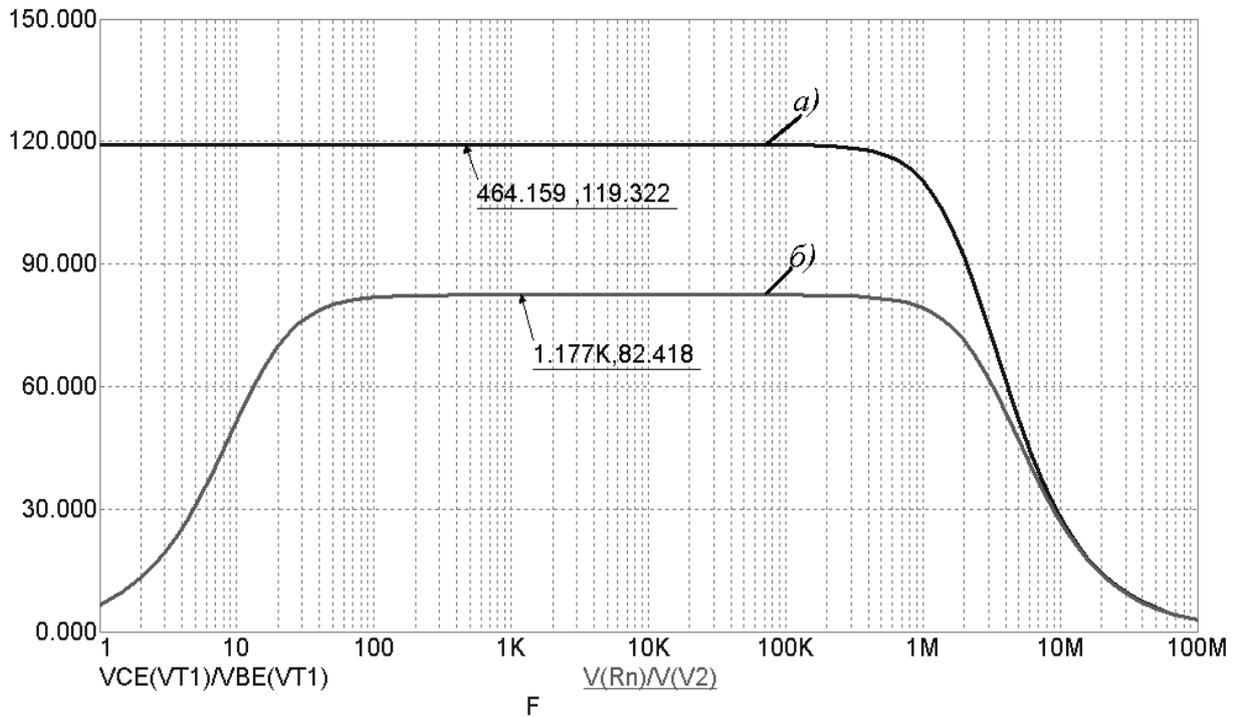


Рисунок 4.14 – АЧХ усиления по напряжению транзистора (а) и каскада (б)

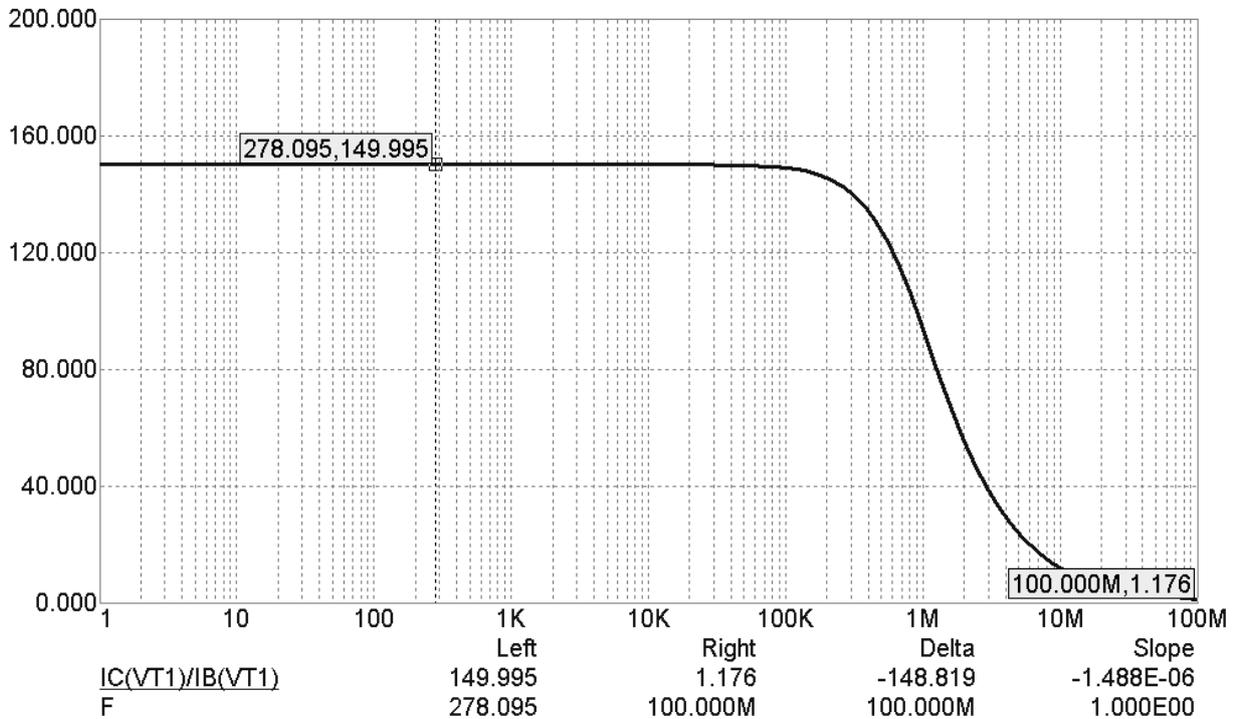


Рисунок 4.15 – АЧХ усиления по току

4.5 Лабораторное задание

Повторить методический пример, рассмотренный выше, по исходным данным Вашего варианта.

4.6 Контрольные вопросы

1. Каким недостатком обладает усилитель по схеме с общей базой?
2. Для какого вида усиления применяется схема с общей базой?
3. Какая схема усиления получила наибольшее распространение на практике и почему?
4. Что такое нагрузочная характеристика?
5. Что такое рабочая точка?
6. Что такое коэффициент полезного действия (КПД) усилителя?
7. Что такое режим линейного усиления?
8. Что такое рассеиваемая мощность?
9. Каково максимальное значение КПД в режиме линейного усиления?
10. Почему на рисунке 4.14 коэффициент усиления по напряжению всего каскада меньше, чем коэффициент усиления по напряжению транзистора?

4.7 Варианты задания

Во всех вариантах задания нижняя рабочая частота усилительного каскада $f_H = 100$ Гц.

Номер варианта	Тип транзистора	P_{Kmax} , Вт	I_{Kmax} , мА	$E_{П}$, В	R_H , Ом	$I_{Б0}$, мкА	$I_{mБ}$, мкА
1	КТ315А	0.15	100	10	250	100	50
2	КТ351А	0.3	50	12	300	150	30
3	КТ342А	0.25	50	7.5	200	100	20
4	КТ357А	0.1	40	10	500	100	50
5	КТ3117А	0.3	400	7.5	50	300	10
6	КТ361А	0.15	50	5	200	350	50
7	КТ503А	0.35	150	10	200	400	40
8	КТ3107А	0.3	100	12	250	350	50
9	КТ604А	3	200	60	600	300	50
10	КТ502А	0.35	150	7.5	125	250	50
11	КТ809А	40	3000	80	50	200	50
12	КТ814А	10	1500	20	20	150	50
13	Q2Т201А	0.15	20	10	625	200	50
14	Q2Т203А	0.15	10	15	1875	200	40
15	Q2Т208А	0.2	150	12	400	300	60
16	Q2Т312А	0.225	30	20	1700	150	50
17	Q2Т313А	0.3	350	25	700	200	40
18	Q2Т316В	0.15	30	7.5	250	350	50
19	Q2Т325А	0.225	60	10	350	400	80
20	Q2Т326А	0.25	50	12	300	500	50
21	КТ968А	0.8	200	25	400	600	60
22	Q2Т928А	0.5	800	20	125	3000	200
23	Q2Т908А	50	10000	15	2	150000	50000
24	Q2Т830А	1	2000	10	25	4000	200
25	Q2Т632А	0.5	100	12	150	300	50

5 ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №5 – ИССЛЕДОВАНИЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ С ПОТЕРЯМИ

5.1 Цель работы

В ходе выполнения настоящей работы предусматривается:

- 1) изучение режимов работы линии передачи с потерями;
- 2) исследование пространственного распределения напряжения и тока вдоль линии при различных режимах работы линии передачи;
- 3) изучение способов по обеспечению согласованного режима работы линии передачи;
- 4) приобретение навыков построения целевых функций.

5.2 Порядок выполнения работы

1. Изучить методические указания к лабораторной работе.
2. Внимательно ознакомиться с примером, приведенном в пункте 5.4.
3. Письменно, в отчете по лабораторной работе ответить на контрольные вопросы.
4. Провести теоретический расчет режима работы линии передачи по варианту задания.
5. Обеспечить согласованный режим работы линии передачи путем подключения комплексного сопротивления нагрузки, равного волновому сопротивлению линии.
6. Подтвердить теоретические расчеты с помощью моделирования в программе MicroCAP.
7. Сделать выводы по работе.

Внимание! Отчет по лабораторной работе в обязательном порядке должен содержать: схемы включения, графики зависимостей, все необходимые расчеты и их результаты, текстовые пояснения. На графиках в отчете должны присутствовать единицы измерения, масштаб, цена деления.

5.3 Линии передачи с потерями в стационарном режиме

Явления отражения волн в линиях. Известно [6], что выражения для напряжения и тока в любой точке длинной линии имеют вид:

$$\begin{cases} \dot{U} = \dot{U}_x = \frac{1}{2} \dot{U}_H + I_H \dot{Z}_0 e^{\gamma x} + \frac{1}{2} \dot{U}_H - I_H \dot{Z}_0 e^{-\gamma x} \\ \dot{I} = \dot{I}_x = \frac{1}{2} \left(I_H + \frac{\dot{U}_H}{\dot{Z}_0} \right) e^{\gamma x} + \frac{1}{2} \left(I_H - \frac{\dot{U}_H}{\dot{Z}_0} \right) e^{-\gamma x} \end{cases} \quad (5.1)$$

Если положить в формулах $x = 0$, т.е. отнести определяемые ими величины \dot{U}_x и \dot{I}_x к концу линии, то члены

$$\dot{U}_{\Pi(x=0)} = \frac{1}{2} \dot{U}_H + I_H \dot{Z}_0 \quad \text{и} \quad \dot{I}_{\Pi(x=0)} = \frac{1}{2} \left(I_H + \frac{\dot{U}_H}{\dot{Z}_0} \right)$$

дадут амплитуды напряжения и тока падающей волны в конце линии, а члены

$$\dot{U}_{OT(x=0)} = \frac{1}{2} \dot{U}_H - I_H \dot{Z}_0 \quad \text{и} \quad \dot{I}_{OT(x=0)} = \frac{1}{2} \left(I_H - \frac{\dot{U}_H}{\dot{Z}_0} \right)$$

- то же для отраженной волны. Введя эти обозначения в выражения напряжения и тока, полученные выше, можно написать:

$$\begin{cases} \dot{U}_x = \dot{U}_{\Pi} e^{\gamma x} + \dot{U}_{OT} e^{-\gamma x} \\ \dot{I}_x = \dot{I}_{\Pi} e^{\gamma x} + \dot{I}_{OT} e^{-\gamma x} = \frac{1}{\dot{Z}_0} \left(\dot{U}_{\Pi} e^{\gamma x} - \dot{U}_{OT} e^{-\gamma x} \right) \end{cases}$$

Здесь

$$\dot{I}_{\Pi} = \frac{\dot{U}_{\Pi}}{\dot{Z}_0}, \quad \text{а} \quad \dot{I}_{OT} = -\frac{\dot{U}_{OT}}{\dot{Z}_0}.$$

В общем случае амплитуды падающей и отраженной волн при $x = 0$ не равны друг другу, так как сопротивление нагрузки, включенное в конце линии, поглощает какую-то часть энергии падающей волны, отражая остальную. Очевидно, в конце линии должно иметь место следующее соотношение:

$$P_{\Pi} = P_{OT} + P_H,$$

где P_{Π} – мощность падающей волны; P_{OT} – мощность отраженной волны; P_H – мощность, поглощаемая нагрузкой.

Весьма важным является случай, когда линия замкнута на нагрузку, поглощающую всю энергию падающей волны. Отраженная волна при этом отсутствует, и линия находится, как принято говорить, «в *режиме бегущей волны*». При практическом использовании линии как фидера, т.е. системы, имеющей назначение передавать энергию от генератора к нагрузке с наибольшим коэффициентом полезного действия, линия должна работать именно в режиме бегущей волны. Условие отсутствия отраженной волны согласно уравнению (5.1) сведется, очевидно, к

$$\dot{U}_H - I_H \dot{Z}_0 = 0$$

или же

$$I_H - \frac{\dot{U}_H}{\dot{Z}_0} = 0.$$

Это означает, что сопротивление нагрузки равно волновому сопротивлению линии

$$Z_H = \frac{U_H}{I_H} = Z_0.$$

Такой же режим бегущей волны должен, естественно, иметь место и в линии бесконечной длины, в силу чего бесконечно длинная линия эквивалентна линии конечной длины, замкнутой на нагрузку, имеющую сопротивление, равное волновому сопротивлению линии.

Введем «**коэффициенты отражения**», т.е. отношения амплитуд напряжения или тока отраженной волны к соответствующим амплитудам падающей волны. Определим коэффициент отражения по напряжению:

$$\Gamma_U = \frac{U_{OT}}{U_{II}} = \frac{U_H - I_H Z_0}{U_H + I_H Z_0} = \frac{Z_H - Z_0}{Z_H + Z_0}, \quad (5.2)$$

и коэффициент отражения по току:

$$\Gamma_I = \frac{I_{OT}}{I_{II}} = \frac{I_H - \frac{U_H}{Z_0}}{I_H + \frac{U_H}{Z_0}} = \frac{Z_0 - Z_H}{Z_0 + Z_H} = -\Gamma_U,$$

откуда

$$\begin{cases} Z_H = Z_0 \frac{1 + \Gamma_U}{1 - \Gamma_U} = Z_0 \frac{1 - \Gamma_I}{1 + \Gamma_I}; \\ U_H = U_{II} \left(+ \Gamma_U \right); \\ I_H = I_{II} \left(+ \Gamma_I \right) = I_{II} \left(- \Gamma_U \right). \end{cases}$$

Пределы, изменения коэффициентов отражения можно найти из рассмотрения некоторых частных случаев.

Линия разомкнута, т.е. $Z_H = \infty$. Тогда

$$\Gamma_U = \frac{\infty - Z_0}{\infty + Z_0} = 1; \quad \Gamma_I = -1$$

Следовательно, амплитуда напряжения на конце линии удваивается, а амплитуда тока – равна нулю:

$$\begin{aligned} U_H &= U_{II} \left(+ 1 \right) = 2U_{II}, \\ I_H &= I_{II} \left(- 1 \right) = 0. \end{aligned}$$

Это означает, что на разомкнутом конце линии имеет место отражение, характеризуемое синфазностью падающей и отраженной волн напряжения и противофазностью падающей и отраженной волн тока.

Линия замкнута накоротко, т.е. $Z_H = 0$. В этом случае

$$\Gamma_U = \frac{0 - Z_0}{0 + Z_0} = -1; \quad \Gamma_I = 1$$

Значит,

$$\begin{aligned} U_H &= U_{II} \left(-1 \right) \stackrel{\sim}{=} 0, \\ I_H &= I_{II} \left(+1 \right) \stackrel{\sim}{=} 2I_{II}. \end{aligned}$$

т.е. амплитуда напряжения равна нулю, а амплитуда тока на конце линии удваивается.

В данном случае падающая и отраженная волны тока на замкнутом конце линии синфазны, в то время как падающая и отраженная волны напряжения – противофазны.

Если сопротивление нагрузки равно волновому $Z_H = Z_0$, то отражение, как было показано выше, отсутствует и коэффициенты отражения равны нулю:

$$\Gamma_U = \frac{Z_0 - Z_0}{Z_0 + Z_0} = 0; \Gamma_I = 0.$$

Таким образом, оба введенных выше коэффициента отражения могут изменяться в пределах между +1 и -1. В дальнейшем мы будем пользоваться обычно коэффициентом отражения по напряжению, называя его просто «коэффициент отражения».

Введенные нами коэффициенты отражения Γ_U и Γ_I зависят только от величины волнового сопротивления линии Z_0 и сопротивления нагрузки Z_H и, по самому определению, характеризуют отношение амплитуд падающей и отраженной волн в точке присоединения нагрузки, т.е. в конце линии. Однако понятие коэффициента отражения можно расширить, введя *«текущее значение коэффициента отражения»*, или *«коэффициент отражения в данной точке линии»*. Основанием этому служит наличие в любой точке линии как падающей, так и отраженной волн. Так как

$$U_x = U_{II} e^{\gamma x} + U_{OI} e^{-\gamma x},$$

то «коэффициент отражения в точке x линии» можно определить также отношением амплитуд отраженной и падающей волн в этой точке. Это ведет к следующему выражению:

$$\Gamma_x = \frac{U_{OI} e^{-\gamma x}}{U_{II} e^{\gamma x}} = \Gamma_0 e^{-2\gamma x}. \quad (5.3)$$

Через Γ_0 здесь обозначено значение коэффициента отражения в точке присоединения нагрузки, определенное уравнением (5.2). Из формулы (5.3) следует, что коэффициент отражения изменяется вдоль линии по гармоническому закону с «периодом», вдвое меньшим «периода» изменения амплитуд напряжения и тока. Здесь подразумевается не временная, а пространственная периодичность.

Входное сопротивление и волновое сопротивление линии. Общие уравнения, которые были получены для напряжения и тока в любой точке линии (5.1), можно преобразовать следующим образом. Соберем члены с оди-

наковыми коэффициентами \dot{U}_H , $\dot{I}_H \dot{Z}_0$, \dot{I}_H , $\frac{\dot{U}_H}{\dot{Z}_0}$. Получим:

$$\begin{aligned}\dot{U}_x &= \dot{U}_H \frac{e^{\gamma x} + e^{-\gamma x}}{2} + \dot{I}_H \dot{Z}_0 \frac{e^{\gamma x} - e^{-\gamma x}}{2}, \\ \dot{I}_x &= \dot{I}_H \frac{e^{\gamma x} + e^{-\gamma x}}{2} + \frac{\dot{U}_H}{\dot{Z}_0} \frac{e^{\gamma x} - e^{-\gamma x}}{2}.\end{aligned}$$

Далее, учтя, что

$$\frac{e^{\gamma x} + e^{-\gamma x}}{2} = ch\gamma x, \quad \frac{e^{\gamma x} - e^{-\gamma x}}{2} = sh\gamma x.$$

можно выражения напряжения и тока представить в следующем виде, удобном при рассмотрении некоторых свойств линии:

$$\begin{cases} \dot{U}_x = \dot{U}_H ch\gamma x + \dot{I}_H \dot{Z}_0 sh\gamma x \\ \dot{I}_x = \dot{I}_H ch\gamma x + \frac{\dot{U}_H}{\dot{Z}_0} sh\gamma x \end{cases} \quad (5.4)$$

Введем понятие **входного сопротивления** в данной точке линии, определив его как отношение амплитуды напряжения к амплитуде тока в данной точке, т.е.

$$\dot{Z}_{BX} = \frac{\dot{U}_x}{\dot{I}_x}. \quad (5.5)$$

Подставив в (5.5) выражения напряжения и тока из (5.4), получим для входного сопротивления:

$$\dot{Z}_{BX} = \frac{\dot{U}_H ch\gamma x + \dot{I}_H \dot{Z}_0 sh\gamma x}{\dot{I}_H ch\gamma x + \frac{\dot{U}_H}{\dot{Z}_0} sh\gamma x}.$$

После элементарных преобразований, с учетом $\dot{Z}_H = \frac{\dot{U}_H}{\dot{I}_H}$, это выражение может быть приведено к более удобным формам:

$$\dot{Z}_{BX} = \dot{Z}_0 \frac{\dot{Z}_H ch\gamma x + \dot{Z}_0 sh\gamma x}{\dot{Z}_0 ch\gamma x + \dot{Z}_H sh\gamma x}$$

или же:

$$\dot{Z}_{BX} = \dot{Z}_0 \frac{\dot{Z}_H + \dot{Z}_0 th\gamma x}{\dot{Z}_0 + \dot{Z}_H th\gamma x}. \quad (5.6)$$

В точке $x = 0$ (конец линии) входное сопротивление равняется сопротивлению нагрузки. В любой же другой точке линии величина \dot{Z}_{BX} является эквивалентом нагрузки вместе с отрезком линии, расположенным между данной точкой и нагрузкой. Так, если в схеме на рисунке 5.1 заменить все то, что расположено справа от сечения AB линии, включенным в AB сопротивлением \dot{Z}_{BX} , то режим оставшейся части линии не изменится.

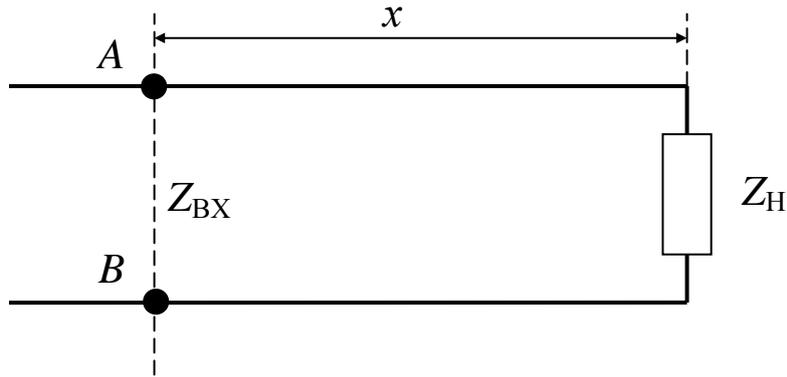


Рисунок 5.1 – Входное сопротивление как эквивалент нагрузки

Из формулы (5.6) следует, что Z_{BX} изменяется вдоль линии, т.е. $Z_{BX} = f(x)$. При $Z_H = Z_0$ отношение напряжения к току, а следовательно, и входное сопротивление в любой точке линии остаются постоянными и равными волновому сопротивлению линии:

$$Z_H = Z_0 = const.$$

Таким образом, величину волнового сопротивления можно рассматривать как частное значение входного, соответствующее режиму бегущей волны в линии.

Можно получить выражение, в котором зависимость входного сопротивления от коэффициента отражения будет особенно ясна. Действительно, подставив в (5.6) выражение

$$Z_H = Z_0 \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}$$

(Γ - здесь и далее – коэффициент отражения по напряжению) и произведя несложные преобразования, получим:

$$Z_{BX} = Z_0 \frac{\left(+th\gamma x \right) + \Gamma \left(-th\gamma x \right)}{\left(+th\gamma x \right) - \Gamma \left(-th\gamma x \right)}$$

Из этого уравнения можно видеть:

а) для линии, нагруженной на сопротивление, равное волновому (режим бегущей волны, $\Gamma = 0$):

$$Z_{BX} = Z_0 \frac{1 + th\gamma x}{1 + th\gamma x} = Z_0;$$

б) для короткозамкнутой линии ($\Gamma = -1$):

$$Z_{BX} \llcorner \text{з} \text{ } \rceil = Z_0 \frac{1 + th\gamma x - 1 + th\gamma x}{1 + th\gamma x + 1 - th\gamma x} = Z_0 th\gamma x; \quad (5.7)$$

в) для разомкнутой линии («холостой ход», $\Gamma = +1$):

$$Z_{BX} \llcorner \text{х} \text{ } \rceil = Z_0 \frac{1 + th\gamma x + 1 - th\gamma x}{1 + th\gamma x - 1 + th\gamma x} = Z_0 ct h\gamma x. \quad (5.8)$$

Эти выражения могут быть очень полезны при изучении различных ре-

жимов линий.

Из формул (5.7) и (5.8) следует также соотношение

$$\dot{Z}_{BX \langle \text{З} \rangle} \dot{Z}_{BX \langle \text{Х} \rangle} = \dot{Z}_0^2$$

из которого можно выразить волновое сопротивление:

$$\dot{Z}_0 = \sqrt{\dot{Z}_{BX \langle \text{З} \rangle} \dot{Z}_{BX \langle \text{Х} \rangle}}.$$

Последняя формула дает рецепт для практического измерения волнового сопротивления линии. Измерив входное сопротивление линии в двух режимах – режиме короткого замыкания $\dot{Z}_{BX \langle \text{З} \rangle}$ и режиме холостого хода $\dot{Z}_{BX \langle \text{Х} \rangle}$, можно найти волновое сопротивление линии как среднее геометрическое из измеренных значений $\dot{Z}_{BX \langle \text{З} \rangle}$ и $\dot{Z}_{BX \langle \text{Х} \rangle}$.

Остановимся несколько подробнее на анализе понятия волнового сопротивления линии. По определению, этот важный параметр линии

$$\dot{Z}_0 = \sqrt{\frac{\dot{Z}_1}{\dot{Y}_1}} = \sqrt{\frac{R_1 + j\omega L_1}{G_1 + j\omega C_1}}.$$

В общем случае \dot{Z}_0 , как и величины \dot{Z}_1 и \dot{Y}_1 , представляет собой комплексную величину. Если \dot{Z}_1 и \dot{Y}_1 выразить как:

$$\dot{Z}_1 = |\dot{Z}_1| e^{j\varphi_1},$$

$$\dot{Y}_1 = |\dot{Y}_1| e^{j\varphi_2},$$

где

$$\varphi_1 = \arctg \frac{\omega L_1}{R_1} \text{ и } \varphi_2 = \arctg \frac{\omega C_1}{G_1},$$

то \dot{Z}_0 может быть представлено следующим образом:

$$\dot{Z}_0 = \sqrt{\frac{|\dot{Z}_1|}{|\dot{Y}_1|}} e^{j \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}} = |\dot{Z}_0| e^{j \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}},$$

где модуль волнового сопротивления равен:

$$|\dot{Z}_0| = \sqrt[4]{\frac{R_1^2 + \omega^2 L_1^2}{G_1^2 + \omega^2 C_1^2}}.$$

Если потери в линии столь малы, что можно положить $R_1 = G_1 = 0$, то волновое сопротивление линии приобретает активный характер и

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}.$$

Величины погонных индуктивности L_1 и емкости C_1 определяются геометрией проводников линии и свойствами окружающей среды.

Процесс распространения волн в линии определяется величиной «*постоянной распространения*» $\dot{\gamma}$, равной

$$\dot{\gamma} = \sqrt{\dot{Z}_1 \dot{Y}_1}.$$

Подставив значения Z_1 и Y_1 , в это выражение, получим:

$$\dot{\gamma} = \sqrt{R_1 + j\omega L_1} \sqrt{G_1 + j\omega C_1}. \quad (5.9)$$

Значит, $\dot{\gamma}$ как некоторое комплексное число может быть представлено в виде

$$\dot{\gamma} = \alpha + j\beta. \quad (5.10)$$

Физический смысл действительной и мнимой частей постоянной распространения можно уяснить, взяв, например, выражение напряжения в бесконечно длинной линии

$$\dot{U}_l = \dot{U}_0 e^{-\dot{\gamma}l} = \dot{U}_0 e^{-\alpha l} e^{-j\beta l}.$$

Как видно отсюда, действительная часть α определяет экспоненциальное убывание амплитуды вдоль линии и может быть поэтому названа «*коэффициентом затухания*» или «*постоянной затухания*». Мнимая же часть, дающая множитель $e^{-j\beta l}$, определяет гармоническое изменение рассматриваемой величины, в данном случае напряжения, вдоль линии. Если учесть, что гармоническая зависимость от времени была уже постулирована ранее, то полное выражение \dot{U}_l , может быть дано в таком виде:

$$\dot{U}_l = \dot{U}_0 e^{-\alpha l} e^{j(\omega t - \beta l)}.$$

Отсюда видно, что величина $\frac{\omega}{\beta} = v_\phi$ определяет собою фазовую скорость распространяющегося вдоль линии волнового процесса. Так как

$$\omega = \frac{2\pi v_\phi}{\lambda},$$

то

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

является «*фазовой постоянной*», характеризующей пространственную периодичность волнового процесса, распространяющегося вдоль линии.

Определим теперь значения величин α и β . Возведя в квадрат уравнения (5.9) и (5.10), получим:

$$\dot{\gamma}^2 = (R_1 + j\omega L_1)(G_1 + j\omega C_1) = R_1 G_1 - \omega^2 L_1 C_1 + j(R_1 \omega C_1 + G_1 \omega L_1)$$

и

$$\dot{\gamma}^2 = \alpha^2 - \beta^2 + 2j\alpha\beta.$$

Приравнивая друг к другу действительные и мнимые части этих выражений, имеем:

$$\alpha^2 - \beta^2 = R_1 G_1 - \omega^2 L_1 C_1; \quad 2\alpha\beta = R_1 \omega C_1 + G_1 \omega L_1.$$

Отсюда после несложных преобразований получаются выражения для α и β :

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{2} (R_1 G_1 - \omega^2 L_1 C_1) + \sqrt{(R_1^2 + \omega^2 L_1^2)(G_1^2 + \omega^2 C_1^2)}},$$

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{2} \left(R_1 G_1 - \omega^2 L_1 C_1 \right) \pm \sqrt{\left(R_1^2 + \omega^2 L_1^2 \right) \left(G_1^2 + \omega^2 C_1^2 \right)}}.$$

Как видно из этих выражений, при $R_1, G_1 \rightarrow 0$, т.е. для линии без потерь, получается:

$$\begin{cases} \alpha = 0 \\ \beta = \omega \sqrt{L_1 C_1} \end{cases}.$$

Из последнего соотношения фазовая скорость оказывается равной

$$v_\phi = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}.$$

5.4 Пример анализа линии передачи с потерями

Требуется провести анализ воздушной линии передачи с потерями по приведенным первичным параметрам. Предполагается, что погонная проводимость такой линии пренебрежимо мала ($G = 0$). Необходимо оценить режим работы линии передачи. В случае, если линия работает в несогласованном режиме вычислить местоположение и величину минимальных и максимальных значений напряжения вдоль линии. Подобрать нагрузку таким образом, чтобы линия работала в согласованном режиме. Подтвердить расчетные значения экспериментальным путем с помощью программы MicroCAP.

Линия передачи обладает следующими параметрами:

- длина линии $l = 200$ км;
- напряжение на входе линии $U_1 = 100 \sin(\omega t + 20^\circ)$ В;
- угловая частота входного сигнала $\omega = 628$ с⁻¹;
- погонное сопротивление $R = 5$ Ом/км;
- погонная индуктивность $L = 0.05$ Гн/км;
- погонная емкость $C = 38$ нФ/км;
- погонная проводимость $G = 0$;
- сопротивление нагрузки $R_H = 600$ Ом;
- емкость нагрузки $C_H = 1$ мкФ.

Теоретический расчет режима работы линии.

Комплексное сопротивление нагрузки – параллельное соединение активной и реактивной составляющих:

$$Z_H = \frac{R_H \cdot \frac{1}{j\omega C_H}}{R_H + \frac{1}{j\omega C_H}} = \frac{600 \cdot \frac{1}{j628 \cdot 10^{-6}}}{600 + \frac{1}{j628 \cdot 10^{-6}}} = 525.404 - j197.972 \text{ Ом} = 561.465 e^{-j20.646^\circ} \text{ Ом}.$$

Волновое сопротивление линии передачи:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = \sqrt{\frac{5 + j628 \cdot 0.05}{0 + j628 \cdot 38 \cdot 10^{-9}}} = 1151 - j91.042 \text{ Ом} = 1154e^{-j4.524^\circ} \text{ Ом}.$$

Параметр распространения:

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \sqrt{(5 + j628 \cdot 0.05)(j628 \cdot 38 \cdot 10^{-9})} = 2.173 \cdot 10^{-3} + j0.027 \text{ км}^{-1} = 0.028e^{j85.476^\circ} \text{ км}^{-1}.$$

Коэффициент затухания:

$$\alpha = \text{Re}(\gamma) = 2.173 \cdot 10^{-3} \text{ Нп/км}.$$

Коэффициент фазы:

$$\beta = \text{Im}(\gamma) = 0.027 \text{ рад/км}.$$

Длина волны:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{0.027} = 228.813 \text{ км}.$$

Фазовая скорость волны:

$$v_\phi = \frac{\omega}{\beta} = \frac{628}{0.027} = 22870 \text{ км/с}.$$

Время задержки:

$$t = \frac{l}{v_\phi} = \frac{200}{22870} = 8.745 \cdot 10^{-3} \text{ с}.$$

Входное сопротивление линии:

$$Z_{BX} = Z_0 \cdot \frac{Z_H + Z_0 \cdot th(\gamma l)}{Z_0 + Z_H \cdot th(\gamma l)} = 1154e^{-j4.524^\circ} \cdot \frac{561.465e^{-j20.646^\circ} + 1154e^{-j4.524^\circ} \cdot th(0.028e^{j85.476^\circ} \cdot 200)}{1154e^{-j4.524^\circ} + 561.465e^{-j20.646^\circ} \cdot th(0.028e^{j85.476^\circ} \cdot 200)} = 1195 - j465.506 \text{ Ом} = 1283e^{-j21.277^\circ} \text{ Ом}.$$

Входной ток:

$$I_1 = \frac{U_1}{Z_{BX}} = \frac{100e^{j20^\circ}}{1283e^{-j21.277^\circ}} = 0.059 + j0.051 \text{ А} = 0.078e^{j41.277^\circ} \text{ А}.$$

Напряжение падающей волны (на нагрузку):

$$U_{П2} = \frac{U_1 + I_1 \cdot Z_0}{2} \cdot e^{-\gamma l} = \frac{100e^{j20^\circ} + 0.078e^{j41.277^\circ} \cdot 1154e^{-j4.524^\circ}}{2} \cdot e^{-0.028e^{j85.476^\circ} \cdot 200} = 17.525 + j58.28 \text{ В} = 60.858e^{j73.264^\circ} \text{ В}.$$

Напряжение отраженной волны (от нагрузки):

$$U_{O2} = \frac{U_1 - I_1 \cdot Z_0}{2} \cdot e^{\gamma l} = \frac{100e^{j20^\circ} - 0.078e^{j41.277^\circ} \cdot 1154e^{-j4.524^\circ}}{2} \cdot e^{0.028e^{j85.476^\circ} \cdot 200} = 1.09 - j22.672 \text{ В} = 22.698e^{-j87.249^\circ} \text{ В}.$$

Напряжение на нагрузке:

$$U_2 = \frac{U_1 + I_1 \cdot Z_0}{2} \cdot e^{-\gamma l} + \frac{U_1 - I_1 \cdot Z_0}{2} \cdot e^{\gamma l} = 17.525 + j58.28 + 1.09 - j22.672 =$$

$$= 18.615 + j35.608 \text{ В} = 40.18 e^{j62.401^\circ} \text{ В.}$$

Напряжение отраженной от нагрузки волны отлично от нуля, следовательно, линия работает в несогласованном режиме.

Анализ пространственного распределения значений напряжения в линии.

Угол между векторами напряжения падающей и отраженной волн равен:

$$\varphi = \arg \dot{U}_{П2} - \arg \dot{U}_{О2} = 73.264^\circ - (-87.249^\circ) = 160.512^\circ.$$

Векторная диаграмма для конца линии (нагрузки) представлена на рисунке 5.2.

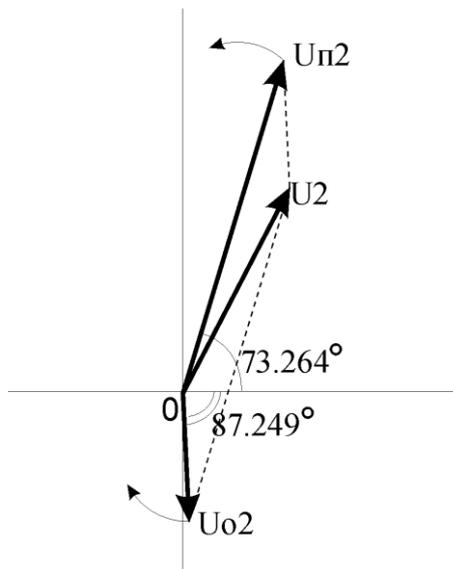


Рисунок 5.2 – Векторная диаграмма напряжения на нагрузке

С увеличением расстояния от конца линии (т.е. при движении к началу) вектор напряжения падающей волны перемещается против часовой стрелки, а вектор напряжения отраженной волны – по часовой стрелке. Через каждый километр напряжения $\dot{U}_{П2}$ и $\dot{U}_{О2}$ изменяют свою фазу на величину β , следовательно, угол между ними увеличивается на 2β . Минимум напряжения соответствует длине линии, при которой угол между векторами $\dot{U}_{П2}$ и $\dot{U}_{О2}$ равен 180° , максимум – когда угол между ними равен 0° , 360° и т.д.

В данном случае первым от конца линии будет минимум напряжения:

$$160.512^\circ + 2\beta y_1 = 180^\circ,$$

где y_1 – расстояние от конца линии.

Расстояние до первого экстремума (минимума) от конца линии:

$$y_1 = \frac{180^\circ - 160.512^\circ}{2 \cdot \beta \cdot 57.296^\circ [1 \text{ рад}]} = \frac{180^\circ - 160.512^\circ}{2 \cdot 0.027 \cdot 57.296^\circ [1 \text{ рад}]} = 6.193 \text{ км.}$$

Расстояние от начала линии: $200 - 6.193 = 193.807$ км.

Первое экстремальное (минимальное) напряжение:

$$U_{1\min} = U_{П2}e^{\alpha y_1} - U_{O2}e^{-\alpha y_1} = 60.858e^{2.173 \cdot 10^{-3} \cdot 6.193} - 22.698e^{-2.173 \cdot 10^{-3} \cdot 6.193} =$$

$$= 39.288 \text{ В.}$$

Расстояние до второго экстремума (максимума) напряжения от конца линии:

$$y_2 = \frac{180^\circ}{2 \cdot \beta \cdot 57.296^\circ [1 \text{ рад}]} + y_1 = \frac{180^\circ}{2 \cdot 0.027 \cdot 57.296^\circ [1 \text{ рад}]} + 6.193 = 63.396 \text{ км.}$$

Расстояние от начала линии: $200 - 63.396 = 136.604$ км.

Второе экстремальное (максимальное) напряжение:

$$U_{1\max} = U_{П2}e^{\alpha y_2} + U_{O2}e^{-\alpha y_2} = 60.858e^{2.173 \cdot 10^{-3} \cdot 63.396} + 22.698e^{-2.173 \cdot 10^{-3} \cdot 63.396} =$$

$$= 89.623 \text{ В.}$$

Аналогично рассчитываются остальные экстремальные значения. Результаты вычислений приведены в таблице 5.1.

Таблица 5.1

Экстремальные значения напряжения в линии передачи

Расстояние от конца линии y , км	Расстояние от начала линии x , км	Значение напряжения, В
6.193	193.807	39.288 (минимум)
63.396	136.604	89.623 (максимум)
120.599	79.401	61.622 (минимум)
177.802	22.198	104.98 (максимум)

На основании табличных данных можно сделать выводы:

- 1) линия передачи с потерями вносит амплитудное затухание передаваемого сигнала от генератора к нагрузке;
- 2) несогласованный режим работы линии передачи приводит к отражению части энергии от нагрузки, что приводит к появлению вдоль линии локальных экстремумов напряжения.

Обеспечение согласованного режима работы линии передачи.

Одним из способов достижения согласованного режима работы линии передачи является равенство комплексного сопротивления нагрузки и волнового сопротивления линии $Z_H = Z_0$. При этом коэффициент отражения напряжения от нагрузки становится равным нулю, следовательно, пространственное распределение напряжения вдоль линии – линейное. Согласованный режим работы линии передачи имеет важное практическое значение, поскольку в этом режиме достигается наибольший КПД.

Комплексное сопротивление нагрузки до согласования $Z_H = 525.404 - j197.972$ Ом. Волновое сопротивление линии передачи $Z_0 = 1151 - j91.042$ Ом. Для согласованного режима работы необходимо, чтобы:

$$\frac{X_H \cdot \frac{1}{j\omega C_H}}{X_H + \frac{1}{j\omega C_H}} = Z_0,$$

где X_H – комплексная составляющая нагрузки вместо активного сопротивления $R_H = 600 \text{ Ом}$; $C_H = 1 \text{ мкФ}$ – прежнее значение емкости нагрузки.

Вычислим значение X_H :

$$X_H = \frac{Z_0}{1 - j\omega C_H Z_0} = \frac{1154e^{-j4.524^\circ}}{1 - j628 \cdot 10^{-6} \cdot 1154e^{-j4.524^\circ}} = 815.502 + j528.651 \text{ Ом}.$$

Комплексное значение нагрузки X_H можно рассматривать как последовательное соединение резистора R_H и индуктивности L_H :

$$X_H = R_H + j\omega L_H = 815.502 + j528.651 \text{ Ом}.$$

Отсюда следует, что:

$$R_H = 815.502 \text{ Ом}; L_H = \frac{528.651}{\omega} = \frac{528.651}{628} = 0.842 \text{ Гн}.$$

Экспериментальное исследование линии передачи.

Экспериментальное исследование линии передачи проводится в программе MicroCAP. Схема включения линии передачи до согласования представлена на рисунке 5.3.

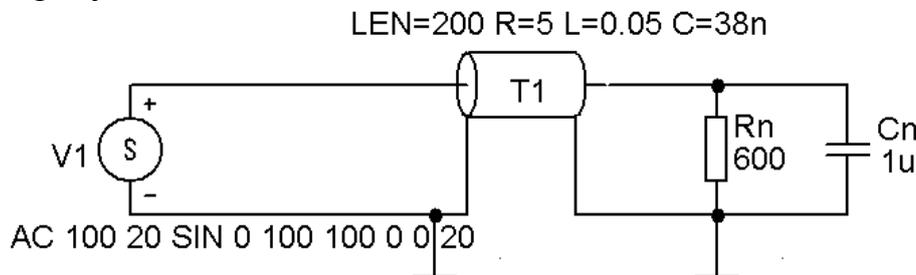


Рисунок 5.3 – Схема включения линии передачи до согласования

Для размещения на поле чертежа графического образа линии передачи необходимо выполнить команду Component/Analog Primitives/Passive Components/TLine. В появившемся диалоговом окне в строке ввода Value следует указать первичные параметры линии передачи согласно исходным данным: **LEN=200 R=5 L=0.05 C=38n**. Здесь длина линии LEN выражена в километрах, а погонные величины R , L , C в Ом/км, Гн/км и нФ/км, соответственно.

Примечание. 1) Программа MicroCAP не поддерживает модель линии передачи с одновременным указанием значений R , L , C , G . По этой причине величина погонной проводимости G вообще не указывается.

2) Указание первичных параметров R , L , C приводит к автоматическому выбору модели линии передачи с потерями.

В диалоговом окне свойств универсального источника напряжения V в списке Transient format следует выбрать параметр **SIN**. В появившихся строках ввода указываем параметры синусоидального сигнала:

AC magnitude **100** (амплитуда напряжения для частотного анализа);

AC Phase **20** (начальная фаза сигнала для частотного анализа);

V0 **0** (уровень постоянной составляющей напряжения – этот и последующие параметры предназначены для временного анализа);

VA **100** (амплитуда напряжения);

F0 **100** (частота сигнала) – указывается не угловая ω , а линейная $f = \omega/(2\pi)$ частота;

TD **0** (время задержки);

DF **0** (коэффициент затухания);

PH **20** (начальная фаза входного сигнала).

По команде Analysis/Transient проведем исследование формы синусоидального сигнала частотой 100 Гц на входе и на выходе линии передачи (рисунок 5.4).

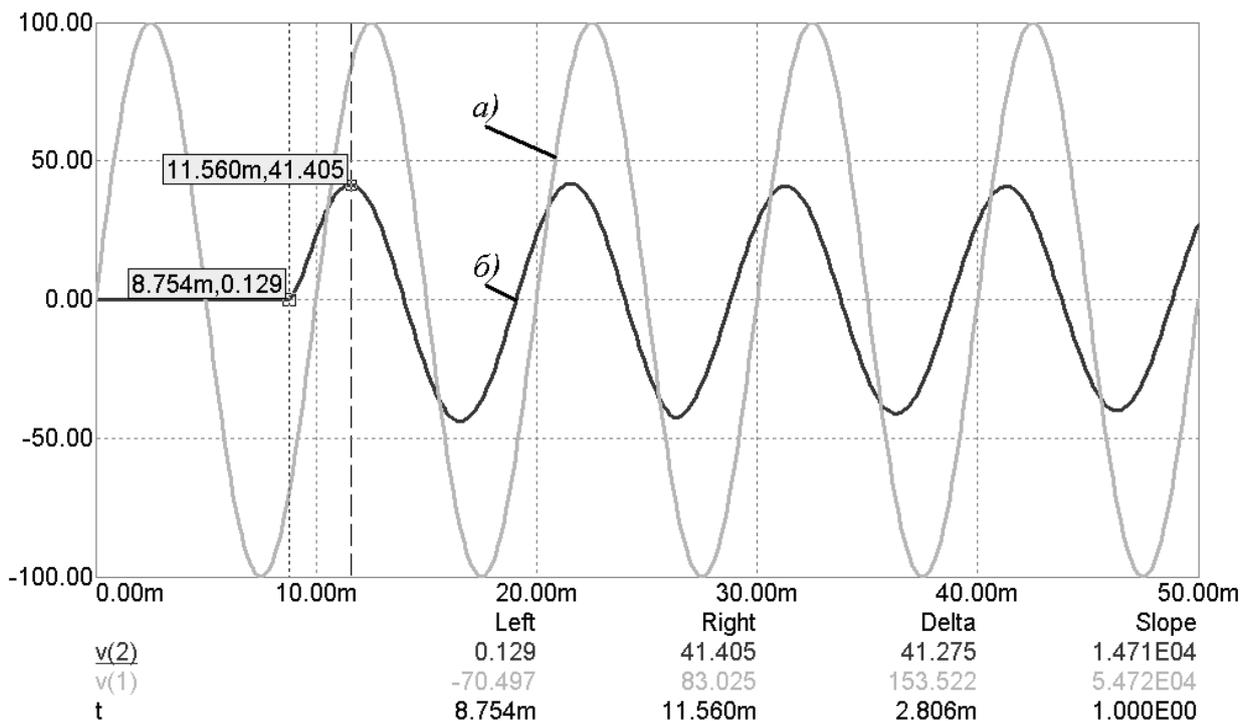


Рисунок 5.4 – Синусоидальный сигнал на входе (а) и выходе (б) линии передачи

В режиме электронного курсора находим:

- амплитуда входного сигнала $U_{ВХ} = 100$ В;
- амплитуда выходного сигнала $U_{ВЫХ} = 41.41$ В;
- время задержки на выходе линии $t = 8.754$ мс.

Отсюда следует, что коэффициент фазы:

$$\beta = \frac{\omega t}{l} = \frac{628 \cdot 8.754 \cdot 10^{-3}}{200} = 0.027 \text{ рад/км}.$$

Полученные экспериментальные значения $U_{\text{ВЫХ}}$, t , β согласуются с соответствующими теоретическими расчетами.

Модель линии передачи, графический образ которой представлен на рисунке 5.3, является моделью с сосредоточенными параметрами. По этой причине модель линии передачи не позволяет дать информацию о пространственном распределении напряжения вдоль линии. Для устранения указанного недостатка можно представить исходную линию передачи в виде последовательного соединения отрезков линии передачи с одинаковыми первичными параметрами R , L , C . Причем, длины отрезков линии передачи необходимо подобрать таким образом, чтобы места их соединения соответствовали характерным пространственным координатам – точкам экстремума напряжения или тока.

Исходя из таблицы 5.1, количество точек экстремума для данной линии передачи равно четырем. Следовательно, линия передачи может быть представлена пятью отрезками: первый отрезок 22.198 км; три отрезка по 57.203 км; пятый отрезок 6.193 км. Схема включения распределенной в пространстве модели изображена на рисунке 5.5.

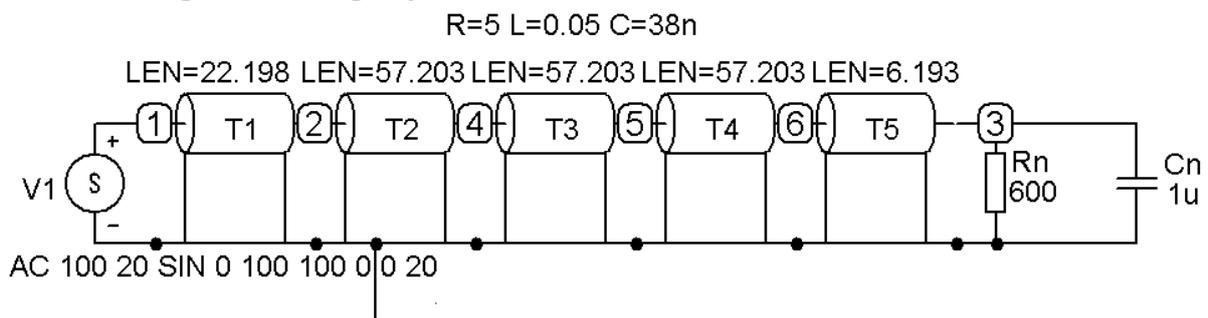


Рисунок 5.5 – Распределенная в пространстве модель линии передачи

Заметим, что номера точек на схеме вдоль линии расположены в следующем порядке: 1, 2, 4, 5, 6, 3. **Нумерация точек в программе MicroCAP осуществляется автоматически и в Вашем случае, возможно, будет иной.** По команде Analysis/AC проводится исследование пространственного распределения модуля напряжения вдоль линии $|U| = f(l)$. В диалоговом окне AC Analysis Limits необходимо указать: в строке ввода Frequency Range – рабочую частоту $f = \frac{\omega}{2\pi}$ (не круговую, а линейную) в Гц, согласно исходным данным **100**; в списке Frequency Step – выбираем значение **List**. В столбцах R, X Expression, Y Expression на шести строках вводим:

P	X Expression	Y Expression
1	F	MAG(V(1))
1	F	MAG(V(2))
1	F	MAG(V(4))
1	F	MAG(V(5))
1	F	MAG(V(6))
1	F	MAG(V(3))

Цифра 1 в первом столбце говорит о том, что все значения будут представлены на одном графике под номером 1. Значение f во втором столбце – независимая переменная – частота в Гц. Выражения в третьем столбце **MAG(V(...))** – модуль напряжения в указанной точке. Заметим, что порядок перечисления точек в выражениях **MAG(V(...))** должен совпадать с порядком нумерации точек на схеме включения (рисунок 5.5). После проведения частотного анализа необходимо на графике (см. рисунок 5.6) включить режим электронного курсора . В результате в нижней части экрана в столбцах Left и Right появляются значения модуля напряжения для указанных точек, соответствующие рабочей частоте 100 Гц. Так как порядок перечисления точек в выражениях **MAG(V(...))** совпадает с порядком расположения точек вдоль линии, то столбцы Left и Right фактически показывают пространственное распределение модуля напряжения вдоль линии. Из сравнительного анализа третьего столбца таблицы 5.1 и столбцов Left и Right на графике можно сделать вывод о совпадении теоретических и экспериментальных данных.

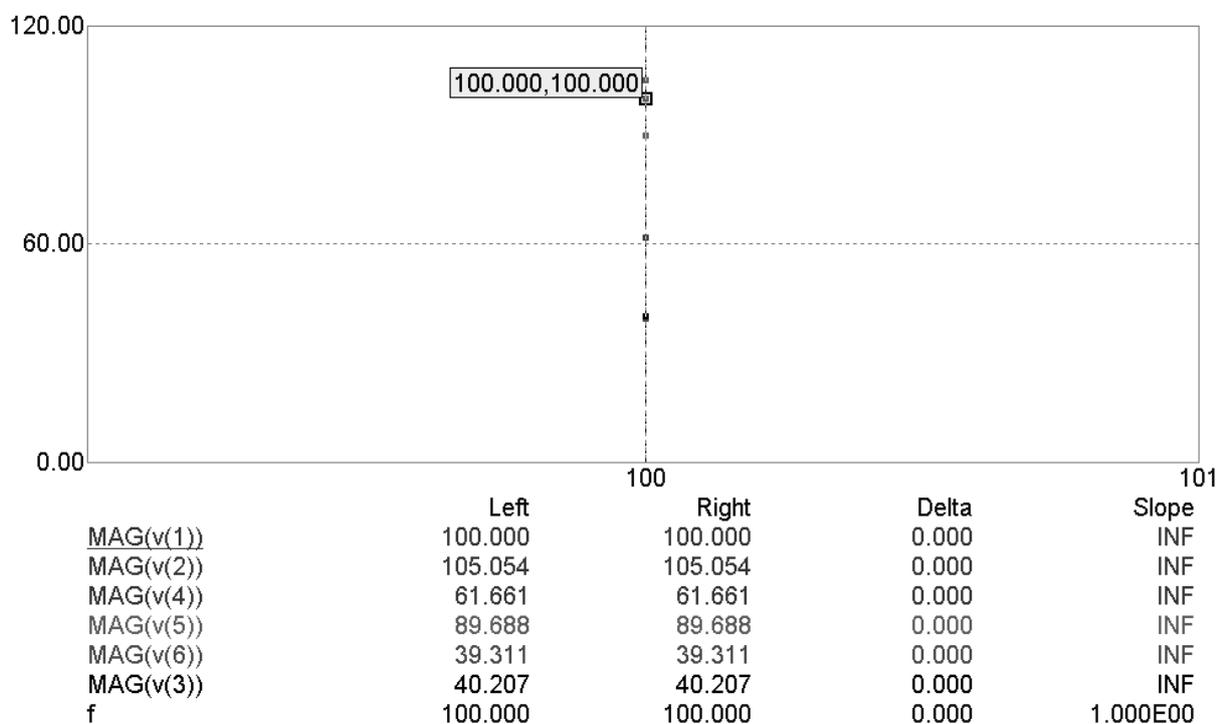


Рисунок 5.6 – Анализ значений модуля напряжения на частоте 100 Гц

Схема включения линии передачи после согласования представлена на рисунке 5.7.

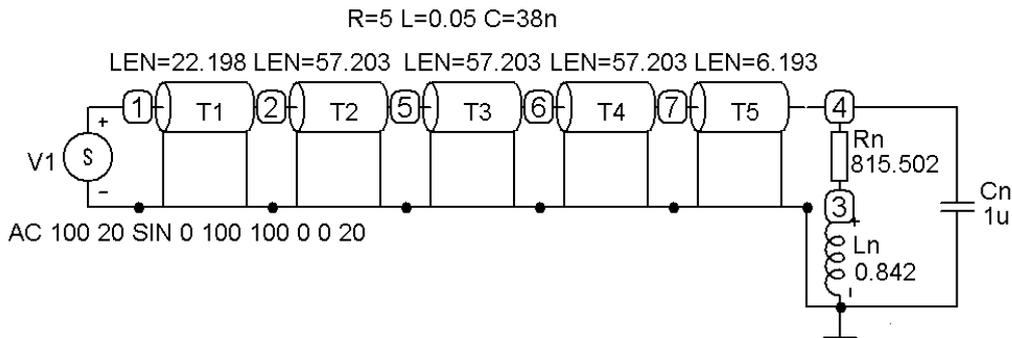


Рисунок 5.7 - Схема включения линии передачи после согласования

Исследование пространственного распределения напряжения вдоль линии проводится аналогично предыдущему случаю. **ВНИМАНИЕ!** После включения индуктивности L_n нумерация точек может измениться. Результаты анализа для случая несогласованной и согласованной нагрузки представлены на рисунке 5.8. Точками отмечены значения модуля напряжения на основе экспериментальных данных. Для большей наглядности на графике сделана аппроксимация экспериментальных значений для двух случаев.

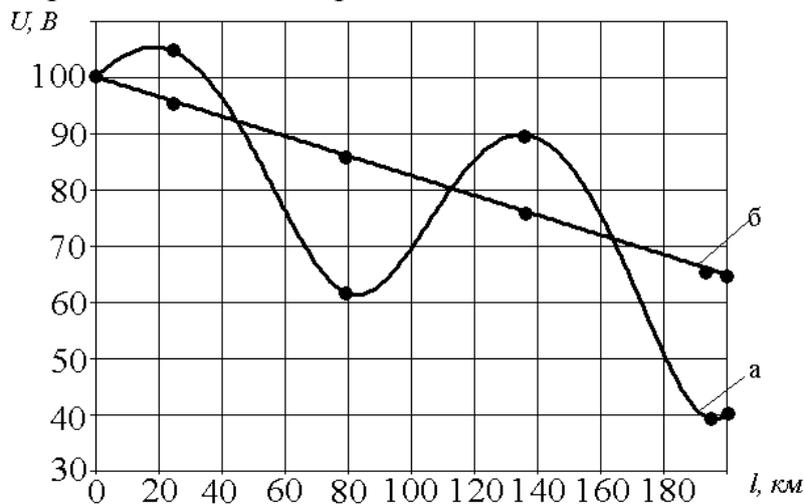


Рисунок 5.8 – Распределение напряжения вдоль линии передачи для случая несогласованной (а) и согласованной (б) нагрузки

Так как в согласованном режиме напряжение отраженной от нагрузки волны $U_{O2} = 0$, то можно экспериментально определить значение коэффициента затухания α . Напряжение падающей на нагрузку волны для согласованного режима:

$$U_{П2} = U_1 e^{-\alpha l},$$

где U_1 – напряжение на входе линии передачи.

Отсюда коэффициент затухания:

$$\alpha = \frac{-\ln \frac{U_{П2}}{U1}}{l} = \frac{-\ln \frac{64.777}{100}}{200} = 2.218 \cdot 10^{-3} \text{ Нп/км}.$$

Экспериментальное значение α согласуется с соответствующим теоретическим значением.

5.5 Лабораторное задание

Повторить методический пример, рассмотренный выше, по исходным данным Вашего варианта.

5.6 Контрольные вопросы

1. Для каких целей используются линии передачи?
2. Какими эквивалентными параметрами характеризуются линии передачи?
3. Чем отличаются линии передачи с потерями от линий передач без потерь с точки зрения эквивалентных параметров?
4. Почему на векторной диаграмме (рисунок 5.2) направление вращения вектора падающей волны происходит против часовой стрелки, а для вектора отраженной волны – по часовой стрелке?
5. Что такое первичные параметры линии передачи?
6. Какие виды конструктивного исполнения линий передач Вы знаете?
7. Почему погонное сопротивление R растет с повышением частоты в реальных линиях передач?
8. Какой физический смысл имеют действительная и мнимая части параметра распространения γ ?
9. Чему равен коэффициент отражения по напряжению для линии, работающей в согласованном режиме?
10. Чем вызван наклонный вид пространственного распределения напряжения на рисунке 5.8?

5.7 Варианты заданий

Таблица 5.2

Варианты заданий с известным входным напряжением

Номер варианта	Длина линии l , км	Амплитуда напряжения на входе U_1 , В	Фаза напряжения на входе φ , °	Угловая частота сигнала ω , с ⁻¹	Погонное сопротивление R , Ом/км	Погонная индуктивность L , Гн/км	Погонная емкость C , нФ/км	Сопротивление нагрузки R_H , Ом	Емкость нагрузки C_H , мкФ
1	100	30	0	1000	4	0.07	50	500	0.1
2	300	40	90	900	3	0.09	40	400	0.2
3	200	50	45	800	2	0.02	30	300	0.3
4	150	60	180	700	1	0.03	200	200	0.4
5	250	70	135	600	0.5	0.04	100	100	0.5
6	125	80	-180	500	2.5	0.05	250	250	0.6
7	100	90	90	800	3	0.2	70	300	0.5
8	125	100	45	1000	1	0.08	100	200	0.3
9	150	40	135	900	2	0.08	50	500	0.04
10	200	60	180	700	3	0.05	30	300	0.6
11	250	30	-180	500	1	0.09	50	400	0.1
12	300	50	0	600	1	0.04	100	400	0.4
13	150	70	30	700	0.5	0.07	100	100	0.2

Варианты заданий с известным входным током

Номер варианта	Длина линии l , км	Амплитуда тока на входе I , А	Фаза тока на входе φ , °	Угловая частота сигнала ω , с ⁻¹	Погонное сопротивление R , Ом/км	Погонная индуктивность L , Гн/км	Погонная емкость C , нФ/км	Сопротивление нагрузки R_H , Ом	Емкость нагрузки C_H , мкФ
14	200	0.01	-135	800	1	0.05	25	250	0.6
15	300	0.02	-45	900	0.5	0.03	20	500	0.3
16	100	0.03	0	500	4	0.2	40	300	2
17	150	0.04	-90	600	3	0.07	50	200	0.4
18	125	0.05	180	700	2	0.09	30	100	0.5
19	250	0.06	-180	1000	2.5	0.01	100	400	1
20	100	0.07	90	800	5	0.09	100	250	2
21	125	0.08	100	1000	3	0.03	50	500	2
22	150	0.09	45	900	1	0.08	30	200	0.4
23	200	0.03	180	700	4	0.05	70	300	0.5
24	250	0.07	0	500	10	0.07	40	100	0.6
25	300	0.05	30	600	3	0.1	20	400	1

6 ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №6 – ИССЛЕДОВАНИЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ БЕЗ ПОТЕРЬ

6.1 Цель работы

В ходе выполнения настоящей работы предусматривается:

- 1) изучение режимов работы линии передачи без потерь;
- 2) исследование пространственного распределения напряжения и тока вдоль линии при различных режимах работы линии передачи без потерь;
- 3) изучение способов по обеспечению согласованного режима работы линии передачи без потерь;
- 4) изучение приемов представления исходной смешанной волны как суммы бегущей и стоячей волн.

6.2 Порядок выполнения работы

1. Изучить методические указания к лабораторной работе.
2. Внимательно ознакомиться с примером, приведенном в пункте 6.4.
3. Письменно, в отчете по лабораторной работе ответить на контрольные вопросы.
4. Провести теоретический расчет участка линии передачи без потерь по варианту задания.
5. Обеспечить согласованный режим работы участка линии передачи без потерь.
6. Подтвердить теоретические расчеты с помощью моделирования в программе MicroCAP.
7. Сделать выводы по работе.

Внимание! Отчет по лабораторной работе в обязательном порядке должен содержать: схемы включения, графики зависимостей, все необходимые расчеты и их результаты, текстовые пояснения. На графиках в отчете должны присутствовать единицы измерения, масштаб, цена деления.

6.3 Линии передачи без потерь в стационарном режиме

В технике высоких и сверхвысоких частот, как правило, находят применение линии в таком конструктивном исполнении, что затуханием их в большинстве случаев можно пренебречь («линии без потерь»). Однако не только это обстоятельство оправдывает специальное рассмотрение линий без потерь, но также и то, что соотношения, которым они подчиняются, позволяют проще и нагляднее вскрыть целый ряд закономерностей и особенностей поведения линий вообще.

Таким образом, во многих случаях в технике высоких и сверхвысоких частот активное погонное сопротивление и погонная утечка линий очень малы по отношению к соответствующим реактивным членам: $R_1 \ll \omega L_1$, $G_1 \ll \omega C_1$, в силу чего величинами R_1 и G_1 , можно пренебречь в выражениях для \dot{Z}_0 и $\dot{\gamma}$, которые примут вид

$$\dot{Z}_0 = Z_0 = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad \text{и} \quad \dot{\gamma} = j\beta.$$

Формулы для напряжения и тока в любой точке линии без потерь в силу того, что

$$\operatorname{ch} j\beta x = \cos \beta x, \quad \operatorname{sh} j\beta x = j \sin \beta x,$$

также будут выглядеть иначе:

$$\begin{cases} \dot{U}_x = \dot{U}_H \cos \beta x + jZ_0 \dot{I}_H \sin \beta x, \\ \dot{I}_x = \dot{I}_H \cos \beta x + j \frac{\dot{U}_H}{Z_0} \sin \beta x. \end{cases}$$

Выражение для входного сопротивления преобразуется:

$$\dot{Z}_{BX} = \frac{\dot{U}_H \cos \beta x + jZ_0 \dot{I}_H \sin \beta x}{\dot{I}_H \cos \beta x + j \frac{\dot{U}_H}{Z_0} \sin \beta x} = Z_0 \frac{\dot{Z}_H \cos \beta x + jZ_0 \sin \beta x}{Z_0 \cos \beta x + j\dot{Z}_H \sin \beta x} = Z_0 \frac{\dot{Z}_H + jZ_0 \operatorname{tg} \beta x}{Z_0 + j\dot{Z}_H \operatorname{tg} \beta x}.$$

При наличии действительного волнового сопротивления Z_0 линии без потерь могут быть, вообще говоря, нагружены любым комплексным сопротивлением

$$\dot{Z}_H = |\dot{Z}_H| e^{j\theta}.$$

В силу этого коэффициент отражения Γ , выражаемый через Z_0 и \dot{Z}_H :

$$\Gamma = \frac{\dot{Z}_H - Z_0}{\dot{Z}_H + Z_0}$$

остается, как и в случае линии с потерями, комплексной величиной

$$\Gamma = |\Gamma| e^{j\psi}.$$

Здесь ψ – изменение фазы напряжения при отражении, а $|\Gamma|$ – отношение абсолютных величин амплитуд напряжения отраженной и падающей волн. Таким образом, по определению коэффициента отражения, для него можно написать:

$$|\Gamma| e^{j\psi} = \frac{|\dot{Z}_H| e^{j\theta} - Z_0}{|\dot{Z}_H| e^{j\theta} + Z_0}.$$

Разделив числитель и знаменатель этого выражения на Z_0 и обозначив для удобства записи отношение $\frac{|\dot{Z}_H|}{Z_0}$ через k , получим после элементарных

преобразований следующие выражения для $|\Gamma|$ и ψ :

$$\left\{ \begin{aligned} |\Gamma| &= \sqrt{\frac{(k^2 - 1)^2 + 4k^2 \sin^2 \theta}{(k^2 + 1 + 2k \cos \theta)^2}} = \sqrt{\frac{(k^2 + 1) - 2k \cos \theta}{(k^2 + 1) + 2k \cos \theta}}, \\ \operatorname{tg} \psi &= \frac{2k \sin \theta}{k^2 - 1} = \frac{2 \left(\frac{|Z_H|}{Z_0} \right) \sin \theta}{\left(\frac{|Z_H|}{Z_0} \right)^2 - 1}. \end{aligned} \right.$$

По этим формулам можно найти модуль и фазу коэффициента отражения при любых сопротивлениях нагрузки.

Выражения для напряжения и тока в любой точке для линии без потерь примут вид

$$\left\{ \begin{aligned} \dot{U}_x &= \dot{U}_\Pi e^{j\beta x} + \dot{U}_{OT} e^{-j\beta x}, \\ \dot{I}_x &= \frac{1}{Z_0} (\dot{U}_\Pi e^{j\beta x} - \dot{U}_{OT} e^{-j\beta x}); \end{aligned} \right. \quad (6.1)$$

Из этих выражений следует, что амплитуды напряжения и тока изменяются вдоль линии периодически, причем максимальные амплитуды напряжения соответствуют минимальным амплитудам тока и наоборот. Из уравнений (6.1) можно выразить максимальные и минимальные значения амплитуд напряжения и тока:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{x \max} &= \dot{U}_\Pi + \dot{U}_{OT}, & \dot{U}_{x \min} &= \dot{U}_\Pi - \dot{U}_{OT}, \\ \dot{I}_{x \max} &= \frac{1}{Z_0} (\dot{U}_\Pi - \dot{U}_{OT}), & \dot{I}_{x \min} &= \frac{1}{Z_0} (\dot{U}_\Pi + \dot{U}_{OT}). \end{aligned}$$

Отсюда следует важный вывод:

$$\frac{\dot{U}_{x \max}}{\dot{I}_{x \max}} = \frac{\dot{U}_{x \min}}{\dot{I}_{x \min}} = Z_0, \quad (6.2)$$

т.е. при любой нагрузке отношения максимальной амплитуды напряжения к максимальной амплитуде тока, а также минимальной амплитуды напряжения к минимальной амплитуде тока постоянны и равны волновому сопротивлению линии.

Одновременно из уравнения (6.2) следует равенство отношений максимальных значений напряжения и тока к одноименным минимальным:

$$\frac{\dot{U}_{x \max}}{\dot{U}_{x \min}} = \frac{\dot{I}_{x \max}}{\dot{I}_{x \min}} = s. \quad (6.3)$$

Эта величина s является своеобразной характеристикой режима линии и носит название «*коэффициента стоячей волны*». Электрическое состояние линии в любой ее точке, как было показано в лабораторной работе №5, является результатом суперпозиции падающей и отраженной волн. В том случае, когда отражение отсутствует, имеет место режим бегущей волны ($s = 1$), если

же отражение полное, т.е. амплитуда отраженной волны равна амплитуде падающей, возникает режим стоячей волны ($s = \infty$). В общем же случае амплитуда отраженной волны меньше амплитуды падающей и режим линии имеет «смешанный» характер ($0 < s < \infty$). Указанное выше поведение амплитуд напряжения и тока вдоль линии дает основание рассматривать электрическое состояние линии в любой точке как результат сосуществования двух режимов: режима бегущей волны, обуславливающего некоторую «постоянную составляющую» амплитуды вдоль линии, и режима стоячей волны, образование которой обязано частичному отражению от нагрузки и наличие которой вызывает «переменную составляющую амплитуды» вдоль линии. Эта «переменная составляющая», характеризуемая «примесью» стоячей волны к бегущей, находит свое количественное выражение в определенной формулой (6.3) «**коэффициенте стоячей волны**» s . Иногда удобно пользоваться «**коэффициентом бегущей волны**» $r = \frac{1}{s}$, именуемом также «**коэффициентом бегучести**».

Проанализируем теперь распределение амплитуд напряжения и тока вдоль линии при любом сопротивлении нагрузки. Рассмотрим подробно выражения для напряжения, исходя из

$$\dot{U}_x = \dot{U}_H \cos \beta x + jZ_0 \dot{I}_H \sin \beta x.$$

Приняв во внимание, что

$$\dot{U}_H = \dot{U}_H \left(+ \Gamma^- \right), \quad \dot{I}_H = \frac{\dot{U}_H}{Z_0} \left(- \Gamma^- \right)$$

можно преобразовать выражение для \dot{U}_x к такому виду:

$$\dot{U}_x = \dot{U}_H \left[+ \Gamma^- \cos \beta x + j \left(- \Gamma^- \right) \sin \beta x \right].$$

Так как

$$\Gamma = |\Gamma| e^{j\psi} = \Gamma_0 \left(\cos \psi + j \sin \psi \right),$$

где $|\Gamma|$ мы заменяем на Γ_0 для удобства обозначения в последующих преобразованиях, то

$$\dot{U}_x = \dot{U}_H \left[\cos \beta x + \Gamma_0 \cos \left(\beta x - \psi \right) + j \left[\sin \beta x + \Gamma_0 \sin \left(\psi - \beta x \right) \right] \right].$$

Переходим к выражению модуля амплитуды напряжения:

$$U_x = |\dot{U}_x| = U_H \sqrt{\left[\cos \beta x + \Gamma_0 \cos \left(\beta x - \psi \right) \right]^2 + \left[\sin \beta x + \Gamma_0 \sin \left(\psi - \beta x \right) \right]^2}.$$

Произведем некоторые преобразования в подкоренном выражении: возведем в квадрат выражения в прямых скобках, соберем члены в полученном выражении, комбинируя их и применяя обычные тригонометрические соотношения. В результате получится достаточно простое и удобное для исследования выражение модуля амплитуды напряжения в любой точке линии:

$$U_x = U_H \sqrt{\left(+ \Gamma_0 \right)^2 \cos^2 \left(\beta x - \frac{\psi}{2} \right) + \left(- \Gamma_0 \right)^2 \sin^2 \left(\beta x - \frac{\psi}{2} \right)}; \quad (6.4)$$

аналогично для модуля тока:

$$I_x = \frac{U_{\Pi}}{Z_0} \sqrt{\left(1 - \Gamma_0\right)^2 \cos^2\left(\beta x - \frac{\Psi}{2}\right) + \left(1 + \Gamma_0\right)^2 \sin^2\left(\beta x - \frac{\Psi}{2}\right)}. \quad (6.5)$$

Из (6.4), (6.5) видно, что максимумы напряжения приходятся в точках минимумов тока и наоборот. Ограничимся поэтому подробным анализом выражения (6.4) для напряжения. Амплитуда напряжения $|U_x|$ имеет максимальные значения, равные $U_{\Pi}(1 + \Gamma_0)$ при $\left(\beta x - \frac{\Psi}{2}\right) = \pi n$, где $n = 0, 1, 2, \dots$. В то же время при $\left(\beta x - \frac{\Psi}{2}\right) = \pi n + \frac{\pi}{2}$ величина $|U_x|$ принимает минимальные значения, равные $U_{\Pi}(1 - \Gamma_0)$. Отсюда мы можем получить важную зависимость между коэффициентом стоячей волны и коэффициентом отражения:

$$s = \frac{U_{x \max}}{U_{x \min}} = \frac{U_{\Pi} (1 + \Gamma_0)}{U_{\Pi} (1 - \Gamma_0)} = \frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0}.$$

При переходе от максимума к минимуму или от минимума к максимуму аргумент \sin и \cos в выражениях (6.4) и (6.5) изменяется на $\frac{\pi}{2}$, что соответствует перемещению вдоль линии на четверть волны $\frac{\lambda}{4}$. Положение первого от нагрузки (т.е. от конца линии) максимума напряжения определяется условием $\left(\beta x - \frac{\Psi}{2}\right) = 0$, т.е. соответствует расстоянию x_m от конца, равному

$$x_m = \frac{\lambda \Psi}{4 \pi}.$$

Учитывая выражение для входного сопротивления линии без потерь, получим выражение для входного сопротивления в любой точке линии:

$$Z_{BX} = Z_0 \frac{(1 + \Gamma) \cos \beta x + j(1 - \Gamma) \sin \beta x}{(1 - \Gamma) \cos \beta x + j(1 + \Gamma) \sin \beta x} = Z_0 \frac{(1 + \Gamma) + j(1 - \Gamma) \operatorname{tg} \beta x}{(1 - \Gamma) + j(1 + \Gamma) \operatorname{tg} \beta x}.$$

Из формул (6.4) и (6.5) получаем:

$$|Z_{BX}| = Z_0 \sqrt{\frac{(1 + \Gamma_0)^2 \cos^2\left(\beta x - \frac{\Psi}{2}\right) + (1 - \Gamma_0)^2 \sin^2\left(\beta x - \frac{\Psi}{2}\right)}{(1 - \Gamma_0)^2 \cos^2\left(\beta x - \frac{\Psi}{2}\right) + (1 + \Gamma_0)^2 \sin^2\left(\beta x - \frac{\Psi}{2}\right)}}.$$

Эти выражения могут быть полезны при различных практических расчетах.

Частные случаи. Разберем несколько важных частных случаев, применяя выведенные выше общие соотношения для линий без потерь.

а) *Короткозамкнутая линия.* Условия короткого замыкания линии могут быть записаны: $Z_H = 0$, $\Gamma_0 = -1$, $\Psi = \pi$, $s = \infty$, т.е. линия должна работать в

режиме стоячей волны. Для напряжения, тока и входного сопротивления в этом случае получатся выражения:

$$|U_x| = 2U_{II} \sin \beta x; |I_x| = \frac{2U_{II}}{Z_0} \cos \beta x; Z_{BX} = jZ_0 \operatorname{tg} \beta x.$$

Изменение величин входного сопротивления, напряжения и тока вдоль короткозамкнутой линии представлено на рисунке 6.1. Из этих графиков видно, что входное сопротивление короткозамкнутой линии имеет реактивный характер и при изменении x на полволны принимает все возможные значения от $-\infty$ до $+\infty$. При $0 < x < \frac{\lambda}{4}$ ($0 < \beta x < \frac{\pi}{4}$) замкнутая линия эквивалентна индуктивности, в точке же $x = \frac{\lambda}{4}$ ($\beta x = \frac{\pi}{4}$) входное сопротивление ее становится бесконечным. Благодаря этому замкнутый на конце отрезок линии длиной в четверть волны можно уподобить некоторому идеальному параллельному резонансному контуру и применить в качестве «настроенного изолятора».

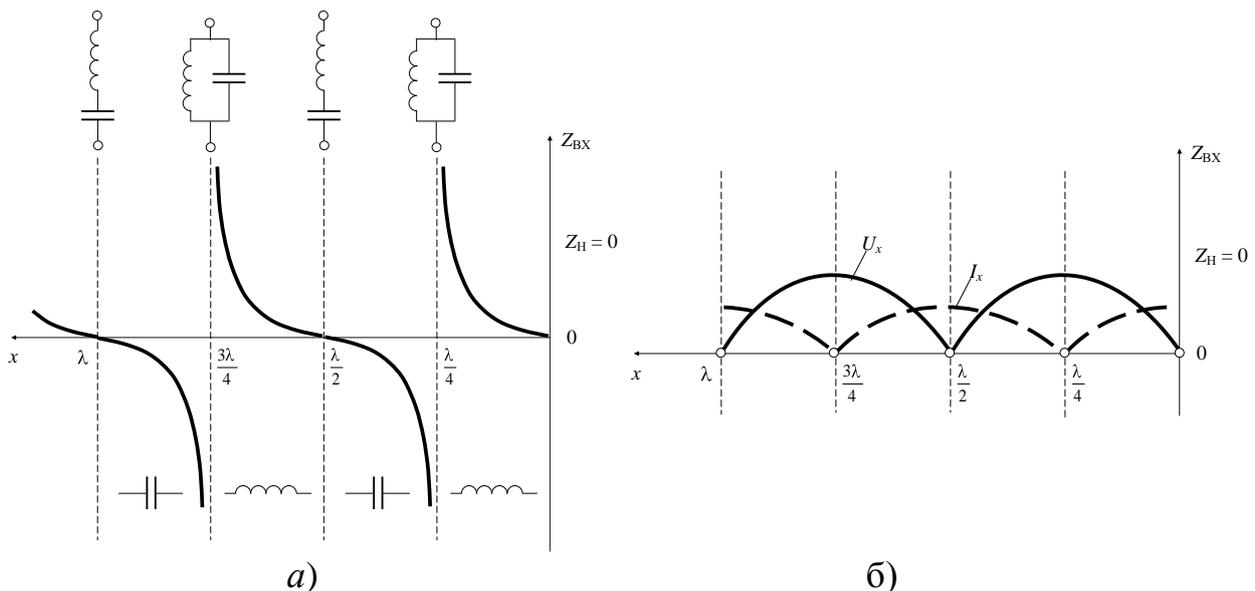


Рисунок 6.1 – Входное сопротивление (а), напряжение и ток (б) для короткозамкнутой линии без потерь

При дальнейшем изменении x от $\frac{\lambda}{4}$ до $\frac{\lambda}{2}$ ($\frac{\pi}{2} \leq \beta x \leq \pi$) входное сопротивление линии принимает емкостный характер, становясь равным нулю при $x = \frac{\lambda}{2}$ ($\beta x = \pi$). Замкнутая линия длиной в полволны, следовательно, эквивалентна идеальному последовательному контуру. Таким образом, при изменении x на полволны цикл изменения Z_{BX} завершается. «Нули» входного сопротивления (точки, в которых $Z_{BX} = 0$) в случае замкнутой линии соответствуют значениям длины x :

$$x = 0, \frac{\lambda}{2}, \lambda, \dots, n \frac{\lambda}{2},$$

где n – любое целое число. «Полюсы» входного сопротивления (т.е. точки, в которых $Z_{BX} = \infty$) имеют место при значениях x , соответствующих нечетному числу четвертей длин волн:

$$x = \frac{\lambda}{4}, \frac{3\lambda}{4}, \frac{5\lambda}{4}, \dots, (n-1) \frac{\lambda}{4}.$$

Первый от конца линии полюс входного сопротивления совпадает с максимумом напряжения и минимумом тока.

б) *Разомкнутая линия.* Линия, разомкнутая на конце, характеризуется следующими величинами: $Z_H = \infty$, $\Gamma_0 = 1$, $\psi = 0$, $s = \infty$. Как и в предыдущем случае, в конце линии происходит полное отражение, и линия работает в режиме стоячих волн. Однако характер изменения входного сопротивления и амплитуд напряжения и тока в данном случае иной. Уравнения для разомкнутой линии выглядят следующим образом:

$$|U_x| = 2U_{II} \cos \beta x; |I_x| = \frac{2U_{II}}{Z_0} \sin \beta x; Z_{BX} = jZ_0 \operatorname{ctg} \beta x.$$

Графики изменения входного сопротивления, напряжения и тока разомкнутой линии приведены на рисунке 6.2. Как и в предыдущем случае, на протяжении отрезка линии длиной в полволны входное сопротивление, оставаясь реактивным, испытывает полный цикл изменения от $-\infty$ до $+\infty$. Отрезки разомкнутой линии различной длины, как это указано на рисунке 6.2, *a*, могут служить эквивалентом емкости, индуктивности, параллельного или последовательного контуров. Максимум напряжения в разомкнутой линии совпадает с концом линии, первый максимум тока расположен на расстоянии четверти волны от конца.

В обоих рассмотренных случаях линия в целом ведет себя как реактивность. Поступающая в нее высокочастотная энергия полностью отражается от конца линии. Ясно, что такая линия не может служить передающей системой или «фидером», питающим высокочастотной энергией какую-либо нагрузку. В то же время в режимах стоячих волн проявляются резонансные свойства линии, широко используемые в практике.

в) *Линия, замкнутая на сопротивление, равное волновому.* В этом случае $Z_H = Z_0$, следовательно, отсутствует отражение и $\Gamma_0 = 0$, коэффициент же стоячей волны $s = 1$, и в линии устанавливается режим бегущей волны. Входное сопротивление в любой точке линии постоянно и равно волновому сопротивлению, амплитуды напряжения и тока также остаются постоянными вдоль линии. Значит, линия, нагруженная на сопротивление, равное ее волновому, работает как идеальный фидер, согласованный с нагрузкой, которая поглощает всю подводимую к ней энергию. В любых схемах, где длинные линии играют роль систем, передающих энергию от генератора к нагрузке, стараются осуществить в них режим бегущей волны или режим, наиболее близкий к

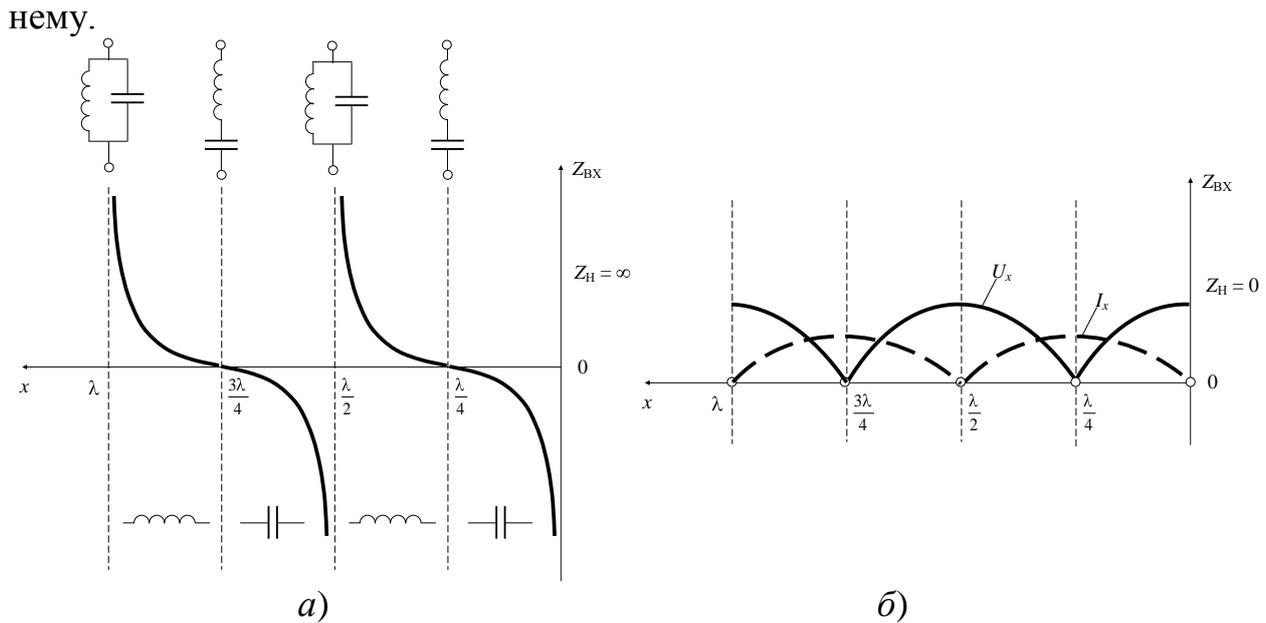


Рисунок 6.2 - Входное сопротивление (а), напряжение и ток (б) для разомкнутой линии без потерь

При несогласованной активной нагрузке на линии возникает смешанная волна – комбинация бегущей и стоячей волн. Если обозначить $m = \frac{Z_0}{Z_H}$, то

$$\dot{U} = \dot{U}_2 \cos \beta y + jm \dot{U}_2 \sin \beta y = \dot{U}_2 \cos \beta y + j \dot{U}_2 \sin \beta y + j \dot{U}_2 (n-1) \sin \beta y,$$

или

$$\dot{U} = \dot{U}_2 e^{j\beta y} + j(n-1) \dot{U}_2 \sin \beta y.$$

Первое слагаемое определяет бегущую, второе – стоячую волну. Распределение напряжения на линии в функции расстояния y

$$U = U_2 \sqrt{\cos^2 \beta y + m^2 \sin^2 \beta y}.$$

При $m > 1$ напряжение на конце линии минимально, а через четверть длины волны – максимально. При $m < 1$ напряжение на конце линии максимально, а через четверть длины волны – минимально.

6.4 Пример анализа линии передачи без потерь

Требуется провести анализ участка линии передачи без потерь по приведенным первичным параметрам. Предполагается, что исследуемый участок находится в конце линии передачи и к нему подключена активная нагрузка. Необходимо оценить режим работы линии передачи. Требуется вычислить местоположение и величину минимальных и максимальных значений напряжения вдоль участка. Подобрать нагрузку таким образом, чтобы линия работала в согласованном режиме. Подтвердить расчетные значения экспериментальным путем с помощью программы MicroCAP.

Участок линии передачи обладает следующими параметрами:

- длина участка линии $l = 2$ см;
- напряжение на входе участка $U_1 = 100\sin(\omega t + 20^\circ)$ В;
- угловая частота входного сигнала $\omega = 6.28 \cdot 10^9$ с⁻¹;
- погонная индуктивность $L = 5 \cdot 10^{-7}$ Гн/см;
- погонная емкость $C = 38 \cdot 10^{-14}$ Ф/см;
- сопротивление нагрузки $Z_H = R_H = 600$ Ом.

I этап. Теоретический расчет режима работы линии.

Волновое сопротивление участка линии передачи:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{5 \cdot 10^{-7}}{38 \cdot 10^{-14}}} = 1147 \text{ Ом}.$$

Параметр распространения:

$$\gamma = j\omega\sqrt{LC} = j6.28 \cdot 10^9 \sqrt{5 \cdot 10^{-7} \cdot 38 \cdot 10^{-14}} = j2.737 \text{ см}^{-1}.$$

Коэффициент фазы:

$$\beta = \text{Im}(\gamma) = 2.737 \text{ рад/см}.$$

Длина волны:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{2.737} = 2.295 \text{ см}.$$

Фазовая скорость волны:

$$v_\phi = \frac{\omega}{\beta} = \frac{6.28 \cdot 10^9}{0.027} = 2.294 \cdot 10^9 \text{ см/с}.$$

Время задержки:

$$t = \frac{l}{v_\phi} = \frac{2}{2.294 \cdot 10^9} = 8.718 \cdot 10^{-10} \text{ с}.$$

Входное сопротивление участка линии:

$$\begin{aligned} Z_{BX} &= Z_0 \cdot \frac{Z_H + j \cdot Z_0 \cdot \text{tg}(\beta l)}{Z_0 + j \cdot Z_H \cdot \text{tg}(\beta l)} = 1147 \cdot \frac{600 + j \cdot 1147 \cdot \text{tg}(2.737 \cdot 2)}{1147 + j \cdot 600 \cdot \text{tg}(2.737 \cdot 2)} = \\ &= 967.599 - j671.156 \text{ Ом} = 1178e^{-j34.746^\circ} \text{ Ом}. \end{aligned}$$

Входной ток:

$$I_1 = \frac{U_1}{Z_{BX}} = \frac{100e^{j20^\circ}}{1178e^{-j34.746^\circ}} = 0.049 + j0.069 \text{ А} = 0.085e^{j54.746^\circ} \text{ А}.$$

Напряжение падающей волны (на нагрузку):

$$\begin{aligned} U_{П2} &= \frac{U_1 + I_1 \cdot Z_0}{2} \cdot e^{-j\beta l} = \frac{100e^{j20^\circ} + 0.085e^{j54.746^\circ} \cdot 1147}{2} e^{-j2.737 \cdot 2} = \\ &= 10.735 + j93.589 \text{ В} = 94.203e^{j83.456^\circ} \text{ В}. \end{aligned}$$

Напряжение отраженной волны (от нагрузки):

$$U_{O2} = \frac{U_1 - I_1 \cdot Z_0}{2} \cdot e^{j\beta l} = \frac{100e^{j20^\circ} - 0.085e^{j54.746^\circ} \cdot 1147}{2} e^{j2.737 \cdot 2} =$$

$$= -3.362 - j29.306 \text{ В} = 29.499e^{-j96.544^\circ} \text{ В.}$$

Напряжение на нагрузке:

$$U_2 = \frac{U_1 + I_1 \cdot Z_0}{2} \cdot e^{-j\beta l} + \frac{U_1 - I_1 \cdot Z_0}{2} \cdot e^{j\beta l} = 10.735 + j93.589 - 3.362 - j29.306 =$$

$$= 7.374 + j64.283 \text{ В} = 64.704e^{-j83.456^\circ} \text{ В.}$$

Сопротивление нагрузки отлично от волнового сопротивления участка линии, следовательно, линия работает в несогласованном режиме.

II этап. Анализ пространственного распределения значений напряжений в линии.

Коэффициент отражения по напряжению:

$$K_U = \frac{Z_H - Z_0}{Z_H + Z_0} = \frac{600 - 1147}{600 + 1147} = -0.313.$$

Максимальная амплитуда напряжения:

$$U_{\max} = |U_{\Pi 2}| + |U_{O2}| = 94.203 + 29.499 = 123.701 \text{ В.}$$

Минимальная амплитуда напряжения:

$$U_{\min} = |U_{\Pi 2}| - |U_{O2}| = 94.203 - 29.499 = 64.704 \text{ В.}$$

Коэффициент стоячей волны:

$$s = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \frac{123.701}{64.704} = 1.912.$$

Коэффициент бегущей волны:

$$r = \frac{1}{s} = \frac{1}{1.912} = 0.523.$$

Так как коэффициент $m = \frac{Z_0}{Z_H} = \frac{1147}{600} = 1.912 > 1$, то напряжение на конце участка линии минимально, а через четверть длины волны – максимально.

Первый максимум напряжения от нагрузки:

$$y_{1\max} = \frac{\lambda}{4} = \frac{2.295}{4} = 0.574 \text{ см.}$$

Расстояние от начала линии: $2 - 0.574 = 1.426 \text{ см.}$

Второй минимум напряжения от нагрузки:

$$y_{2\min} = \frac{\lambda}{2} = \frac{2.295}{2} = 1.148 \text{ см.}$$

Расстояние от начала линии: $2 - 1.148 = 0.852 \text{ см.}$

Второй максимум напряжения от нагрузки:

$$y_{1\max} = \frac{3\lambda}{4} = \frac{3 \cdot 2.295}{4} = 1.721 \text{ см.}$$

Расстояние от начала линии: $2 - 1.721 = 0.279 \text{ см.}$

Результаты вычислений приведены в таблице 6.1.

Таблица 6.1

Экстремальные значения напряжения на участке линии передачи

Расстояние от конца участка линии y , см	Расстояние от начала участка линии x , см	Значение напряжения, В
0	2	64.704 (минимум)
0.574	1.426	123.701 (максимум)
1.148	0.852	64.704 (минимум)
1.721	0.279	123.701 (максимум)
2	0	100 (входное напряжение)

Амплитуда бегущей волны:

$$U_{БВ} = |U_2 e^{-j\beta y}| = U_2 = 64.704 \text{ В}.$$

Амплитуда стоячей волны:

$$U_{СВ} = |j(n-1)U_2 \sin \beta y| = 64.704 \cdot 0.912 \cdot |\sin 0.737y| = 59 \cdot |\sin 0.737y| \text{ В}.$$

Значения амплитуды стоячей волны: при $y = 2$ см $U_{СВ} = 43$ В; при $y = 1.721$ см $U_{СВ} = 59$ В; при $y = 1.148$ см $U_{СВ} = 0$ В; при $y = 0.574$ см $U_{СВ} = 59$ В; при $y = 0$ см $U_{СВ} = 0$ В.

Сравнивая значения U_{\max} , U_{\min} , $U_{БВ}$, $U_{СВ}$, можно сделать следующее заключение. Амплитудные значения смешанной волны расположены над уровнем амплитуды бегущей волны и касаются ее в точках минимума. Амплитудные значения стоячей волны расположены под уровнем амплитуды бегущей волны, ее не пересекают и не касаются.

III этап. Обеспечение согласованного режима работы линии передачи.

Для согласования участка линии передачи без потерь необходимо, чтобы волновое сопротивление участка было равно сопротивлению нагрузки. Если $Z_H = Z_0 = 1147$ Ом, то в линии отсутствует отраженная волна, следовательно, амплитуда напряжения вдоль линии постоянна и равна амплитуде входного напряжения $U_1 = 100$ В.

IV этап. Экспериментальное исследование линии передачи.

Экспериментальное исследование линии передачи проводится в программе MicroCAP. Схема включения участка линии передачи без потерь до согласования представлена на рисунке 6.3.

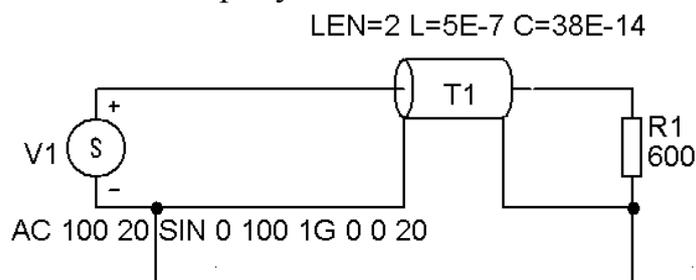


Рисунок 6.3 – Схема включения линии без потерь до согласования

Основные приемы работы при моделировании линии без потерь остаются такими же как при моделировании линии с потерями (см. Лабораторную работу №5). Отметим лишь некоторые особенности.

1. Первичные параметры для линии передачи могут быть выражены в любых единицах длины. В данном случае в первичных параметрах единица длины – сантиметр.

2. В универсальном источнике напряжения по правилам программы MicroCAP указывается не угловая ω , а линейная $f = \omega/(2\pi)$ частота 10^9 с^{-1} . При записи этой величины использован стандартный суффикс G (10^9).

3. Первичные параметры R и G вообще не указываются, что автоматически приводит к выбору модели линии передачи без потерь.

По команде Analysis/Transient проведем исследование формы синусоидального сигнала частотой 1 ГГц на входе и на выходе участка линии передачи (рисунок 6.4).

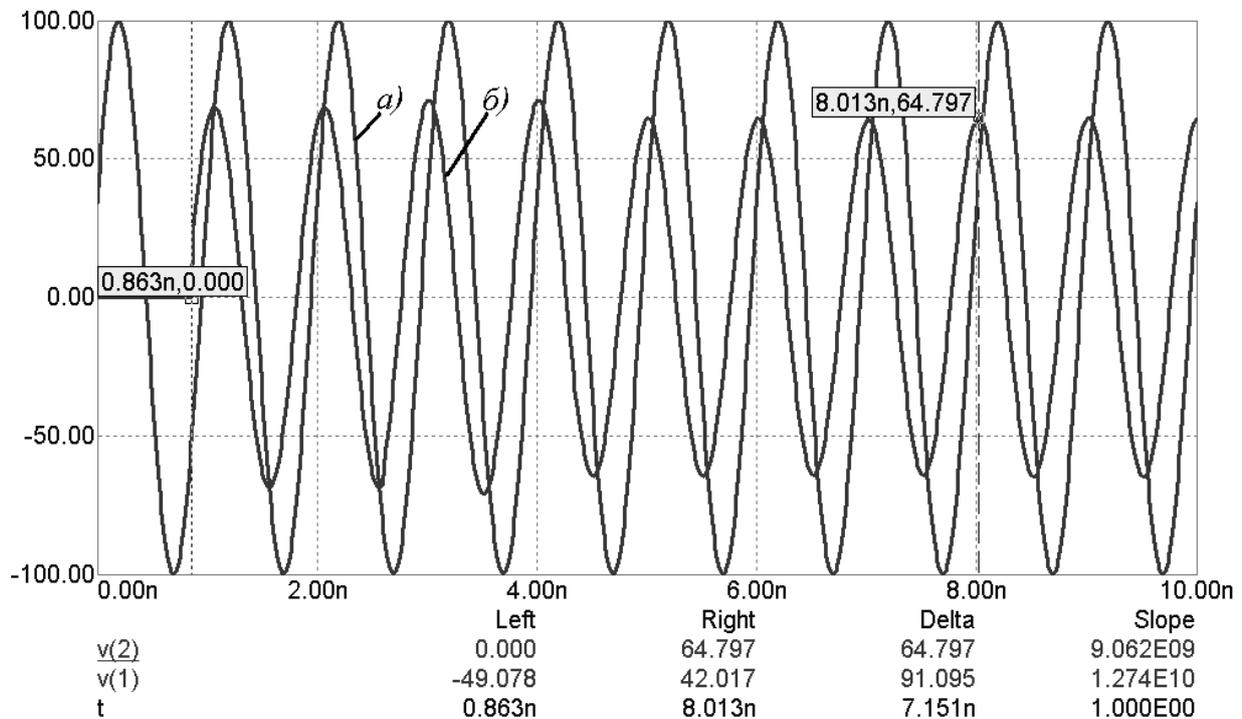


Рисунок 6.4 – Синусоидальный сигнал на входе (a) и выходе (б) линии передачи

В режиме электронного курсора находим:

- амплитуда входного сигнала $U_{ВХ} = 100 \text{ В}$;
- амплитуда выходного сигнала $U_{ВЫХ} = 64.797 \text{ В}$;
- время задержки на выходе участка линии $t = 8.63 \cdot 10^{-10} \text{ с}$.

Отсюда следует, что коэффициент фазы:

$$\beta = \frac{\omega t}{l} = \frac{6.28 \cdot 10^9 \cdot 8.63 \cdot 10^{-10}}{2} = 2.71 \text{ рад/см.}$$

Полученные экспериментальные значения $U_{\text{ВЫХ}}$, t , β согласуются с соответствующими теоретическими расчетами. Заметим, что значение амплитуды $U_{\text{ВЫХ}}$ было измерено на восьмом периоде, когда имеет место стационарный, установившийся режим на участке линии. На графике видно, что на первых четырех периодах амплитуда на выходе не является постоянной – следствие переходных процессов в линии без потерь.

Исходя из таблицы 6.1, количество точек экстремума, не считая начальную и конечную точку, для данного участка линии передачи равно трем. Следовательно, участок линии передачи может быть представлен четырьмя отрезками: первый отрезок 0.279 см; три отрезка по 0.574 см. Схема включения распределенной в пространстве модели линии без потерь представлена на рисунке 6.5.

Номера точек на схеме вдоль линии расположены в следующем порядке: 1, 2, 4, 5, 3. **Нумерация точек в программе MicroCAP осуществляется автоматически и в Вашем случае, возможно, будет иной.** По команде Analysis/Transient проводится исследование пространственного распределения модуля напряжения вдоль линии $|U| = f(l)$.

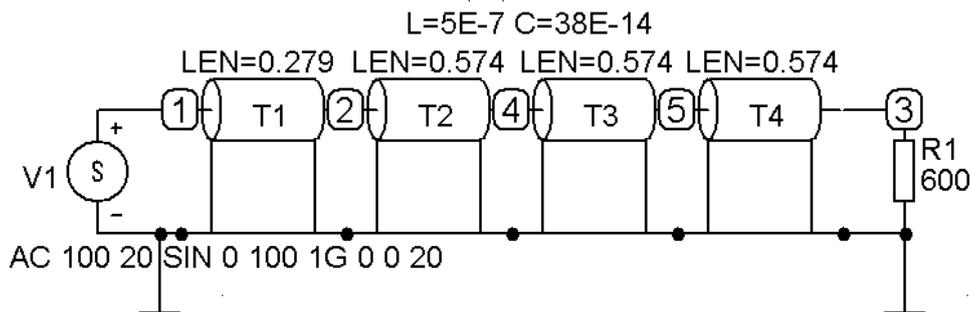


Рисунок 6.5 – Распределенная в пространстве модель линии без потерь

В диалоговом окне Transient Analysis Limits необходимо указать: в строке Time Range – время, соответствующее десяти периодам колебания входного сигнала, в данном случае **10n** (10 нс); в строке Maximum Time Step – значение шага по оси абсцисс из расчета получения на графике 1000 отсчетов, в данном случае **0.01n** (0.01 нс). В столбцах P, X Expression, Y Expression на пяти строках вводим:

P	X Expression	Y Expression
1	t	V(1)
1	t	V(2)
1	t	V(4)
1	t	V(5)
1	t	V(3)

Значение **t** во втором столбце – независимая переменная – время. Выражения в третьем столбце – амплитуда напряжения в указанной точке. Порядок перечисления точек в выражениях должен совпадать с порядком нуме-

рации точек на схеме включения (рисунок 6.5). После проведения временного анализа необходимо на графике (см. рисунок 6.6) увеличить фрагмент, соответствующий восьмому и девятому периоду. Для этого переходим в режим Scale Mode (режим масштабирования) нажатием на пиктограмму , а затем растягиваем мышью воображаемый прямоугольник в интересующей области. В режиме электронного курсора  следует последовательно измерить амплитудные значения для каждой из точек на увеличенном фрагменте. Переход от измерения одной амплитуды к измерению другой производится нажатием мыши на выражение $v(\dots)$ в первом столбце внизу экрана, которое при этом становится подчеркнутым. Для наглядности на рисунке 6.6 нанесены координаты амплитудных значений и обозначена принадлежность каждой точке.

Из сравнительного анализа третьего столбца таблицы 6.1 и амплитудных значений на соответствующих точках на графике можно сделать вывод о совпадении теоретических и экспериментальных данных.

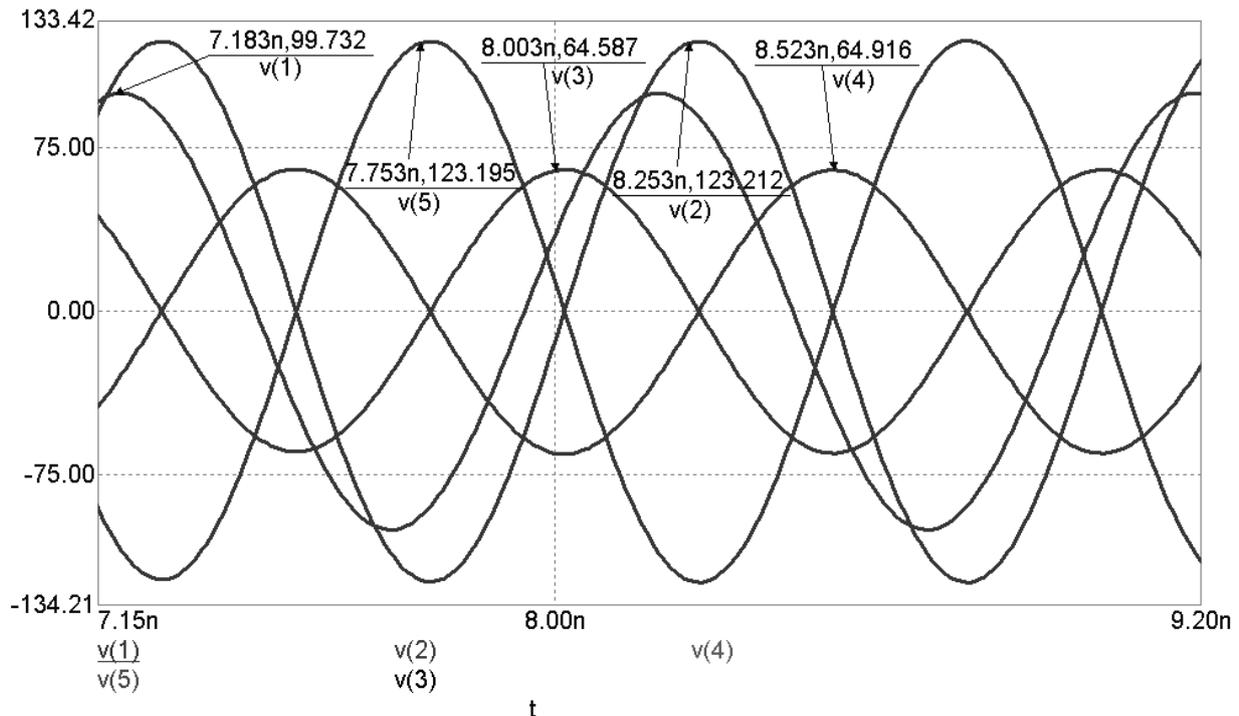


Рисунок 6.6 – Анализ значений амплитуды напряжения на частоте 1 ГГц

Исследование согласованного режима работы ($Z_H = Z_0 = 1147 \text{ Ом}$) линии без потерь проводится аналогично предыдущему случаю. На рисунке 6.7 представлены результаты указанного исследования.

Из графика видно, что амплитудные значения напряжения вдоль всего участка линии постоянно (100 В) и представляет собой бегущую волну. Обобщенные результаты исследования участка линии без потерь представлены на рисунке 6.8.

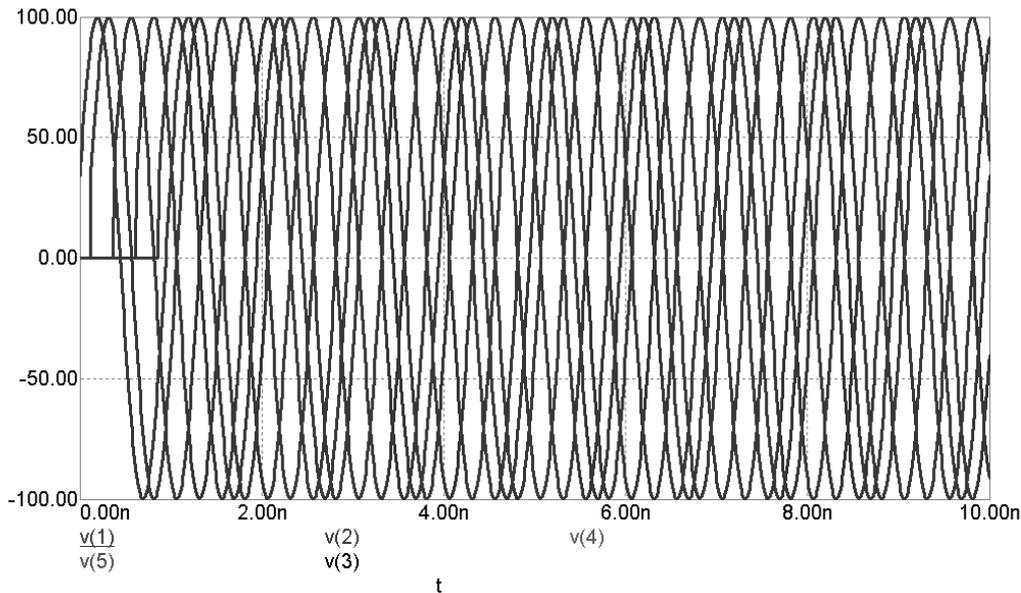
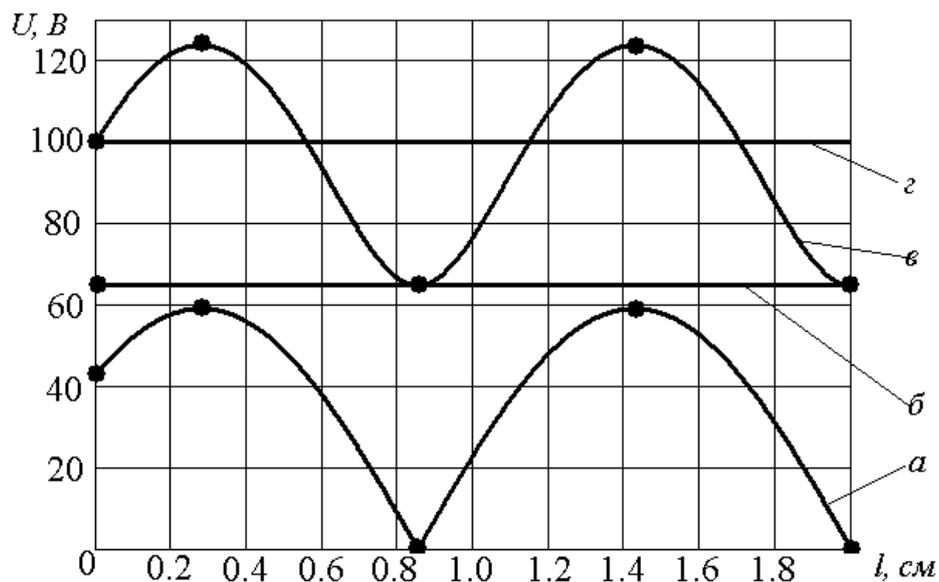


Рисунок 6.7 – Линия без потерь в согласованном режиме работы



a – стоячая волна (компонент смешанной волны);

б – бегущая волна (компонент смешанной волны);

е – смешанная волна ($Z_H \neq Z_0$);

z – бегущая волна в согласованном режиме ($Z_H = Z_0$)

Рисунок 6.8 – Обобщенные результаты исследования участка линии без потерь

Точками отмечены амплитудные значения напряжения на основе теоретических и экспериментальных данных. На графике представлены также две составляющие смешанной волны для случая несогласованной нагрузки – бегущая и стоячая волны. Для большей наглядности на графике сделана аппроксимация амплитудных значений.

6.5 Лабораторное задание

Повторить методический пример, рассмотренный выше, по исходным данным Вашего варианта.

6.6 Контрольные вопросы

1. Чем принципиально отличаются цепи с распределенными параметрами от цепей с сосредоточенными параметрами?
2. За счет чего токи и напряжения вдоль линии с распределенными параметрами неодинаковы для одного и того же момента времени?
3. Почему в линии передачи информации стремятся брать $Z_H = Z_0$?
4. Какую волну называют смешанной?
5. В чем различие между бегущей и стоячей волнами в физическом и математическом отношении?
6. При каком соотношении между первичными параметрами R, L, C, G можно считать реальную линию как линию без потерь?
7. Что такое коэффициент бегущей волны?
8. Каково будет напряжение на выходе линии без потерь если соотношение $\frac{Z_0}{Z_H} > 1$?
9. Через какое расстояние в линии без потерь точка максимума изменяется на точку минимума и наоборот?
10. Чему равна амплитуда стоячей волны в линии без потерь при согласованном режиме?

6.7 Варианты заданий

Таблица 6.2

Варианты заданий с известным входным напряжением

Номер варианта	Длина участка линии l , см	Амплитуда напряжения на входе U_1 , В	Фаза напряжения на входе φ , °	Угловая частота сигнала $\omega \cdot 10^9$, с ⁻¹	Погонная индуктивность $L \cdot 10^{-7}$, Гн/см	Погонная емкость $C \cdot 10^{-14}$, Ф/см	Сопротивление нагрузки R_H , Ом
1	1	30	0	10	7	50	500
2	1.5	40	90	9	9	40	2000
3	2	50	45	8	2	30	300
4	1.5	60	180	7	3	200	1000
5	2.5	70	135	6	4	100	100
6	1.25	80	-180	5	5	250	500
7	1	90	30	8	3	70	500
8	1.25	100	180	5	9	100	1000
9	1.5	60	45	6	4	200	800
10	2	30	90	10	2	50	300
11	2.5	70	0	9	7	30	2000
12	1.75	80	135	7	5	40	1000
13	2	40	100	5	2	100	500

Варианты заданий с известным входным током

Номер варианта	Длина участка линии l , см	Амплитуда тока на входе I , А	Фаза тока на входе φ , °	Угловая частота сигнала $\omega \cdot 10^9$, с ⁻¹	Погонная индуктивность $L \cdot 10^{-7}$, Гн/см	Погонная емкость $C \cdot 10^{-14}$, Ф/см	Сопротивление нагрузки R_H , Ом
14	2	0.01	-135	8	5	25	250
15	3	0.02	-45	9	3	20	1500
16	1	0.03	0	5	20	40	300
17	1.5	0.04	-90	6	7	50	3000
18	1.25	0.05	180	7	9	30	100
19	2.5	0.06	-180	10	1	100	800
20	1	0.07	30	5	7	500	250
21	1.25	0.08	180	6	6	80	300
22	1.5	0.09	45	7	10	40	1000
23	2	0.03	90	8	3	50	1000
24	2.5	0.05	0	9	2	25	2000
25	1.75	0.02	135	10	5	20	200

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Разевиг В.Д. Схемотехническое моделирование с помощью Micro-CAP 7. – М.: Горячая линия – Телеком, 2003. – 368 с.
2. Полупроводниковые приборы. Транзисторы малой мощности: Справочник/А.А.Зайцев, А.И.Миркин, В.В.Мокряков и др.: Под ред. А.В.Голомеева. – М.: Радио и связь, 1989. – 384 с.
3. ГОСТ 18604.9 – 82. Методы определения граничной и предельной частот коэффициента передачи тока.
4. Выгодский М.Я. Справочник по высшей математике. – М.: «Джандгар», «Большая медведица», 2001. – 864 с.
5. Батушев В.А. Электронные приборы: Учебник для ВУЗов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. школа, 1980. – 383 с.
6. Прянишников В.А. Теоретические основы электротехники: Курс лекций. – СПб.: Корона принт, 2000. – 368 с.
7. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. М.: Высшая школа, 1978.
8. Калинин В.И., Герштейн Г.М. Введение в радиофизику. М.: Государственное издательство технико-теоретической литературы, 1957. – 660 с.
9. Атабеков Г.И. Теоретические основы электротехники. М.: Энергия, 1978.
10. Поливанов К.М. Теоретические основы электротехники. Часть 1. М.: Энергия, 1965.
11. Нетушил А.В., Страхов С.В. Основы электротехники. М.: Госэнергоиздат, 1955.
12. Евдокимов Ф.Е. Теоретические основы электротехники. М.: Высшая школа, 1981.
13. Пасынков В.В., Чиркин Л.К. Полупроводниковые приборы: Учебник для ВУЗов. 5-е изд., исправленное. – СПб.: Издательство «Лань», 2001. – 480 с.
14. Викулин И.М., Стафеев В.И. Физика полупроводниковых приборов. – М.: Советское радио, 1980.
15. Зи С. Физика полупроводниковых приборов: Пер с англ. – М.: Мир, 1984.
16. Морозова И.Г. Физика электронных приборов. – М.: Атомиздат, 1980.
17. Micro-CAP 7.0. Electronic Circuit Analysis Program. User's Guide – Sunnyvale: Spectrum Software, 1999.
18. Micro-CAP 7.0. Electronic Circuit Analysis Program. Reference Manual - Sunnyvale: Spectrum Software, 2001.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1 - СПРАВОЧНЫЕ СВЕДЕНИЯ О ПРОГРАММЕ СХЕМОТЕХНИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ MICROCAP

При создании принципиальных схем используются числа, переменные и математические выражения. Числовые значения параметров компонентов представляются в виде:

- действительных чисел с фиксированным десятичным знаком (**обратим внимание, что в качестве десятичного знака в программе MicroCAP используется точка**). Например, сопротивление 2,5 кОм, записывается как 2500, а емкость 1 мкФ как 0.000001;

- действительных чисел с плавающим десятичным знаком - научная нотация. Например, емкость 1 мкФ может быть записана как 1E-6;

- действительных чисел с плавающим десятичным знаком - инженерная нотация, согласно которой различные степени числа 10 обозначаются следующими суффиксами:

F фемто 10^{-15}	M милли 10^{-3}
P пико 10^{-12}	K кило 10^3
N нано 10^{-9}	MEG мега 10^6
U микро 10^{-6}	G гига 10^9
	T тера 10^{12}

Для экономии места на осях X, Y графиков результатов моделирования малая буква "m" обозначает 10^{-3} , большая буква "M" – 10^6 (вместо MEG). Во всех остальных случаях большие и малые буквы не различаются.

Например, сопротивление 1,5 МОм может быть записано как 1.5MEG, 1.5meg или 1500K, емкость 1 мкФ как 1U или 1uF. В последнем примере показано, что для большей наглядности после стандартных суффиксов допускается помещать любые символы, которые при интерпретации чисел не будут приниматься во внимание. **Пробелы между числом и буквенным суффиксом не допускаются.**

В программе Micro-CAP ряд констант и переменных имеют стандартные значения:

T – время в секундах;

F – частота в герцах;

DCINPUT1 – первая варьируемая переменная в DC-анализе;

E – EXP(1) = 2,718281828;

S – комплексная частота, равная $2 \cdot \pi \cdot j$;

GMIN – минимальная проводимость ветви, задаваемая в диалоговом окне Options/Global settings;

PI – число $\pi = 3.14159265389795$;

TEMP – температура компонентов в градусах Цельсия;

VT – температурный потенциал p - n -перехода, при TEMP = 27 °C
VT=25,86419 мВ;

J – корень квадратный из -1;

Tmin – начальный момент времени расчета переходных процессов;

Tmax – конечный момент времени расчета переходных процессов;

Fmin – начальная частота расчета частотных характеристик;

Fmax – конечная частота расчета частотных характеристик;

PGT – общая мощность, генерируемая в схеме;

PST – общая мощность, запасаемая в схеме;

PDT – общая рассеиваемая в схеме мощность.

Номера точек, присваиваемые программой MicroCAP автоматически, представляют собой целые числа, например 0, 2, 25. Кроме того, пользователь может присвоить любой точке имя в виде текстовой алфавитно-цифровой переменной, начинающейся с буквы или символа "_" и содержащей не более 50 символов, например A1, Out, Reset. В математических выражениях могут использоваться следующие переменные:

D(A)	Логическое состояние на проводнике A
V(A)	Напряжения в точке A (напряжения измеряются относительно узла "земли", которой программа присваивает номер 0)
V(A,B)	Разность потенциалов между точками A и B
V(D1)	Напряжение между выводами устройства D1
I(D1)	Ток через устройство D1
I(A,B)	Ток через ветвь между точками A и B
IR(Q1)	Ток, втекающий в вывод R устройства Q1
VRS(Q1)	Напряжение между выводами R и S устройства Q1
CRS(Q1)	Емкость между выводами R и S устройства Q1
QRS(Q1)	Заряд емкости между выводами R и S устройства Q1
R(R1)	Сопротивление резистора R1
C(X1)	Емкость конденсатора или диода X1
Q(X1)	Заряд конденсатора или диода X1
L(X1)	Индуктивность катушки индуктивности или сердечника X1
X(L1)	Магнитный поток в катушке индуктивности или сердечнике L1
B(L1)	Магнитная индукция сердечника L1
H(L1)	Напряженность магнитного поля в сердечнике L1
RND	Случайное число с равномерным законом распределения на отрезке [0, 1]
ONNOISE	Корень квадратный из спектральной плотности выходного напряжения

INOISE	Корень квадратный из спектральной плотности входного напряжения, равной $ONOISE/$ коэффициент передачи по мощности
PG(V1)	Мощность, генерируемая источником V1
PS(X1)	Реактивная мощность, накапливаемая в устройстве X1
PD(D1)	Мощность, рассеиваемая в устройстве D1

В этом перечне символы A и B обозначают номера точек схемы, D1 - имя компонента с двумя выводами или управляемого источника, Q1 - имя любого активного устройства или линии передачи. Символы R и S заменяются аббревиатурами выводов устройств согласно следующей таблице:

Устройство	Аббревиатуры выводов	Названия выводов
МОП-транзистор (MOSfets)	D,G,S,B	Сток, затвор, исток, подложка
Полевой транзистор (Jfets)	D,G,S	Сток, затвор, исток
Арсенид-галлиевый транзистор (GaAsfets)	D,G,S	Сток, затвор, исток
Биполярный транзистор (BJT)	B,E,C,S	База, эмиттер, коллектор, подложка
Статически индуцированный биполярный транзистор (IGBT)	C,G,E	Коллектор, затвор, эмиттер
Линия передачи (Tran. Line)	AP, AM, BP, BM	Вход+, вход-, выход+, выход-

Например, следующие выражения означают: $I(R1)$ – ток через резистор R1; $R(Rload)$ – сопротивление резистора Rload; $IC(VT1)$ – ток коллектора биполярного транзистора VT1; $VBE(Q1)$ – напряжение между базой и эмиттером биполярного транзистора Q1.

Приведем список обозначений переменных типа напряжение, ток, емкость и заряд для всех компонентов:

Компонент	Напряжение	Ток	Емкость	Заряд
Резистор	V	I	Нет	Нет
Конденсатор	V	I	C	Q
Индуктивность	V	I	Нет	Нет
Диод	V	I	C	Q
Линия передачи	VAP, VAM, VBP, VBM	IA, IB	Нет	Нет

Биполярный транзистор	VBE, VBC, VEB, VEC, VCB, VCE	IB, IE, IC	CBE, CBC	QBE, QBC
Биполярный транзистор с выводом подложки	VBE, VBC, VBS, VEB, VEC, VES, VCB, VCE, VBS	IB, IE, IC, IS	CBE, CBC, CCS	QBE, QBC, QCS
МОП-транзистор	VGS, VGD, VGB, VDS, VDG, VDS, VSG, VSD, VSB, VBG, VBD, VBS	IG, IS, ID, IB	CGS, CGD, CGB, CBD, CBS	QGS, QGD, QGB, QBD, QBS
Полевой транзистор	VGS, VGD, VSG, VSD, VDG, VDS	IG, IS, ID	CGS, CGD	QGS, QGD
Арсенид-галлиевый транзистор	VGS, VGD, VSG, VSD, VDG, VDS	IG, IS, ID	CGS, CGD	QGS, QGD
Источники тока или напряжения	V	I	Нет	Нет

После имени переменной в скобках указывается позиционное обозначение компонента. Например, напряжение затвор-исток МОП-транзистора M1 обозначается как VGS(M1).

При указании переменных, выводимых на графиках при проведении моделирования, возможно использовать следующие математические операции.

Арифметические операции

+ сложение;

– вычитание;

* умножение;

/ деление;

DIV целочисленное деление;

MOD остаток целочисленного деления.

Тригонометрические функции от действительных и комплексных величин (x – действительная, z – комплексная величина)

Exp(x) – экспонента;

Ln(x) – натуральный логарифм |x|;

Log(x) или Log10(x) – десятичный логарифм |x|;

Sin(x) – синус, x в радианах;

$\text{Cos}(x)$ – косинус, x в радианах;
 $\text{Tan}(x)$ – тангенс, x в радианах;
 $\text{Asin}(x)$ – арксинус;
 $\text{Acos}(x)$ – арккосинус;
 $\text{Atn}(x)$ или $\text{Arctan}(x)$ – арктангенс;
 $\text{Atan2}(y, x) = \text{Atn}(y/x)$;
 $\text{Sinh}(z)$ – гиперболический синус;
 $\text{Cosh}(z)$ – гиперболический косинус;
 $\text{Tanh}(z)$ – гиперболический тангенс;
 $\text{Coth}(z)$ – гиперболический котангенс.

Прочие функции от действительных и комплексных величин

$\text{ABS}(y)$ – абсолютное значение y ;
 $\text{SQRT}(y)$ – корень квадратный из модуля y ;
 $\text{SGN}(y)$ – знак числа y ;
 $\text{POW}(y, x)$ – степенная функция комплексных величин обозначаемая как y^x ;
 $\text{PWR}(y, x)$ – действительная часть степенной функции y^x ;
 $**$ – степенная функция, например $5**2=25$;
 $\text{PWRS}(y, x)$ – действительная часть степенной функции y^x ;
 $\text{FACT}(n)$ – факториал целого числа n ;
 $\text{JN}(n, z[, m])$ – функция Бесселя n -го порядка первого рода комплексного аргумента z , полученная суммированием первых m членов ряда; по умолчанию $m = 10$;
 $\text{J0}(z)$ – функция Бесселя нулевого порядка первого рода комплексного аргумента z , аналогичная $\text{JN}(0, z, 10)$;
 $\text{J1}(z)$ – функция Бесселя первого порядка первого рода комплексного аргумента z , аналогичная $\text{JN}(1, z, 10)$;
 $\text{YN}(n, z[, m])$ – функция Бесселя n -го порядка второго рода комплексного аргумента z , полученная суммированием первых m членов ряда; по умолчанию $m = 10$;
 $\text{Y0}(z)$ – функция Бесселя нулевого порядка второго рода комплексного аргумента z , аналогичная $\text{YN}(0, z, 10)$;
 $\text{Y1}(z)$ – функция Бесселя нулевого порядка второго рода комплексного аргумента z , аналогичная $\text{YN}(1, z, 10)$;
 $\text{Series}(n, n1, n2, z)$ – текущая сумма ряда комплексной функции $z = z(n)$ при изменении n от $n1$ до $n2$;
 RND – случайные числа на отрезке $[0, 1]$ с равномерным законом распределения;
 $\text{STP}(x)$ – функция единичного скачка, равная 1 при $x > 0$ и равная 0 при $x < 0$;
 $\text{IMPULSE}(y)$ — Импульсная функция, равная y и площадь которой равна 1;
 $\text{TABLE}(x, x_1, y_1, x_2, y_2, \dots, x_n, y_n)$ – табличная зависимость функции y от x .

Переменная x должна быть определена как параметр с помощью директивы `.define`. Задаются координаты точек (x_i, y_i) , в промежуточных точках используется линейная интерполяция. Если $x < x_i$, то $y = y_1$, если $x > x_n$, то $y = y_n$;

`Waveform(имя файла,y)` – импорт функции y из файла *имя файла*, имеющего стандартный формат Micro-CAP; в этот файл пользователя (User source) могут быть записаны дискретизированные результаты моделирования, если на закладке *Save Waveforms* команды **Properties (F10)** выбрать из списка имя переменной и ввести имя файла *.USR;

`IMPORT(имя_файла,y)` – импорт функции y из файла. Текстовый файл должен иметь формат SPICE или Micro-CAP; в него помещается таблица значений переменных, в качестве которых может быть время (T), частота (F), напряжение источника напряжений ($V(\text{имя источника})$), ток источника тока ($I(\text{имя источника})$), и выражение для y ;

`SUM(y,x[,start])` – текущий интеграл от переменной y по переменной x ; начальное значение x равно *start*;

`SD(y,[start])` – текущий интеграл от переменной y по времени T при анализе переходных процессов, по частоте F при АС-анализе или по переменной DCINPUT1 при DC-анализе; начальное значение независимой переменной равно *start*;

`DD(y)` – производная y по времени T при анализе переходных процессов, по частоте F при АС-анализе частотных характеристик и по переменной DCINPUT1 при DC-анализе по постоянному току;

`RMS(y[,start])` – текущее среднеквадратичное отклонение переменной y при интегрировании по времени T при анализе переходных процессов, по частоте F при АС-анализе частотных характеристик и по переменной DCINPUT1 при DC-анализе по постоянному току; начальное значение независимой переменной равно значению *start*;

`AVG(y[,start])` – текущее среднее значение переменной y при интегрировании по времени T при анализе переходных процессов, по частоте F при АС-анализе частотных характеристик и по переменной DCINPUT1 при DC-анализе по постоянному току; начальное значение независимой переменной равно значению *start*;

`DEL(y)` – приращение процесса $y(t)$ относительно предыдущей точки при расчете переходных процессов. Производная рассчитывается как отношение двух таких операторов, например производная dy/dt равна `DEL(y)/DEL(t)`;

`SDT(y)` – текущий интеграл процесса $y(t)$ относительно времени T, начиная от $T = T_{\min}$;

`DDT(y)` – производная процесса $y(t)$ относительно времени T;

`DIFA(u,v[,d])` – сравнение значений двух функций u и v во всех дискретных точках при расчете переходных процессов. DIFA присваивается значение 1, если во всех точках абсолютное значение разности функций меньше величины d , в противном случае присваивается 0. Параметр d необязательный, по

умолчанию полагается $d = 0$;

$DIFD(u, v[, d])$ – сравнение значений двух логических u и v во всех дискретных точках при расчете переходных процессов. $DIFA$ присваивается значение 1, если во всех точках значения функций отличаются друг от друга, в противном случае присваивается 0. В течение первых d секунд после начала расчета переходных процессов сравнение не проводится. Параметр d необязательный, по умолчанию полагается $d = 0$.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2 - НЕКОТОРЫЕ ШАБЛОНЫ ЦЕЛЕВЫХ ФУНКЦИЙ, ВСТРОЕННЫЕ В ПРОГРАММУ MICROCAP

High_X – нахождение абсциссы наибольшего значения графика функции;

High_Y – нахождение ординаты наибольшего значения графика функции;

Low_X – нахождение абсциссы наименьшего значения графика функции;

Low_Y – нахождение ординаты наименьшего значения графика функции;

Peak_X – нахождение абсциссы графика функции, которое соответствует N -ому локальному максимуму функции;

Peak_Y – нахождение ординаты графика функции, которое соответствует N -ому локальному максимуму функции;

Period – нахождение N -ого периода выражения Y . Период вычисляется как разность абсцисс последовательности точек, проходящих через среднее значение Y ;

Valley_X – нахождение абсциссы графика функции, которое соответствует N -ому локальному минимуму функции;

Valley_Y – нахождение ординаты графика функции, которое соответствует N -ому локальному минимуму функции;

X_Range – нахождение диапазона (размаха) по оси абсцисс значений аргумента при изменении значений функции от Y_{Low} до Y_{High} ;

Y_Range – нахождение диапазона (размаха) по оси ординат значений функции на промежутке от X_{Low} до X_{High} .

**ПРИЛОЖЕНИЕ 3 – ПРИМЕР ОФОРМЛЕНИЯ ОТЧЕТА ПО
ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЕ**

**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)**

КАФЕДРА КОНСТРУИРОВАНИЯ И ПРОИЗВОДСТВА РАДИОАППАРАТУРЫ (КИПР)

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №10

**«ИССЛЕДОВАНИЕ ДИФФУЗИОННОЙ ЕМКОСТИ
ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ДИОДА»**

по дисциплине «Общая электротехника и электроника - 2»

Выполнил
студент группы 230-1
_____ А.В.Умников
26 апреля 2012 г.

Проверил
доцент каф. КИПР
_____ Д.В.Озёркин
« » _____ 2012 г.

Томск, 2012

Цели работы

1. Исследование зависимости диффузионной емкости полупроводниковых диодов от внешнего напряжения.
2. Приобретение навыков моделирования электронных схем во временной области.
3. Составление символических выражений для определения дифференциальных характеристик в MicroCAP.

Лабораторное задание №1.

Условие. Требуется исследовать зависимость диффузионной емкости полупроводникового диода КД105Б от изменяющегося во времени прямого напряжения. Переменный сигнал представляет собой положительное пилообразное напряжение амплитудой 1В и постоянной составляющей 0В. Длительность переднего и заднего фронтов равны по 0.5 с; период повторения импульсов – 1 с.

Выполнение. Для использования математической модели полупроводникового диода КД105Б был подключен файл `my_diode.lib`.

Полупроводниковый диод КД105Б включен в прямом направлении последовательно с токоограничивающим резистором R и источником импульсного напряжения E (рисунок 1).

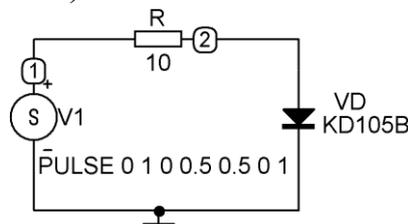


Рисунок 1 – Схема включения полупроводникового диода для измерения диффузионной емкости

Задание характеристик импульсного сигнала проведено в интерактивном режиме. Согласно исходным данным параметры импульсного источника равны: $V1 = 0$; $V2 = 1$; $TD = 0$; $TR = 0.5$; $TF = 0.5$; $PW = 0$; $PER = 1$. Форма входного сигнала – пилообразное напряжение – соответствует введенным данным (рисунок 2).

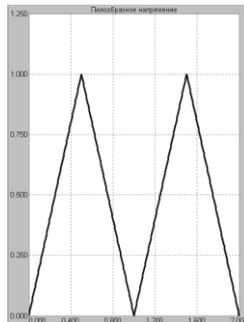


Рисунок 2 – Входной сигнал

Перед выполнением анализа во временной области были заданы следующие параметры моделирования:

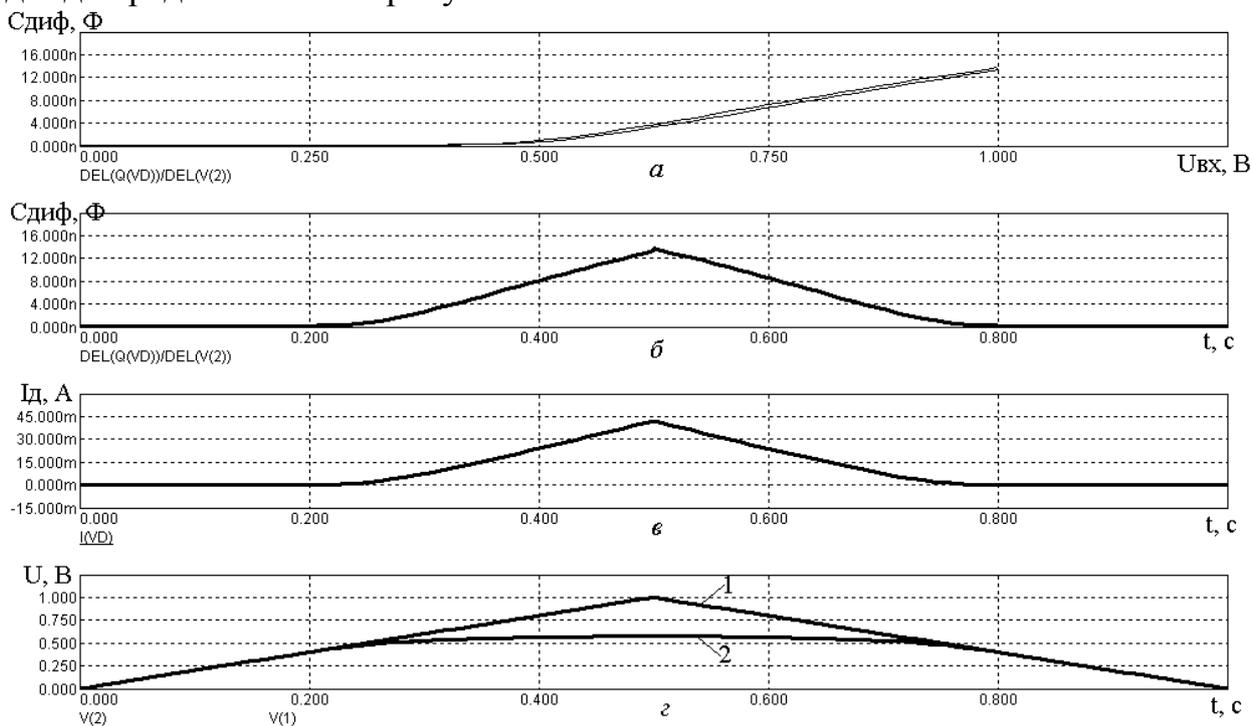
- временной диапазон – 1 с;
- временной шаг – 0.01 с.

Выражение для диффузионной емкости диода $C = \frac{dQ}{dU}$ запишем как $\text{DEL}(Q(\text{VD}))/\text{DEL}(V(2))$, где $Q(\text{VD})$ – заряд на диоде VD ; $V(2)$ – потенциал контрольной точки 2 или напряжение на диоде; DEL – встроенная дифференциальная функция MicroCAP.

Таблица параметров для построения графиков выглядит следующим образом:

P	X Expression	Y Expression
1	V(1)	$\text{DEL}(Q(\text{VD}))/\text{DEL}(V(2))$
2	TIME	$\text{DEL}(Q(\text{VD}))/\text{DEL}(V(2))$
3	TIME	I(VD)
4	TIME	V(2)
4	TIME	V(1)

Результаты исследования диффузионной емкости полупроводникового диода представлены на рисунке 3.



а) – зависимость диффузионной емкости от входного напряжения; б) – временная зависимость диффузионной емкости; в) – временная зависимость тока через диод; г) – временные зависимости входного напряжения (1) и напряжения на диоде (2)

Рисунок 3 – Результаты исследования диффузионной емкости

На первом графике можно наблюдать петлю гистерезиса, которая характеризует сначала накопление неравновесного заряда в p - и n -областях, а затем процесс рекомбинации, зависящий от времени жизни неравновесных носителей заряда.

На втором графике представлена временная зависимость изменения диффузионной емкости диода. В режиме электронного курсора измеренное максимальное значение диффузионной емкости $C_{\text{диф}}$ составило около 14 нФ.

На третьем и четвертом графиках представлены, соответственно, временные зависимости тока и напряжения на диоде (вместе со входным сигналом). При этом максимальное значение тока составляет 42 мА; максимальное значение напряжения на диоде 0.58 В.

Для случая, когда длительность импульса входного сигнала намного превышает время диффузии носителей заряда сквозь базу, диффузионная емкость определяется как:

$$C_{\text{диф}} = \frac{q}{kT} I \tau,$$

где q – заряд электрона; k – постоянная Больцмана; T – температура в градусах Цельсия; I – значение прямого тока через диод; τ – время жизни носителей заряда в базе диода.

Определим время жизни носителей заряда, учитывая, что в данном случае максимальные значения диффузионной емкости и тока равны $C_{\text{диф}} = 14$ нФ и $I = 42$ мА, соответственно:

$$\tau = \frac{C_{\text{диф}} kT}{qI} = \frac{14 \cdot 10^{-9} \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 27}{1.6 \cdot 10^{-19} \cdot 42 \cdot 10^{-3}} = 7.8 \cdot 10^{-10} \text{ с} = 0.78 \text{ нс}.$$

Выводы по лабораторному заданию №1. Анализируя совместно все четыре полученные зависимости можно сделать следующий вывод. В области малых прямых напряжений (менее 0.5 В), когда диод «закрыт», изменение прямого напряжения не приводит к образованию диффузионной емкости. В этой области напряжений процессы рекомбинации доминируют над процессами накопления неравновесного заряда в p - и n -областях структуры. Начиная со значения прямого напряжения 0.5 В, когда диод начинает «приоткрываться», процессы рекомбинации уже не способны нейтрализовать накопленный заряд, поэтому начинает проявлять себя диффузионная емкость диода.

Лабораторное задание №2

.....

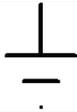
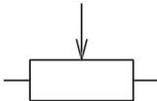
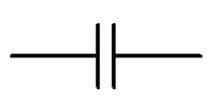
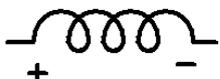
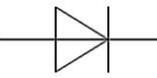
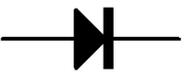
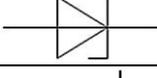
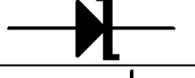
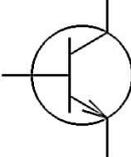
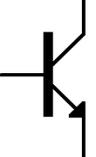
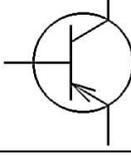
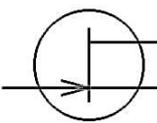
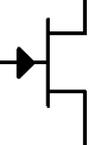
Ответы на контрольные вопросы

1. Чем определяется постоянная времени диода? Она определяется временем пролета неосновных носителей заряда через базу диода.

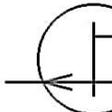
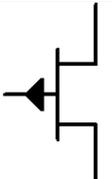
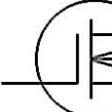
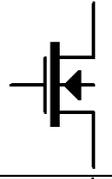
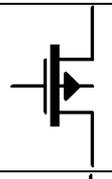
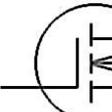
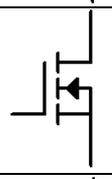
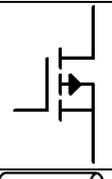
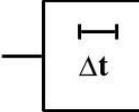
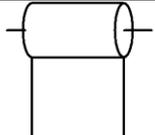
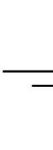
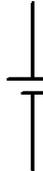
2.

ПРИЛОЖЕНИЕ 4 – СООТВЕТСТВИЕ УСЛОВНЫХ ГРАФИЧЕСКИХ ОБОЗНАЧЕНИЙ НЕКОТОРЫХ ЭРЭ В РОССИИ И ЗА РУБЕЖОМ

Таблица

Название ЭРЭ	Обозначения, принятые в ЕСКД		Обозначения, принятые в MicroCAP	
	Символ позиционного обозначения	Условное графическое обозначение	Символ позиционного обозначения	Условное графическое обозначение
Общий проводник	---		---	
Резистор постоянный	<i>R</i>		<i>R</i>	
Резистор переменный	<i>R</i>		<i>R</i>	
Конденсатор постоянный	<i>C</i>		<i>C</i>	
Конденсатор постоянный поляризованный	<i>C</i>		<i>C</i>	
Катушка индуктивности	<i>L</i>		<i>L</i>	
Диод выпрямительный	<i>VD</i>		<i>D</i>	
Стабилитрон	<i>VD</i>		<i>D</i>	
Биполярный транзистор <i>n-p-n</i>	<i>VT</i>		<i>Q</i>	
Биполярный транзистор <i>p-n-p</i>	<i>VT</i>		<i>Q</i>	
Полевой транзистор с <i>p-n</i> переходом и <i>n</i> -каналом	<i>VT</i>		<i>J</i>	

Продолжение таблицы

Название ЭРЭ	Обозначения, принятые в ЕСКД		Обозначения, принятые в MicroCAP	
	Символ позиционного обозначения	Условное графическое обозначение	Символ позиционного обозначения	Условное графическое обозначение
Полевой транзистор с $p-n$ переходом и p -каналом	VT		J	
МДП-транзистор с встроенным n -каналом	VT		M	
МДП-транзистор с встроенным p -каналом	VT		M	
МДП-транзистор с индуцированным n -каналом	VT		M	
МДП-транзистор с индуцированным p -каналом	VT		M	
Линия задержки	T		T	
Элемент питания	GB		V	

ПРИЛОЖЕНИЕ 5 – НЕКОТОРЫЕ СООБЩЕНИЯ ОБ ОШИБКАХ, ВЫДАВАЕМЫЕ ПРОГРАММОЙ MICROCAP 7

В этом Приложении приведены некоторые сообщения об ошибках, возникающие при моделировании в программе MicroCAP 7, а также их краткое толкование. Список сообщений об ошибках упорядочен по алфавиту.

1. Can't find label in V(...). *Не найдена метка в символическом выражении V(...).*

Ошибка возникает из-за несоответствия позиционного обозначения ЭРЭ на схеме и позиционного обозначения в символическом выражении, когда оно записывается в таблице диалоговых окон DC Analysis Limits, AC Analysis Limits или Transient Analysis Limits.

Ошибка может также возникнуть, если в символическом выражении содержится указание на несуществующую на схеме контрольную точку.

2. Expecting '...' Parameter: ... Text: ... *Ожидается '...' в параметре ... в тексте....*

Сообщение возникает, когда в математической модели ЭРЭ формата SPICE содержится недопустимый символ или синтаксическая ошибка. При этом вместо символов «многоточие» будут присутствовать ожидаемый символ, название параметра и начальный фрагмент описания математической модели. Следует перейти к файлу библиотеки математических моделей и исправить указанную ошибку.

3. Failed to converge in specified number of iterations in time=0. *Прекращение сходимости за указанное число итераций в нулевой момент времени.*

Ошибка, возникающая при работе вычислительных алгоритмов программы MicroCAP. Возможных причин может быть несколько: неправильно изображенная схема, неверно заданные номиналы, неверно заданные параметры моделирования в диалоговых окнах DC Analysis Limits, AC Analysis Limits или Transient Analysis Limits.

4. Floating point 'overflow'. *Переполнение разрядов в ячейках оперативной памяти при работе с числами с плавающей запятой.*

Ошибка возникает в случае, когда в схеме встречаются (намеренно или случайно) бесконечно малые или бесконечно большие числовые значения. Часто причина ошибки заключается в неправильном использовании стандартных суффиксов MicroCAP для обозначения кратных и дольных единиц.

5. Illegal character in label '...'. *Непредусмотренная буква в метке '...'.*
Ошибка возникает, если в позиционных обозначениях ЭРЭ на схеме используются буквы русского алфавита.

6. Illegal temperature. *Непредусмотренная температура.*

Ошибка возникает при указании бесконечно малой (менее -273°C) или бесконечно большой температуры окружающей среды.

7. Illegal time range. *Непредусмотренный временной диапазон.*

Ошибка возникает при неправильном указании временного диапазона в диалоговом окне Transient Analysis Limits.

8. Inductor/voltage source loop found. *Найдено короткое замыкание источника напряжения или катушки индуктивности.*

Ошибка возникает, когда на схеме какой-либо проводник шунтирует источник напряжения или катушку индуктивности.

9. Matrix singular. *Единичная матрица.*

Ошибка возникает, когда при расчете по постоянному току в вычислительном алгоритме Ньютона-Рафсона появляется единичная матрица. Такой результат следствие неправильно заданных номиналов ЭРЭ или неправильно изображенной электрической схемы.

10. Missing model statement ‘...’. *Отсутствующее наименование математической модели.*

Ошибка возникает либо при ошибочном написании имени математической модели, либо при отсутствии таковой в библиотеки математических моделей.

11. Need at least two values for ‘SIN’. *Нужно по крайней мере два значения для задания синусоидального сигнала.*

Обычно ошибка возникает при отсутствии параметров синусоидального источника напряжения или тока при попытке провести моделирования во временной области. Подобное сообщение может появляться при отсутствии параметров у других источников сигнала (импульсных, экспоненциальных, кусочно-линейных и т.д.).

12. No Model Name Given. *Математической модели ЭРЭ не дано наименование.*

Ошибка, характерная при размещении на поле чертежа многопараметрических ЭРЭ, описание которых содержится в математических моделях.

13. Node ... has no DC path to ground. *Узел не имеет соединения по постоянному току с общим проводником.*

Ошибка возникает при неправильном соединении проводниками ЭРЭ. Возможны следующие случаи: разрыв проводника в электрической цепи, наличие на схеме несоединенных выводов ЭРЭ, параллельно-последовательное соединение подряд нескольких емкостей (приводит к появлению электрического узла без гальванической связи с остальной схемой).

14. Source not found. *Источник не найден.*

Ошибка возникает при указании в диалоговых окнах DC Analysis Limits, AC Analysis Limits или Transient Analysis Limits на несуществующий источник напряжения или тока.

15. The AC signal magnitudes of all sources in this circuit are zero. *Амплитуды переменного сигнала всех источников в этой схеме равны нулю.*

Обычно ошибка возникает, если не указана амплитуда переменного сигнала в источнике напряжения или тока при попытке провести моделирование в частотной области.

16. The circuit is missing a ground. *В электрической схеме отсутствует общий проводник.*

По правилам программы MicroCAP каждая электрическая схема должна иметь общий проводник с нулевым потенциалом.

17. The high limit and low limit must be non-zero when using log stepping. *Верхний предел и нижний предел должны быть ненулевыми, когда используется логарифмический шаг.*

Ошибка возникает при моделировании по постоянному току или в частотной области и связана с неправильным заданием диапазонов варьирования переменной или неправильным шагом приращения.

18. Unknown identifier ‘...’ in ‘...’. *Неизвестный идентификатор ‘...’ в ‘...’.*

Ошибка возникает, когда в символических выражениях или позиционных обозначениях ЭРЭ встречается неизвестный (нерезервированный) в программе MicroCAP символ.

19. Value must be greater than or equal to zero. *Значение должно быть либо больше нуля, либо равно нулю.*

Ошибка возникает, когда по физическому смыслу переменная должна принимать только неотрицательные значения.