

**МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО  
СПЕЦИАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ РЕСПУБЛИКИ  
УЗБЕКИСТАН**

**ТАШКЕНТСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ  
УНИВЕРСИТЕТ ИМЕНИ ИСЛАМА КАРИМОВА**

**СИЛОВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ  
ПРИБОРЫ**

**методические указания для выполнения лабораторных работ**

**Ташкент- 2022**

УДК 621.314

Кенжаев З.Т., Ковешников С.В. – Силовые полупроводниковые приборы. Методические указания. – Ташкент: ТашГТУ, 2022. 120 с.

Методические указания предназначены для студентов направления 60711200 - Электроника и приборостроение (Электроника в промышленности). Виртуальные лабораторные работы по изучению параметров и характеристик силовых полупроводниковых приборов разработаны в программе моделирования LTSpice.

В первой части работы приводится краткое описание особенностей работы с программой LTSpice. Во второй части работы приводятся методические указания для выполнения лабораторных работ по исследованию параметров и характеристик силовых полупроводниковых приборов.

Методические указания включают в себя 11 лабораторных работ по всем разделам, изучаемым в курсе «Силовые полупроводниковые приборы». Указания также могут быть использованы при проведении лабораторных работ по курсам «Электронные приборы и интегральные схемы» и «Компьютерное моделирование в электронике».

*Печатается по решению научно-методического совета  
Ташкентского государственного технического университета.  
Протокол № 9 от 29-июня 2022 г.*

Рецензенты:

к.т.н., доц. Норкулов Н. (НУУЗ)

д.ф.-м.н., проф. Зикириллаев Н.Ф. (ТашГТУ)

## ВВЕДЕНИЕ

Обучение с применением компьютерного моделирования использует следующие особенности компьютерных технологий:

- отображение и передача информации в текстовом и графическом формате, распечатка текстов и графики для документирования работы;
- возможность закрепления полученных знаний в умениях и отработки практических навыков;
- демонстрация текстов, графики на экране, позволяющая организовать групповое участие обучающихся в обсуждении и интерпретации информации.

Программа моделирования электрических и электронных схем LT Spice бесплатная, обладает универсальностью применения, обширным спектром встроенных моделей различных электронных элементов, а также возможностью создания новых элементов и их моделей.

Использование программы моделирования LT Spice позволяет проводить:

- анализ переходных процессов в схеме
- DC анализ (анализ по постоянному току, построение ВАХ приборов)
- AC анализ (анализ по переменному току) для слабых сигналов
- анализ «DC transfer curve»
- анализ влияния температуры
- анализ передаточной функции и вычисление импедансов

Настоящая работа ориентирована, прежде всего, на исследование параметров и характеристик различных полупроводниковых приборов, содержит краткие теоретические сведения о полупроводниковых приборах, а также методические указания, необходимые для подготовки, выполнения лабораторных работ и объяснения полученных результатов.

Наличие теоретического материала обусловлено тем, что лабораторные работы выполняются параллельно с чтением курса, и зачастую лабораторные работы опережают лекции по данной теме. В методических указаниях приведены вопросы для допуска и сдачи лабораторной работы, что ориентирует студента в направлении изучения теоретического и экспериментального материала.

Лабораторные работы могут в полном объеме выполняться с помощью программ моделирования электронных схем. Рекомендуется использовать бесплатную программу LTSpice. Для облегчения выполнения лабораторных работ в LTSpice приводится краткое описание особенностей работы с этой программой.

Реальные измерения параметров силовых приборов могут проводиться на лабораторных стендах, краткое описание которых приводится в методических указаниях.

# 1. СИСТЕМА МОДЕЛИРОВАНИЯ LT Spice

Основные особенности LT Spice:

- небольшой размер исполняемых файлов, работает без предварительной установки
- естественный ввод данных в виде электронной схемы,
- интуитивно понятный графический интерфейс,
- простой входной язык написания заданий на моделирование,
- возможность вставки формул и текста в любое место документа,
- широкие возможности представления, в том числе графического, результатов моделирования схемы.
- возможности достаточно сложной математической постобработки результатов моделирования и их визуализация
- интеграция пакета с MS Office (возможность вставки графики).

Благодаря этим особенностям пользователи могут быстро и эффективно приобретать навыки работы в LT Spice.

Кроме того, LT Spice обладает обширным спектром встроенных моделей различных электрических и электронных элементов, а также возможностью создания новых элементов и их макромоделей, позволяющих реализовывать необходимые свойства и функции создаваемых учебных материалов.

## 1.1. Схемный редактор LT Spice

Схемный редактор применяется для редактирования и создания схем, включая иерархические схемы [4]. Размер схемы и глубина иерархии ограничены только компьютерными ресурсами.

В элементную базу входит приблизительно 800 символов. Эти символы охватывают большинство элементов мощных электронных устройств, а также операционных усилителей, компараторов и многих других устройств для проектирования электрических схем. Можно разрабатывать пользовательские символы.

Пиктограммы на главной панели имеют назначение, показанное на рис. 1.1.

Для работы с объектами схемы – их перемещением, удалением, вращением или зеркальным отображением, необходимо нажать на соответствующую пиктограмму, затем привести курсор на объект схемы. Курсор после нажатия на пиктограмму видоизменяет свою

форму. Можно работать с группой объектов, если курсором "оттянуть" прямоугольник, захватывающий объекты.

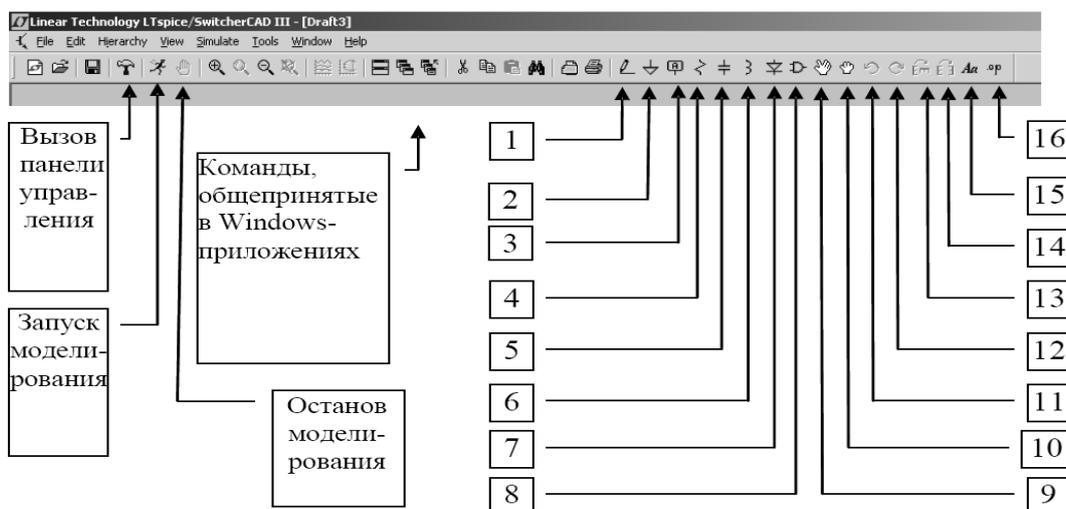


Рис. 1.1. Пиктограммы главной панели

На рис. 1.1 обозначено:

- 1 – ввод проводников;
- 2 – ввод глобального узла ("земли");
- 3 – ввод порта или имени проводника;
- 4 – ввод резистора;
- 5 – ввод конденсатора;
- 6 – ввод индуктивности;
- 7 – ввод диода;
- 8 – ввод схемных элементов;
- 9 – задание режима перемещения отдельных объектов схемы;
- 10 – задание режима перемещения схемных элементов;
- 11,12 – вращение элемента (Ctrl+R);
- 13,14 – зеркальное отображение элемента (Ctrl+E);
- 15 – ввод комментария;
- 16 – текстовый ввод Spice-директивы

Пиктограммы главной панели могут быть вызваны командой Edit, результат действия которой показан на рис. 1.2.

Команды редактирования схемы:

**Undo:** Отмена последней команды.

**Redo:** Восстановление последней команды Undo.

**Text:** Размещение текста. Введенный текст не влияет на моделирование.

**SPICE Directive** Размещение текста в список соединений схемы. Так как по списку соединений выполняется моделирование, то появляется возможность вводить данные для моделирования в текстовой форме. Это позволяет устанавливать варианты моделирования, файлы, которые содержат модели, определить новые модели, или использовать SPICE-команды. Можно ввести текстовое описание подсхемы, для которой отсутствует графический символ. Имя этого элемента должно начинаться с символа X.

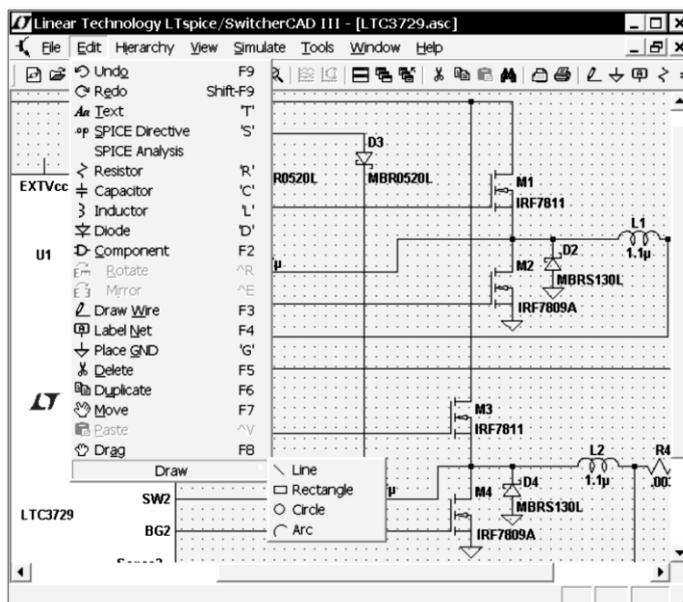


Рис. 1.2. Команда Edit главного меню

**SPICE Analysis: Ввод/редактирование задания на моделирование.**

**Resistor, Capacitor, Inductor, Diode, Component** – были рассмотрены выше.

**Rotate, Mirror:** – были рассмотрены выше.

**Draw Wire:** Ввод проводника осуществляется при нажатии левой кнопки мыши. Каждый щелчок мыши определит новый сегмент проводника. Для подсоединения к другому проводнику надо кликнуть левой кнопкой мыши при наведении курсора на этот проводник. Правый щелчок отменяет ввод текущего проводника. Еще один щелчок правой кнопкой отменит команду ввода проводников. Можно вводить проводники через компоненты типа резистор. Провод будет автоматически вырезан так, что резистор окажется соединенным последовательно с проводом. При нажатой CTRL проводники можно укладывать под разными углами, определяемыми узлами сетки.

**Label Net:** Программа автоматически именуется проводники некоторым стандартным образом. Эта команда позволяет назначить уникальные имена проводникам.

**Place GND:** Размещение символа "земля" (GROUND). Это нулевой провод, он имеет глобальное имя "0". Присутствие его на схеме является обязательным. Относительно этого узла выполняется расчет узловых потенциалов схемы.

**Delete:** Удаление объектов.

**Duplicate:** Копирование объектов. Можно копировать объекты из разных схем, если они открыты одновременно. Для вставки скопированных фрагментов во вторую схему достаточно набрать Ctrl-V.

**Move:** Перемещение отдельных объектов схемы.

**Paste:** Вставка объектов, выбранных командой копирования.

**Drag:** В отличие от перемещения отдельных объектов, этой командой перемещаются целые компоненты вместе с их именами и другой сопроводительной текстовой информацией. Кроме того, компоненты перемещаются вместе с проводниками, которые становятся "резиновыми нитями".

**Draw** команда ввода графических объектов – линий, дуг и т.д. Введенные объекты не влияют на схему и могут использоваться для оформления комментариев или примечаний к схеме. По умолчанию введенные графические объекты фиксируются в узлах сетки. Для их произвольного расположения достаточно при их позиционировании удерживать клавишу CTRL.

**Draw => Line :** Рисование линий.

**Draw => Rectangle :** Рисование прямоугольников.

**Draw => Circle :** Рисование окружностей.

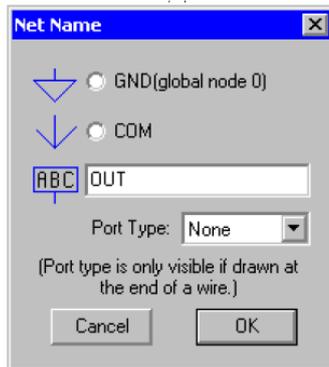
**Draw => Arc :** Рисование дуг.

### Именование проводников

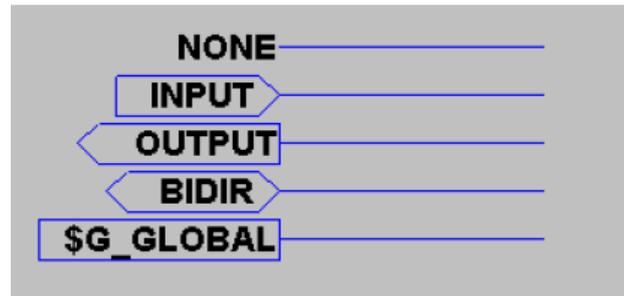
Каждый узел в схеме должен иметь уникальное имя. Имя узла может быть назначено пользователем отдельной командой. После ввода этой команды появляется окно, изображенное на рис. 1.3, а. Для именования нулевого узла, который является по умолчанию глобальным, может быть использован специальный графический символ "GND". Есть также графический символ, определенный как узел "COM". Этот узел не имеет никакого специального значения и введен для удобства чтения схемы. Узел может быть портом ввода,

вывода или двунаправленным узлом. Соответствующее графическое изображение можно выбрать на развороте Port Type. Эти изображения никакого влияния на список соединений не оказывают и служат также для удобства чтения схемы (рис. 1.3, б).

Если узлу дать имя, начинающееся с символов "\$G\_", например, "\$G\_VDD", то этот узел станет глобальным независимо от того, в какой подсхеме он находится.



а)



б)

Рис. 1.3. Именованние цепей (а - окно именования узлов; б – графические изображения портов)

**Цвета схемного редактора.** Командой главного меню Tools=>Color Preferences можно назначить цвета для объектов схемного редактора (рис. 1.4).

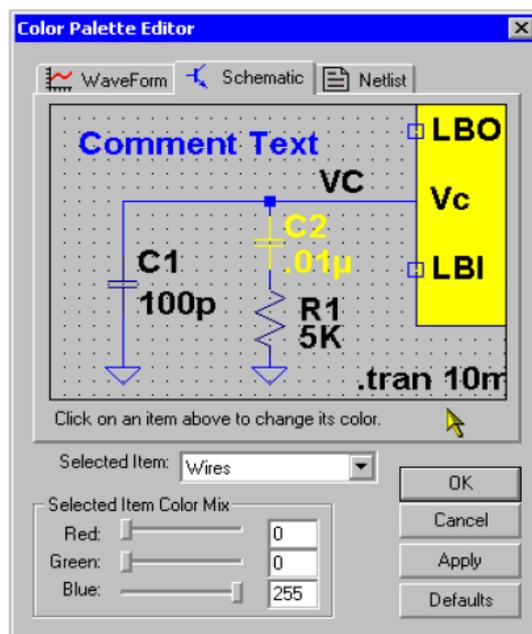


Рис. 1.4. Окно назначения цветов для схемного редактора

В режиме этой команды надо кликнуть на объект и в появившемся окне использовать красные, зеленые и синие слайдеры, чтобы назначить цвет для объекта. Текстовые комментарии, атрибуты и другие объекты, связанные с компонентой, отобразятся в том же цвете, что и компонента.

### Размещение компонент

Часто используемые компоненты – резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности, могут быть выбраны кнопкой главной панели. Другие компоненты могут быть выбраны через команду главного меню Edit=>Component. В результате появится окно ввода, изображенное на рис. 1.5.

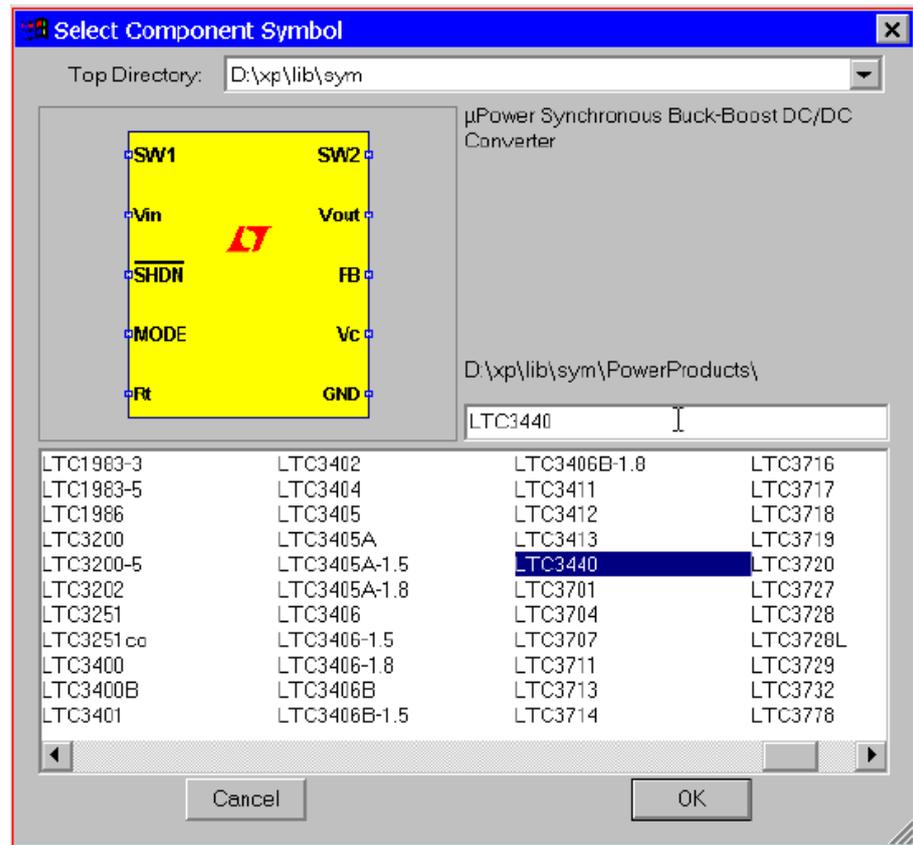


Рис. 1.5. Окно ввода схемных компонент

### Программирование горячих клавиш

Командой главного меню Tools=>Control Panel=>Drafting Options=> Hot Keys можно запрограммировать клавиатуру для быстрого ввода большинства команд (рис. 1.6). После ввода команды главного меню, в появившемся окне надо щелкнуть мышью

на команде и затем нажать ключевую комбинацию, которой надо закодировать эту команду. Чтобы удалить ключевую комбинацию, надо после клика мышью по команде, нажать "Delete".

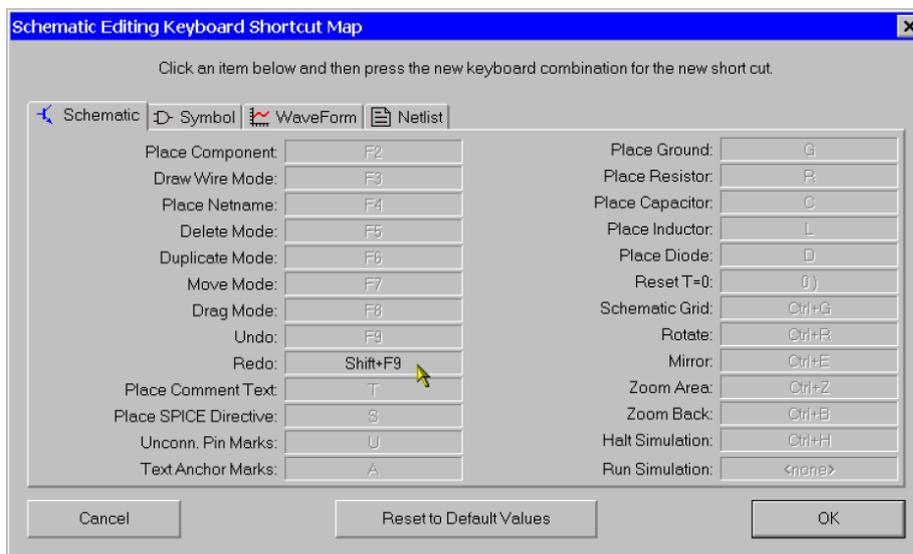


Рис. 1.6. Программирование горячих клавиш

## Создание списка соединений для проектирования печатных плат

Командой Tools=>Export Netlist создается список соединений для проектирования печатных плат. Следует обратить внимание на то, что порядок следования выводов в схемном элементе должен соответствовать порядку выводов соответствующего технологического элемента, размещаемого на печатной плате. Например, если требуется импортировать список соединений, сгенерированный в LT Spice, в систему проектирования печатных плат ExpressPCB ("<http://www.expresspcb.com>"), надо создать компоненты или в LT Spice, или в ExpressPCB так, чтобы порядок следования и номера выводов этих компонент совпадали в LT Spice и ExpressPCB. Иначе будет нарушена схема соединений выводов.

### 1.2. Редактирование параметров компонент

Параметры компонент могут быть отредактированы двумя или тремя различными способами, в зависимости от типа компонента:

1. Видимые на схеме параметры могут быть отредактированы, непосредственно переводом курсора на параметр и правым кликом мыши. Курсор мыши при наведении на текст превращается в текстовый символ.

2. Достаточно большое число компонент – резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности, диоды, биполярные транзисторы, транзисторы MOSFET, транзисторы JFET, независимые источники напряжения, независимые источники тока, иерархические блоки схемы имеют специальные редакторы. Эти редакторы могут обратиться к соответствующей базе данных устройств. Для использования этих редакторов, надо навести курсор на саму компоненту, и кликнуть правой кнопкой мыши.

3. Поместить курсор поверх компоненты, удерживая клавишу CTRL, нажать правую кнопку мыши. Появится диалоговое окно, в котором можно отредактировать все доступные атрибуты компонента. Рядом с каждым полем можно установить флажок, чтобы указать отображение атрибута на схеме.

### Редактирование видимых атрибутов

Видимые на схеме параметры компонент могут быть отредактированы, указанием курсора на параметр и правым кликом мыши. Курсор мыши при наведении на текст превращается в текстовый символ. Это самый удобный способ изменить значение компонента. На рис. 1.7 приведен пример редактирования параметра индуктивности.

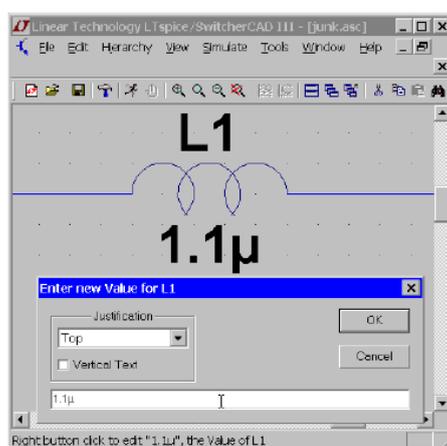


Рис. 1.7. Редактирование параметра индуктивности

### Специализированный редактор параметров компонент

Резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности, диоды, биполярные транзисторы, транзисторы MOSFET, транзисторы JFET, независимые источники напряжения, независимые источники тока, иерархические блоки схемы имеют специальные редакторы.

Для использования специального редактора, надо навести курсор на саму компоненту, и кликнуть правой кнопкой мыши (рис. 1.8).

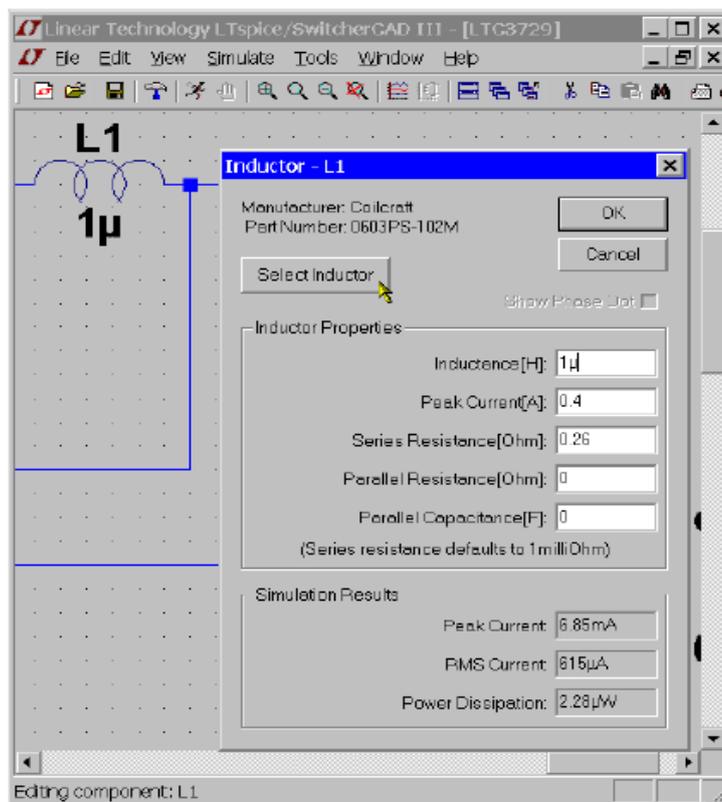


Рис. 1.8. Редактирование параметров индуктивности в специальном редакторе

### Общий редактор атрибутов

Иногда желательно иметь прямой доступ к каждому доступному атрибуту для редактирования его содержания и видимости на экране. Для запуска соответствующего редактора, надо поместить курсор поверх компоненты, удерживая клавишу CTRL, нажать правую кнопку мыши. Появится диалоговое окно, в котором можно отредактировать все доступные атрибуты компонента. Рядом с каждым полем можно установить флажок, чтобы указать отображение атрибута на схеме.

Атрибуты SpiceModel, Value, Value2, SpiceLine, и SpiceLine2 – полностью определяют все значения компонента. В списке соединений, генерируется строка в SPICE-формате примерно такого содержания: <name> node1 node2 [...] <SpiceModel> + <Value><Value2><SpiceLine><SpiceLine2>

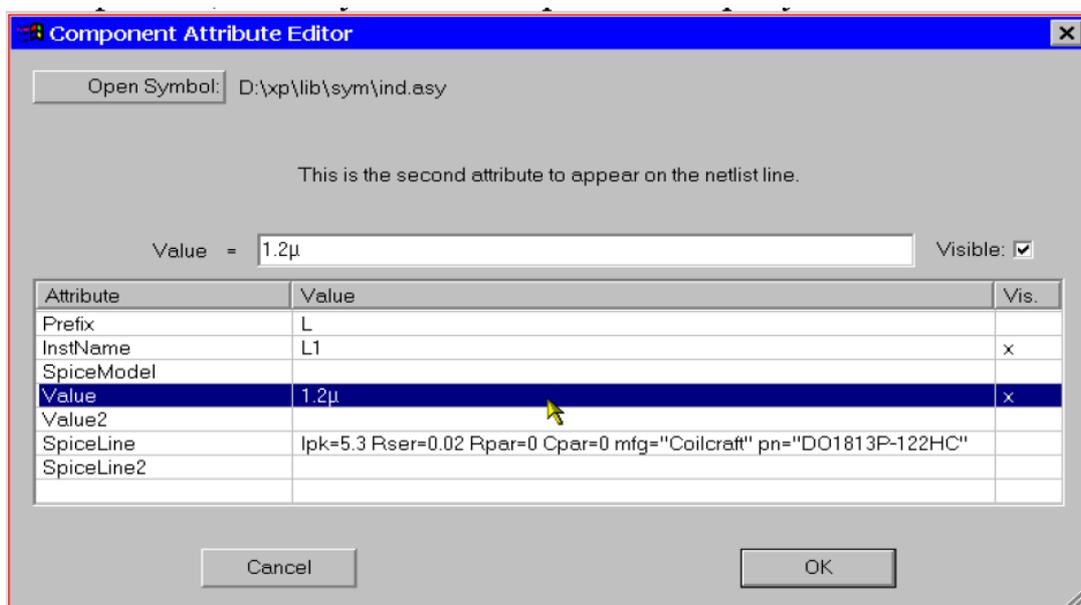


Рис. 1.9. Редактирование параметров индуктивности в редакторе атрибутов

Префиксный символ – это символ, по которому программа узнает тип компонента. С префиксного символа должны начинаться схемные имена (InstName) компонент. Но бывают случаи, когда схемное имя может начинаться с произвольного символа. Тогда в списке соединений префиксный символ и схемное имя (InstName) будут отделены символом '\$'.

### 1.3. Средства визуализации вычислений в LTSpice

*Визуализация результата как способ повышения интереса обучаемого к предмету.* До 90 процентов информации человек воспринимает визуально, кроме того, в этом случае с большей эффективностью работают центры ассоциативной памяти, ответственные за создание образов предметов и изучаемых явлений.

***Графики функций одной переменной (двухмерные графики).*** При построении графика функция представляется в виде набора точек на плоскости. Т.е. для построения графика из результатов моделирования извлекается определенное количество пар (значение функции; значение аргумента).

***Изображение нескольких функций на одном графике.*** Максимально можно изобразить на одном графике 16 различных функций. Функции, построенные на одном графике, изображаются линиями различного цвета и типа.

**Трассировка и изменение масштаба.** Трассировка позволяет очень точно изучить строение графика. Перемещая указатель по графику, вы тем самым передвигаете точку пересечения линий трассировки. При этом координаты точки указываются с высокой точностью в окне трассировки в полях X-Value и Y-Value.

## 1.4. Графический постпроцессор LT Spice

- Выбор графиков. Есть три основных способа выбора графиков.
- Отображение графиков непосредственно из схемы;
  - В диалоговых окнах командами меню Plot Settings=>Visible Traces
  - и Plot Settings=>Add Trace;

### 1. Отображение графиков непосредственно из схемы:

Курсором указать провод – курсор отобразится в виде пробника, и щелкнуть левой кнопкой мыши - появится график потенциала на этом проводе относительно "земли". Если то же самое выполнить при нажатой клавише Alt, то курсор отобразится в виде токовых клещей (красная стрелка на клещах покажет направление тока) и при нажатии на левую кнопку мыши появится график тока через проводник. График тока отобразится, если курсор навести на двухполюсник или на контакт многополюсника. Если второй раз указать ток или напряжение, то отобразится только указанный график – все остальные будут стерты. Удалить график можно, активизируя панель графиков и нажав пиктограмму удаления объектов. Курсор в виде ножниц надо навести на название удаляемого графика. Для отображения напряжения между узлами, надо нажать на один узел и перетащить курсор на второй узел. Курсор в виде красного пробника сохранится на первом узле и в виде черного пробника на втором узле. Для отображения мгновенной мощности надо навести курсор на двухполюсник или на контакт многополюсника, и нажать на клавишу Alt.

Отображением графиков непосредственно из схемы можно воспользоваться для схем любого уровня иерархии.

### 2. Команды меню Plot Settings=>Visible Traces и View=>Add Trace:

Эти команды доступны из главного меню при активной панели графиков. Такой же результат можно получить, если при активной

панели графиков нажать правую кнопку мыши и выбрать в меню Visible Traces или Add Trace.

В результате в первом случае появится диалог, позволяющий выбрать нужный график из полного списка графиков. При нажатой Ctrl можно выбрать графики в произвольном порядке, при нажатой Alt, оттягивая мышью, можно выбрать некоторое число последовательно следующих друг за другом графиков, при нажатой Alt и двойном клике мышью появится окно для ввода алгебраического выражения

Во втором случае отличия будут в следующем. Нельзя непосредственно удалить уже видимые графики. Преимущества: можно отобразить список графиков по шаблону и можно ввести выражение для отображаемого графика.

### 3. Математическая обработка графиков

Имеется три способа обработки графиков:

1. Преобразование графиков по математическому выражению.
  2. Вычисление среднего и среднеквадратичного значения.
  3. Отображение результатов Фурье-преобразования графиков.
- Преобразование графиков по математическому выражению.

Перевести курсор на название графика и кликнуть правой кнопкой мыши. В появившемся окне можно ввести требуемое выражение (рис. 1.10). Разность потенциалов, например,  $V(a)-V(b)$  может быть записана в эквивалентной форме  $V(a,b)$ .

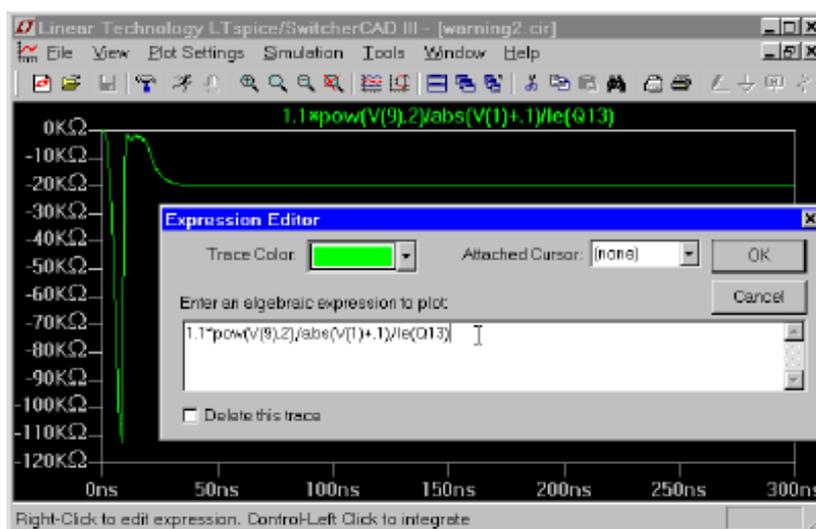


Рис. 1.10. Ввод математического выражения при обработке графиков

Имеются следующие встроенные константы:

$e=2.7182818284590452354$ ;     $\pi=3.141592653589793238464$ ;  
 $k=1.3806503e-23$ ;     $q=1.602176462e-19$ .

### **Вычисление среднего и среднеквадратичного значения**

Графический постпроцессор может проинтегрировать график для получения среднего (average) и среднеквадратичного значения (RMS) по отображенной области.

Для этого по оси "x" надо выбрать интересующий диапазон, затем переместить мышь в название графика и удерживая клавишу CTRL и щелкнуть левой кнопкой мыши.

### **Отображение результатов Фурье-преобразования графиков**

Быстрое преобразование Фурье для различных графиков выполняется через команду меню View=>FFT.

### **Пользовательские функции**

Команда меню Plot Settings=>Edit Plot Defs File позволяет вводить собственные функции и параметры для их использования в графическом постпроцессоре.

### **Управление осями координат**

Если переместить курсор мыши в область осей координат, курсор превращается в линейку. При левом клике появляется окно для ручного ввода диапазона оси и характера построения графика. Например, для вещественных данных, можно изменить пределы отображения по оси "y" и задать логарифмический масштаб.

Для данных в комплексной форме, можно выбрать форматы представления Bode, Nyquist или Cartesian.

## **1.5. Краткая инструкция по использованию LTSpice**

LT Spice может использоваться как универсальная SPICE-программа.

Проектирование схем выполняется во встроенном схемном редакторе.

Команды моделирования и параметры размещаются в текстовом формате на схеме, используя стандартный SPICE-синтаксис. Отображение графиков может быть выполнено щелчком мыши на узлах схемы в течение или после моделирования.

## Описание схемы

Состав схемы определяется текстом списка соединений. Список соединений состоит из списка элементов схемы и их узлов, описаний моделей, и других SPICE-команд. Список соединений обычно вводится в виде графического изображения схемы. Для загрузки схемы надо в меню задать команду File=>Open. Появится окно просмотра файлов. Далее можно выбрать существующую схему и сохранить ее под новым именем или напечатать новое имя, чтобы создать пустой схемный файл.

LT Spice использует много различных типов файлов и документов. Для схемных файлов необходимо расширение ".asc". Команды схемного редактора находятся в меню Edit. При моделировании схемы, из графической информации, представленной в схемном редакторе, извлекается список соединений и размещается в файл с тем же именем, но расширением ".net". Далее LT Spice читает и обрабатывает этот файл.

Можно также открыть и отредактировать сгенерированный в LT Spice текст списка соединений. Вместе с тем, этот текст можно составить вручную или сгенерировать любой другой внешней программой. Файлы с расширениями ".net", ".cir" или ".sp" LT Spice распознает как список соединений. То есть вместо файла с графической схемой можно открыть соответствующий файл со списком соединений и выполнить моделирование.

### Внешние списки соединений

Можно открыть список соединений созданный или вручную, или другими схемными редакторами. Встроенный редактор ASCII поддерживает неограниченный размер файла, и неограниченное число undo/redo. Может использоваться команда меню Tools=>Color Preferences для регулировки цветов, используемых во встроенном редакторе ASCII.

### Общая структура и используемые соглашения

Анализируемая схема описывается текстовым файлом, носящим название список соединений. Первая строка в списке соединений игнорируется и ее, как правило, используют как комментарий. Последняя строка списка соединений - обычно просто строка ".END", но она может быть в LT Spice опущена. Любые строки после строки ".END" игнорируются.

Порядок строк в списке соединений между первой строкой и последней может быть произвольным. Строками могут быть комментарии, объявления элемента схемы или директивы моделирования. Пример:

\* Эта первая строка игнорируется

\* Схема ниже представляет R-C схему, на которую поступают

\* импульсы частотой 1MHz

R1 n1 n2 1K ; резистор 1 кОм расположен между узлами n1 и n2

C1 n2 0 100p ; емкость 100пФ расположена между узлом n2 и землей

V1 n1 0 PULSE(0 1 0 0 0 .5μ 1μ) ;импульсный источник частотой 1МГц

.tran 3μ ; длительность переходного процесса 3μс

.end

Первые три строки - комментарии. Любая строка, начинающаяся со "\*" является комментарием и игнорируется. Строка, начинающаяся с "R1" объявляет, что резистор 1 кОм, расположен между узлами n1 и n2. Обратите внимание, что точка с запятой ";" используется для размещения комментария в середине строки. Строка, начинающаяся с "C1" объявляет, что конденсатор 100пФ расположен между узлами n2 и землей. Узел "0" – это глобальный общий провод схемы ("земля").

Ниже приводится краткий обзор словаря LT Spice:

- регистр, первые пробелы, пустые строки и позиции табуляции игнорируются

- первый знак строки (кроме пробела) определяет тип строки.

1-й символ - тип строки \* (звездочка) комментарий

A – Z элемент схемы, например, "R" для резистора, "C" для конденсатора, "L" для катушки индуктивности, и так далее. Каждый элемент в схеме определен по имени, по узлам схемы, с которыми элемент связан и значения параметров, которые определяют электрические характеристики элемента. Первый символ имени элемента определяет тип элемента. Имена элемента должны быть уникальны; например, может только быть один R1 в схеме. Электрическое поведение некоторых элементов может быть определено моделью.

. (точка) Директива моделирования, например: `.options reltol=1e-4`

+ (плюс) Продолжение предыдущей строки.

Числа могут быть выражены не только в экспоненциальном формате, например, `1e12`, но также и с техническими множителями. То есть числа `1000.0` или `1e3` могут также быть написаны как `1K`. Ниже приводится таблица допустимых множителей:

T -  $1e12$ ; G -  $1e9$ ; Meg -  $1e6$ ; K -  $1e3$ ; Mil -  $25.4e-6$ ;  
M -  $1e-3$  u (или  $\mu$ ) -  $1e-6$ ; n -  $1e-9$ ; p -  $1e-12$ ; f -  $1e-15$ .

Нераспознанные символы, расположенные сразу после номера или технического множителя, игнорируются. Следовательно, `10`, `10V`, `10Volts` и `10Hz` все представляют то же самое число. `M`, `MA`, `MSec` и `MMhos` все представляют тот же самый масштабный коэффициент ( $1e-3$ ). Часто ошибочно резистор вводится со значением `1M`, предполагая номинал в один мегаОм, однако `1M` интерпретируется в LT Spice как один миллиОм. Это правило используется для совместимости со стандартом SPICE.

Имена узлов могут быть произвольными символьными строками. Глобальный общий узел имеет по умолчанию имя `"0"` или `"GND"`. Обратите внимание, так как узлы - символьные строки, то `"0"` и `"00"` - разные узлы. Квадратные скобки указывают, что включенное поле данных является дополнительным.

## 2. ИССЛЕДОВАНИЕ СИЛОВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ В LTSpice

Описание каждой из лабораторных работ по дисциплине «Силовые полупроводниковые приборы» включает:

- цель работы,
- краткую теорию, относящуюся к лабораторной работе,
- задания на лабораторную работу,
- краткие методические указания по проведению работы,
- контрольные вопросы.

### Лабораторная работа №1. Измерение ВАХ для силового диода, Часть 1

**Цель работы:** Исследование ВАХ кремниевого выпрямительного диода.

#### Краткая теория

Работа *p-n* диода. В выпрямителях переменного напряжения наибольшее применение находят кремниевые полупроводниковые диоды. В монокристалле германия и кремния при переходе от одного типа проводимости к другому образуется запирающий слой, обладающий выпрямительными свойствами. Электронно-дырочным (*p-n*) переходом называют переходный слой между двумя областями полупроводника, одна из которых имеет электропроводимость *p*-типа, а другая *n*-типа. Так как концентрации дырок в *p*-области больше, чем в *n*-области, градиент концентрации вызывает диффузию дырок в *n*-область. При этом *p*-область заряжается отрицательно, а *n*-область оказывается заряженной положительно. Аналогично этому протекает и диффузия электронов из *n*-области в *p*-область. В результате в области *p-n* перехода возникает двойной электрический слой, образующий потенциальный барьер, который препятствует диффузии основных носителей через *p-n* переход.

Величина потенциального барьера, называемая контактной разностью потенциалов, определяется соотношением концентраций носителей тока в *p-n* областях (рис.1):

$$\varphi_k = (kT/q) \ln(N_a N_g / n_i^2) \quad (1)$$

где  $kT/q$  - температурный потенциал

$N_a$  - концентрация акцепторной примеси,

$N_d$  - концентрация донорной примеси,

$n_i$  - собственная концентрация материала.

Основным физическим процессом образования прямого тока через выпрямительный диод является инжекция носителей заряда, т.е. введение носителей заряда через пониженный потенциальный барьер  $p$ - $n$  перехода в базу диода, где эти носители заряда оказываются не основными. Этот процесс осуществляется при подаче прямого смещения на  $p$ - $n$  переходе. При этом положительный полюс источника ЭДС соединен с  $p$ -областью, а отрицательный полюс с  $n$ -областью. Высота потенциального барьера при таком включении уменьшается ( $\phi_k=U$ ) Это приводит к сужению запирающего слоя  $\delta_0 \rightarrow \delta_1$ , где  $\delta_0 > \delta_1$  и уменьшению сопротивления перехода (рис. 2 ).

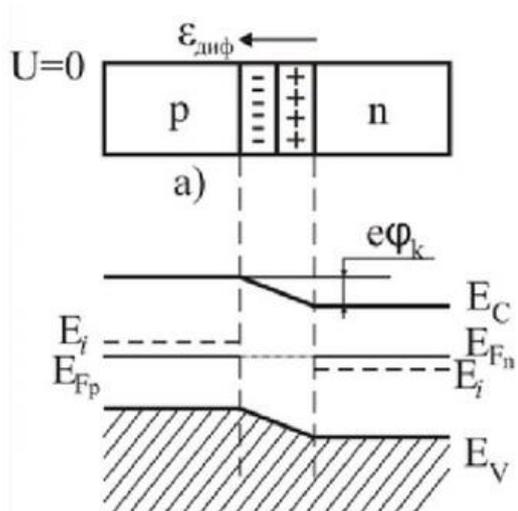


Рис. 1. Энергетическая диаграмма  $p$ - $n$  перехода в равновесном состоянии

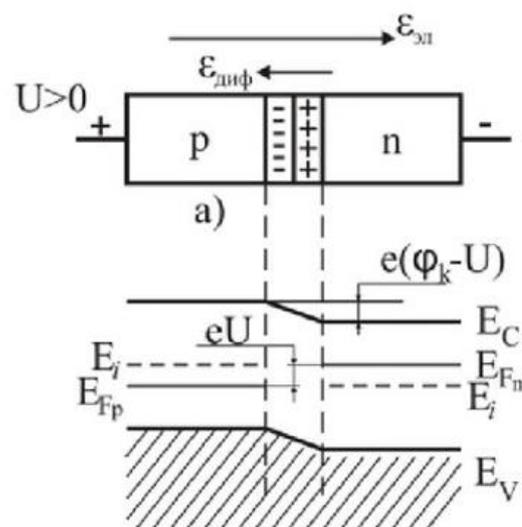


Рис. 2. Энергетическая диаграмма  $p$ - $n$  перехода при прямом смещении

С уменьшением потенциального барьера количество дырок в  $n$ -области резко возрастает, образуя прямой ток. Величина прямого тока будет возрастать с увеличением приложенного прямого напряжения по экспоненциальному закону.

Основным физическим процессом образования; обратного тока через выпрямительный диод является экстракция не основных

носителей заряда, т.е. выведение не основных носителей заряда из областей полупроводника, прилегающих к р-п переходу, ускоряющихся электрическим полем, созданным внешним напряжением.

Этот процесс осуществляется при подаче обратного смещения на р-п переход. При этом положительный полюс источника ЭДС соединен с n-областью, а отрицательный с р-областью. Высота потенциального барьера и величина объемных зарядов при таком включении возрастают. Это приводит к расширению запирающего слоя и к увеличению сопротивления перехода (рис.3). Через переход будет протекать обратный ток, который относительно мал из-за малой концентраций не основных носителей заряда в прилегающих к р-п переходу областях.

Зависимость тока через р-п переход от напряжения определяется выражением:

$$I = I_s(\exp(qU/kT) - 1) \quad (2)$$

где  $I_s$  - ток насыщения,  $U$  - приложенное напряжение.

$$I_s = I_{Sp} + I_{Sn} = qD_n n_{p0} / L_n + qD_p p_{n0} / L_p \quad (3)$$

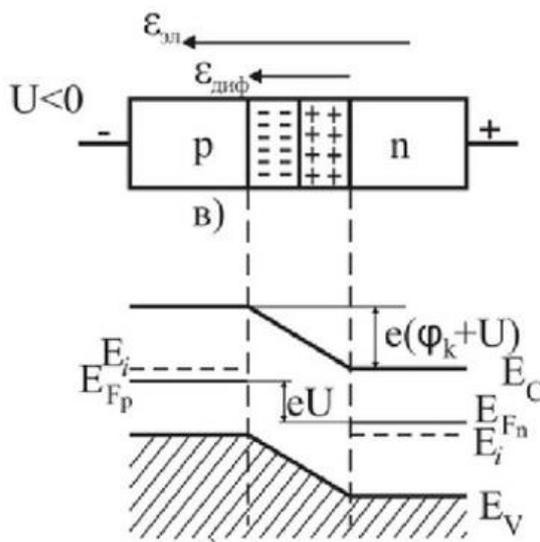


Рис. 3. Энергетическая диаграмма р-п перехода при обратном смещении

Таким образом, величина тока, протекающего через диод, зависит от величины и знака приложенного напряжения. Вид ВАХ германиевого и кремниевого диодов приведен на рис. 4.

К основным стандартизированным параметрам выпрямительных диодов относятся:

- Постоянное прямое напряжение,
- Постоянный обратный ток;
- Максимально допустимый средний прямой ток;
- Максимально допустимое постоянное обратное напряжение;
- Максимально допустимое импульсное обратное напряжение;
- Частота без снижения режимов
- Средняя рассеиваемая мощность
- Максимальная температура корпуса или кристалла.

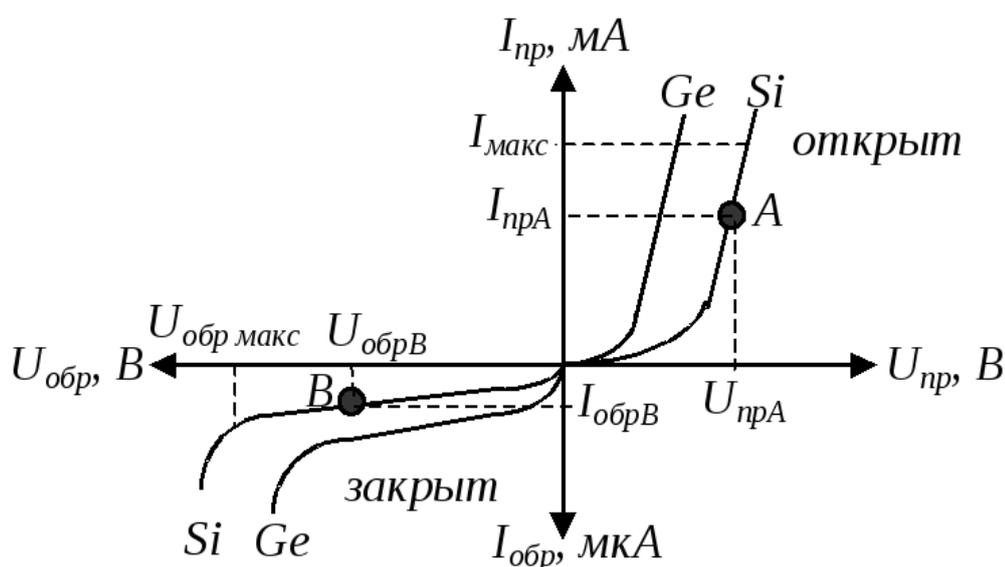


Рис. 4. ВАХ германиевого и кремниевого диодов

### Работа лавинных выпрямительных диодов, стабилитронов и ограничительных диодов

На вольт-амперной характеристике имеется участок со слабой зависимостью напряжения от величины протекающего тока (рис.5). При наличии такого участка напряжение, приложенное к диоду, остается постоянным при значительном изменении тока, протекающего через диод.

Как правило, участок со слабой зависимостью  $U(I)$  имеется в области достаточно больших обратных напряжений, приложенных к диоду. При больших напряжениях под действием сильного

электрического поля носители заряда в областях р-п перехода за время свободного пробега между двумя последующими соударениями, приобретают энергию, достаточную для ударной ионизации атомов решетки и разрыва ковалентных связей. При такой ионизации вновь образуемая пара носителей заряда (электрон и дырка), ускоряясь в электронном поле, может принимать участие в дальнейшей ионизации, увеличивая число свободных носителей. Таким образом происходит "лавинное размножение" носителей заряда и, следовательно, увеличение тока через р-п переход. Резкое увеличение обратного тока, обусловленное лавинным умножением носителей заряда, получило название - лавинный пробой р-п перехода.

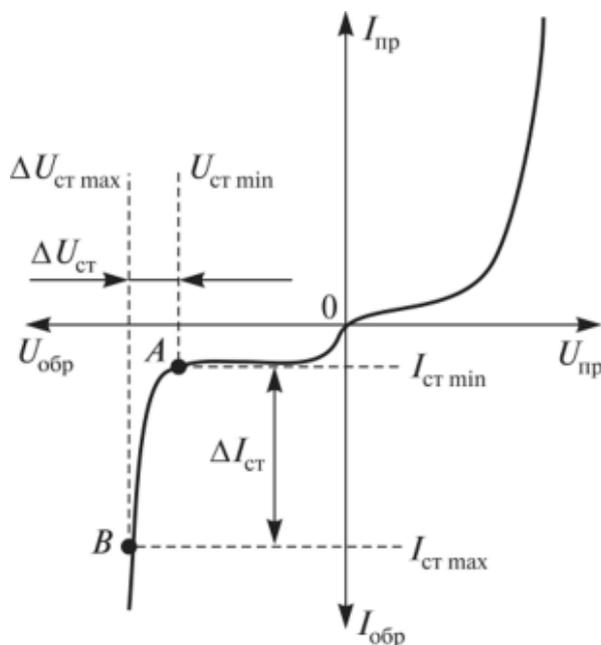


Рис. 5. Вольт-амперная характеристика лавинного пробоя

Лавинное размножение носителей заряда учитывается коэффициентом умножения  $M$ , который показывает, во сколько раз возрастает ток по сравнению с первичным током  $I_0$ .

$$I = MI_0 = M(I_s + I_{RG})$$

$$M = I/I_0 = 1/(1 - (U/U_{проб})^n)$$

Показатель степени  $n$  зависит от значения напряжения пробоя и от того, какие подвижные носители заряда преимущественно размножаются: электроны или дырки. Для германиевых р-п переходов при умножении электронов полагают  $n=6$ , а при умножении дырок  $n=3$ .

Температурная зависимость напряжения лавинного пробоя определяется уменьшением подвижности носителей заряда с ростом температуры, вследствие чего значение  $U_{\text{проб}}$  увеличивается. Величина  $U_{\text{проб}}=U_{\text{л}}$  (при лавинном механизме пробоя) обусловлена также свойствами полупроводникового материала, из которого изготовлен диод.

Более точно  $U_{\text{проб}}=U_{\text{л}}$  можно рассчитать из следующего соотношения:

$$U_{\text{л}}=(\rho \cdot m)^k$$

где  $\rho$  - удельное сопротивление материала базы диода

Константы для расчета параметров лавинного пробоя

Таблица 1

Проводимость	n	m	k
Электронная	6	86	0,65
Дырочная	3	23	0,75

Таким образом, в области лавинного пробоя вольт-амперная характеристика имеет вид:

$$I=AJ_s/(1-(U/U_{\text{л}})^n),$$

где  $J_s$  - плотность тока насыщения;  $A$  - площадь кристалла.

$$J_s=qn_i^2(D_p/L_p)(1/N_d)$$

**Основные параметры стабилитронов и ограничительных диодов:**

1.  $U_{\text{ст}}$  - напряжение стабилизации (ограничения);
2.  $I_{\text{ст.min}}$  - минимальный ток стабилизации;
3.  $I_{\text{ст.max}}$  - максимальный ток прибора;
4.  $R_d$  - дифференциальное сопротивление  $R_d=\Delta U_{\text{ст}}/\Delta I_{\text{ст}}$
5.  $R_{\text{ст}}$  - статическое сопротивление  $R_{\text{ст}}=U_{\text{ст}}/I_{\text{ст}}$
6.  $P_{\text{max}}$  - наибольшая мощность рассеивания;
7.  $\alpha$  - температурный коэффициент напряжения, т.е. отношение относительного напряжения стабилизации к абсолютному изменению температуры окружающей среды;

$$\alpha=(1/U_{\text{ст.ср.}})(\Delta U_{\text{ст}}/\Delta T)$$

8. Максимальная рассеиваемая энергия импульса (измеряется в джоулях)

### Задание

1. Записать паспортные данные исследуемого диода из справочника, зарисовать схему расположения выводов.
2. Провести измерения прямой и обратной ветви ВАХ выпрямительного диода, используя моделирование или физический экспериментальный прибор.
3. Ввести экспериментальные данные в ЭВМ, получить таблицу с результатами и графики зависимостей.
4. Проанализировать полученные результаты и сравнить их со справочными

### Методические указания

1. Для экспериментального изучения ВАХ двухполюсников обычно используется схема, показанная на рис. 6.
2. При использовании для изучения ВАХ программ моделирования (например, программа LTspice IV), используются аналогичные схемы, однако из-за резкого различия прямых и обратных токов диодов удобнее использовать две разные схемы (Рис. 7, 8).
3. Независимые источники тока или напряжения при моделировании подбираются, исходя из удобства представления графических результатов моделирования (Рис. 7, 8).
4. При снятии ВАХ любыми методами не следует превышать справочные предельно допустимые значения токов и напряжений полупроводникового прибора. При физическом моделировании это приведет к повреждению полупроводникового прибора, а при виртуальном моделировании – к резкому ухудшению точности вычислений и неадекватности результатов.

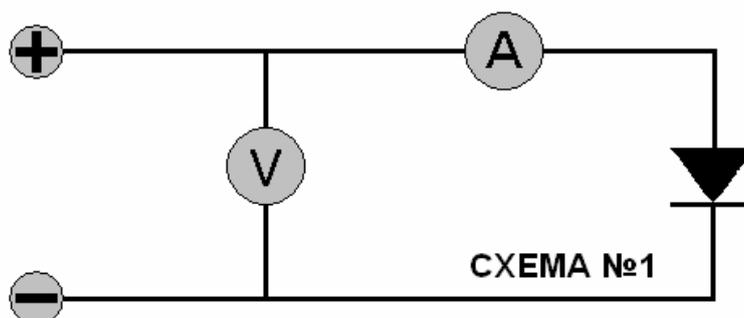
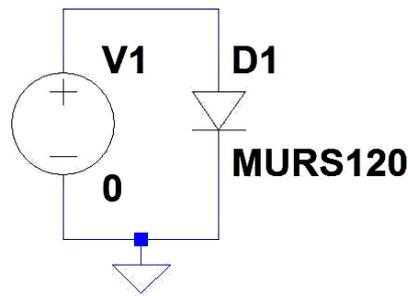


Рис. 6. Схема для экспериментального изучения ВАХ двухполюсника

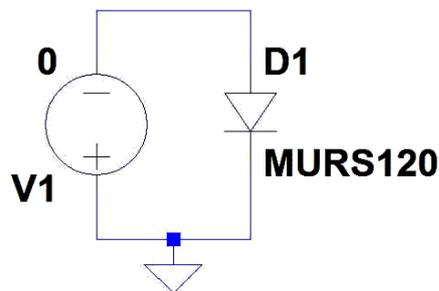


**.dc v1 1.5 0 0.01**

**.model MURS120 D Is=33.8n Rs=.0236 N=1.718 Cjo=45p M=.6 tt=45n lave=1 Vpk=200**

**.TEMP 20 133**

Рис. 7. Схема для изучения прямой ветви ВАХ диода MURS120 в программе LT Spice



**.dc dec v1 0.001 10 100**

**.model MURS120 D Is=33.8n Rs=.0236 N=1.718 Cjo=45p M=.6 tt=45n lave=1 Vpk=200**

**.TEMP 20 133**

Рис. 8. Схема для изучения обратной ветви ВАХ диода MURS120 в программе LTspice IV

### Контрольные вопросы

1. Напишите уравнение ВАХ выпрямительного диода.
2. Как выглядит ВАХ реального выпрямительного диода?
3. Какие параметры выпрямительного диода вы знаете?
4. Как меняются токи выпрямительного диода при прямом и обратном смещении?
5. Какие физические процессы происходят в выпрямительных диодах при прямом и обратном смещении?
6. Какие виды пробоев происходят в диодах?
7. Как влияет проводимость исходных материалов на величину напряжения пробоя p-n перехода?
8. Каков принцип действия лавинного силового диода?
9. Назовите основные параметры лавинного силового диода.

## Лабораторная работа №2. Измерение ВАХ для силового диода, Часть 2

**Цель работы:** Исследование температурных зависимостей прямой и обратной ветвей ВАХ силового выпрямительного диода, определение ТКН прямой ветви ВАХ диода.

### Краткая теория

На вольт-амперные характеристики диодов оказывает существенное влияние температура окружающей среды. Как видно на рис. 1, при повышении температуры резко возрастает обратный ток перехода  $I_{обр}$ , становится более крутой прямая ветвь характеристики.

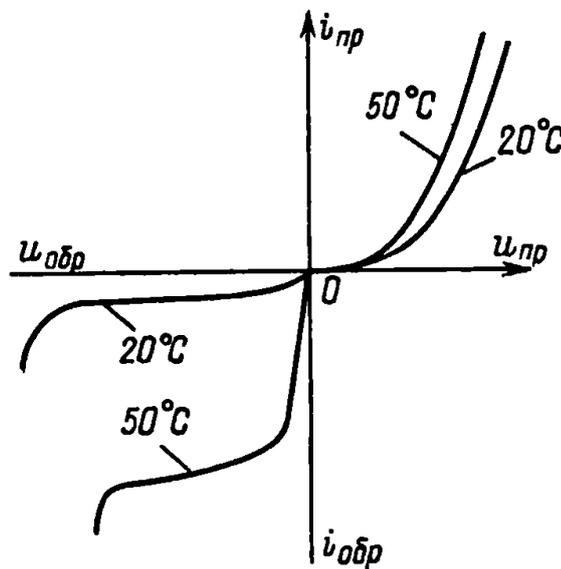


Рис. 1. Температурная зависимость ВАХ диода

Зависимость от температуры обратной ветви ВАХ определяется температурными изменениями теплового тока  $I_0$ . Этот ток пропорционален равновесной концентрации неосновных носителей заряда, которая с увеличением температуры возрастает по экспоненциальному закону. Поэтому же закону с ростом температуры увеличивается тепловой ток  $I_0(T) = I_0(T_0)$ .

$$I_0(T) = I_0(T)e^{\varphi\Delta T},$$

где  $\Delta T = (T - T_0)$   $T_0 = 300$  К, коэффициент  $\varphi = \Delta E / (kTT_0) \approx \Delta E / (kT_0^2)$ . Для германия  $\varphi = 0,09$  К<sup>-1</sup> и кремния  $\varphi = 0,013$  К<sup>-1</sup>. В соответствии с ростом теплового тока  $I_0$  и тока генерации  $I_g$  в переходе увеличивается полный обратный ток, а прямая ветвь характеристики сдвигается влево и становится более крутой.

Обратный ток с увеличением температуры увеличивается на каждые 10 °С примерно в два раза в германиевом диоде и в 2,5 раза в кремниевом диоде.

Исследуя температурную зависимость теплового тока, можно найти значение энергии активации (ширину запрещенной зоны) для полупроводникового диода по формуле:

$$\Delta E = [k \ln I_{01}/I_{02}] / (1/T_2 - 1/T_1),$$

где  $I_{01}$  и  $I_{02}$  - обратные токи насыщения при  $T_1$  и  $T_2$ , соответственно. Ток при заданном прямом напряжении увеличивается с возрастанием температуры, но скорость его нарастания снижается при увеличении. Температурная зависимость прямого тока объясняется как процессами в самом переходе, так и изменением сопротивления базового слоя. Последнее обстоятельство объясняет увеличение крутизны характеристики с повышением температуры. Обычно удельная проводимость полупроводника, из которого изготовлена база, с ростом температуры увеличивается; поэтому снижается и падение напряжения на базе; омический участок становится более крутым.

Для оценки температурной зависимости прямой ветви ВАХ используется специальная величина  $T_s$  - температурный коэффициент напряжения (ТКН), показывающий изменения прямого напряжения  $\Delta U$  за счет изменения температуры  $\Delta T = 1^\circ\text{C}$  при некотором значении тока

$$T_s = dU/dT = - (k/q) \ln(I_{0\infty}/I) = 3/2 \times I r_b / I.$$

ТКН зависит от прямого тока, но слабо, так как всегда  $I \ll I_{0\infty}$ . Температурный коэффициент напряжения как для кремниевых, так и для германиевых диодов составляет  $T_s = -2 \text{ мВ/}^\circ\text{C}$ .

Таким образом, напряжение на ОПЗ p-n перехода с ростом температуры линейно уменьшается.

Полное падение напряжения на диоде  $U_d$  складывается из падения напряжения на запирающем слое  $U$  и на сопротивлении базы  $U_b$ .

$$U_d = U + I r_b$$

Сопротивление базы  $r_b \sim r_e = 1/(qn_p \mu_n)$  с ростом температуры увеличивается, так как подвижность  $\mu_n$  (Т) с ростом температуры

падает. При увеличении сопротивления базы возрастает падение напряжения  $U_b$ . Поэтому результирующий температурный коэффициент напряжения на диоде  $TKN_d$  определяется значением прямого тока. При малых токах  $TKN_d < 0$ , при больших  $TKN_d > 0$ .

Контактная разность потенциалов р-п перехода  $\phi_k$  с ростом температуры уменьшается. Это связано с тем, что при увеличении  $T$  уровень Ферми как в р-, так и в n-областях стремится к середине запрещенной зоны.

Уменьшение  $\phi_k$  с ростом температуры определяет некоторое уменьшение ширины ОПЗ и увеличение барьерной емкости р-п перехода. С ростом температуры длительность переходных процессов в р-п переходе увеличивается, а частотные свойства ухудшаются.

Температурная зависимость напряжения лавинного пробоя определяется уменьшением подвижности носителей заряда с ростом температуры, вследствие чего значение  $U_{проб}$  увеличивается.

### Задание

1. Запишите паспортные данные исследуемого диода на температурные воздействия из справочника.
2. Провести измерения прямой и обратной ветви ВАХ силового кремниевого выпрямительного диода в диапазоне температур от 100 °С до комнатной температуры с шагом 20 °С (измерить зависимость обратного тока диодов при  $U=10$  В и прямого напряжения при  $I=1$  А), используя моделирование или физический экспериментальный прибор.
3. Ввести экспериментальные данные в ЭВМ, получить таблицу с результатами и графики зависимостей.
4. По данным измерений построить зависимости  $\ln(I_{обp}) = f(1/kT)$ , по которым определить ширину запрещенной зоны (энергию активации) для силового кремниевого диода. Величина  $K=8,62 \cdot 10^{-5}$  эВ (постоянная Больцмана),  $T$ -температура в Кельвинах.
5. По данным построить зависимость прямого напряжения для силового кремниевого диода как функции температуры и определить  $TKN$ .
6. Проанализировать полученные результаты и сравнить их со справочными.

## Методические указания

1. Для экспериментального изучения ВАХ двухполюсников обычно используется схема, показанная на рис. 2. Для измерения температурной зависимости используется пассивный водяной термостат объемом 1 литр. Измерение температур осуществляется ртутным термометром. Измеряемые диоды размещаются внутри термостата. Перед проведением температурных измерений термостат заполняется кипящей водой, а измерения проводятся по мере естественного остывания воды.

2. При использовании для изучения ВАХ программ моделирования (например, программа LTspice IV), используются аналогичные схемы, однако из-за резкого различия прямых и обратных токов диодов удобнее использовать две разные схемы (Рис. 3, 4).

3. Независимые источники тока или напряжения при моделировании подбираются, исходя из удобства представления графических результатов моделирования (Рис. 3, 4). Для получения температурных зависимостей используется директива «.TEMP»

4. При снятии ВАХ любыми методами не следует превышать справочные предельно допустимые значения токов, напряжений и температуры для данного полупроводникового прибора. При физическом моделировании это приведет к повреждению полупроводникового прибора, а при виртуальном моделировании – к резкому ухудшению точности вычислений и неадекватности результатов.

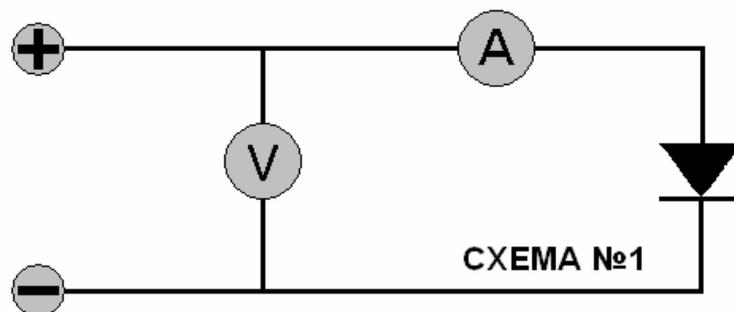
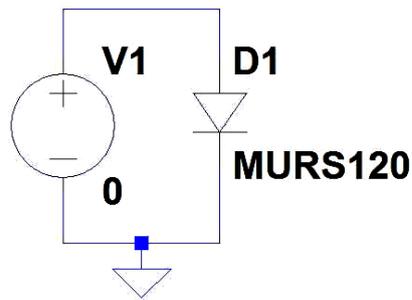


Рис. 2. Схема для экспериментального изучения ВАХ двухполюсника

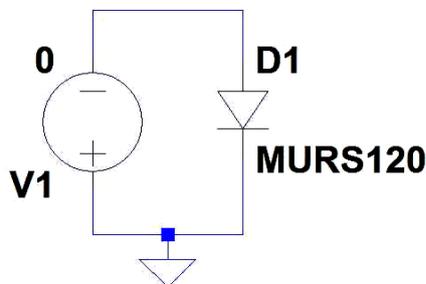


```
.dc v1 1.5 0 0.01
```

```
.model MURS120 D Is=33.8n Rs=.0236 N=1.718 Cjo=45p M=.6 tt=45n lave=1 Vpk=200
```

```
.TEMP 20 133
```

Рис. 3. Схема для изучения прямой ветви ВАХ диода MURS120 в программе LTspice IV при температурах 20 и 133 градуса Цельсия



```
.dc dec v1 0.001 10 100
```

```
.model MURS120 D Is=33.8n Rs=.0236 N=1.718 Cjo=45p M=.6 tt=45n lave=1 Vpk=200
```

```
.TEMP 20 133
```

Рис. 4. Схема для изучения обратной ветви ВАХ диода MURS120 в программе LTspice IV при температурах 20 и 133 градуса Цельсия

### Контрольные вопросы

1. Объясните термические особенности вольт-амперной характеристики кремниевого диода.
2. Какова температурная зависимость обратного теплового тока?
3. Объясните температурную зависимость коэффициента выпрямления диода.
4. Чем определяется верхняя температура работы выпрямительного диода?
5. Как влияет изменение сопротивления базы на температурную зависимость прямого тока?
6. Что такое ТКН?
7. Объясните особенности вольт-амперной характеристики силового кремниевого диода.

### Лабораторная работа №3. Измерение времени обратного восстановления для силового диода

**Цель работы:** Исследование переходных процессов в диоде при изменении полярности протекающего тока.

#### Краткая теория

Силовой диод - это полупроводниковый диод, рассчитанный на большие рабочие токи и обратные напряжения. В связи с этим он должен обеспечивать малую длительность переходных процессов.

#### Переходные процессы при включении диода.

Включением диода называется процесс открывания диода сигналом прямого смещения. Выключением диода называется процесс установления равновесия через переход при прерывании тока через диод. Процесс переключения прямо смещенного диода в форме импульса напряжения показан на рис. 1. Необходимо отметить, что при прямом смещении происходит инжекция дырок в базу диода, так как  $p_p \gg n_n$ . Концентрация дырок в базе диода описывается уравнением диффузии:

$$D_p \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} - \frac{(p - p_{n0})}{\tau_p} = \frac{\partial p}{\partial t}, \quad (1)$$

где  $\tau_p$  - время жизни дырок,  $p_{n0}$  - равновесная концентрация в базе диода.

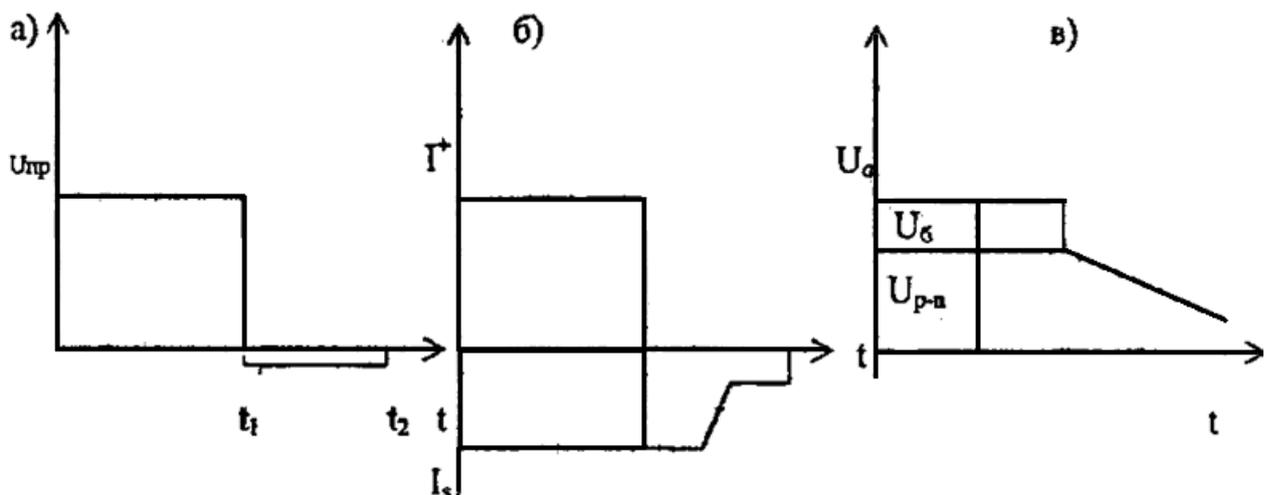


Рис. 1. Форма импульса прямого напряжения, подаваемого на диод (а), ток через диод (б) и падение напряжения на диоде (в)

Если в момент времени  $t=0$  переключить диод из прямого смещения в обратное, то инжекция прекратится и накопленные в базе диода дырки начнут рассасываться.

Т.к. сопротивление р-n перехода в течение времени  $t_1$  мало, ток  $I^+$  в цепи диода определяется внешним сопротивлением  $R$ , включенным последовательно с диодом и выражается формулой:

$$I^+ \approx E^+ / R, \quad (2)$$

где  $E^+$  - импульс напряжения положительной полярности.

Со временем концентрация неравновесных носителей в базе уменьшается за счет ухода дырок через переход, и за счет их рекомбинации в базе диода. После того как концентрация дырок уменьшится до нуля, начинается уменьшение тока до значения  $I_s$  за счет уменьшения градиента концентрации дырок вблизи р-n перехода в момент  $t > t_1$ . Значит, в начальный момент переключения диода обратный ток через диод значительно больше, чем ток насыщения. Т.к. величина накопленного заряда в базе подобна емкости, процесс переключения диода описывается величиной  $I^+$  и  $\tau_p$ . Решение уравнения (3) имеет вид:

$$\Delta p(0, t) = [I^+ t_p / S_e D_p] \operatorname{erf} \sqrt{t_1 / \tau_p}, \quad (3)$$

где функция ошибок:

$$\Phi(z) = \operatorname{erf} \sqrt{t_1 / \tau_p} = \frac{2}{\pi} \int_0^z \operatorname{erf}(-y^2) dy, \quad (4)$$

График функции представлен на рис. 2.

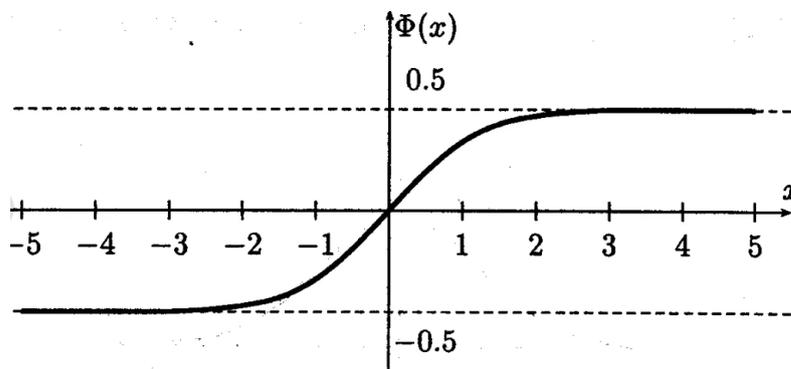


Рис. 2. График функции  $\Phi(z)$

При  $0,1 < I^+ / I_s < 1$  формула (3) может быть упрощена в виде:

$$t = 0,2(I^+ / I_s) \tau_p \quad (5)$$

Из осциллограммы переходного процесса, зная  $I^+$ ,  $I_s$ ,  $t$  и по формуле (5) можно вычислить время жизни неосновных носителей  $\tau_p$  в базе диода. Из (5) формулы видно, что время рассасывания дырок пропорционально величине  $\tau_p$ , увеличивается с ростом тока  $I_s$ .

### Переключение диода

Рассмотрим переключение диода из прямого направления в обратное подробнее.

Если к диоду приложить отрицательный импульс тока, то с этого момента времени концентрация дырок в базе уменьшится за счет их ухода в р-область и за счет рекомбинации. До тех пор, пока граничная концентрация дырок выше, чем равновесная, ток в цепи диодов постоянен. В момент времени  $t=\tau_p$  граничная концентрация дырок достигает равновесной и сопротивление диодов начинает резко возрастать. Тогда ток в цепи диода уменьшается до величины обратного тока насыщения.

Этот процесс характеризуется восстановлением обратного сопротивления диода.

Избыточная концентрация дырок в базе диода в стадии выключения выражается формулой:

$$\Delta p(0, t) = \left[ I^+ L_p / S_e D_p \right] - \left[ \Delta I L_p / S_e D_p \right] \operatorname{erf} \sqrt{t_1 / \tau_p} \quad (6)$$

Длительность этапа рассасывания дырок в базе диода связана с величиной тока  $I^+$  и  $I$  выражением

$$\operatorname{erf} \sqrt{t_1 / \tau_p} = I^+ / (I^+ + I) = I^+ / \Delta I \quad (7)$$

Из этого следует, что длительность этапа рассасывания зависит от  $I_p$ , растет с ростом тока  $I^+$  и падает с ростом тока  $I$ . Изменение напряжения на запиорном слое р-п перехода связано с избыточной концентрацией в базе соотношением:

$$U(t) = \varphi_T \ln \left[ (\Delta p(0, t) / p_{n0}) - 1 \right] = \varphi_T \ln \left[ (I^+ / I_s) \operatorname{erf} \sqrt{t_1 / \tau_p} + 1 \right] \quad (8)$$

Практически во всем этапе выключена избыточная концентрация дырок, т.к.  $I^+ \gg I_s$ , поэтому при расчете напряжения воспользуемся формулой:

$$U(t) \approx \varphi_T (\ln I^+ / I_s) - \varphi_T (\sqrt{t' / \tau_p} + 0.3)^2 \quad (9)$$

Так как  $\varphi = \ln(I^+/I_S) = U(t'=0)$ , если  $\sqrt{t'/\tau_p} \gg 0.3$ , то получим:

$$U(t') = U(t'=0) - \varphi_T t' / \tau_p. \quad (10)$$

Выражение для экспериментального определения времени жизни неосновных носителей заряда в базе диода запишется в виде  $\tau_p = \varphi_T \Delta t / \Delta U$ . При прохождении импульса прямого тока через диод, общее напряжение на диоде складывается из напряжения на потенциальном барьере  $U_p$ -n и падения напряжения на сопротивлении базы. В течение переходного процесса включения база диода заполняется дырками и происходит модуляция проводимости (сопротивления) базовой области диода, т.е. сопротивление базы диода при этом уменьшается.

Измерение напряжения  $U(t=0)$  в зависимости от величины прямого тока через диод позволяет экспериментально определить значение контактной разности потенциалов перехода.

$$U(t'=0) = \varphi_k = \varphi_T \ln(I^+/I_S) \quad (11)$$

Из (7) следует, что с ростом амплитуды импульсов прямого тока величина  $\varphi_k$  стремится к постоянному значению.

### Основные параметры диода

Основными параметрами, характеризующими динамические свойства диода, являются:

- 1) время восстановления обратного сопротивления диода  $\tau_{вос}$ , представляющее собой интервал времени от момента подачи импульса обратного напряжения до момента, когда обратный ток диода уменьшится до заданного значения (рис. 1,6);
- 2) время установления прямого сопротивления диода  $\tau_{уст}$  - это интервал времени от начала импульса прямого тока до момента, когда напряжение на диоде падает до 1,2 установившегося значения;
- 3) максимальное импульсное сопротивление  $R_{имп}$ , определяемое отношением максимальной амплитуды импульса прямого напряжения на диоде к току через него;
- 4) максимальный ток восстановления - наибольший обратный ток через диод после переключения напряжения на нем с прямого напряжения на обратное;
- 5) постоянное прямое напряжение  $U_{пр}$  (при протекании постоянного тока  $I_{пр}$ );

б) обратный ток  $I_{обр}$  (при заданном обратном напряжении). Предельные режимы работы диодов характеризуются максимальным значением обратного напряжения  $U_{обрmax}$  любой формы и периодичности, и максимальным значением прямого импульса тока

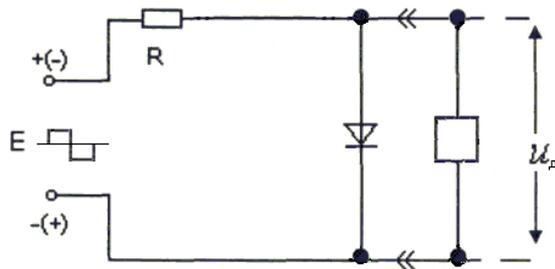
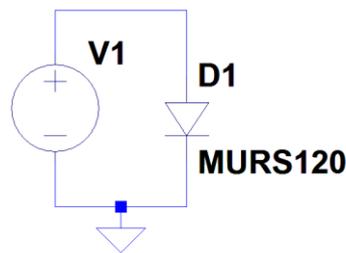


Рис. 3. Схема для экспериментального изучения динамических характеристик двухполюсника



```
PULSE(-10 1.5 0 1n 1n 50n 100n 3)
.model MURS120 D(Is=33.8n Rs=.0236 N=1.718+
+Cjo=45p M=.6 tt=45n lave=1 Vpk=200)
.tran 0 160n 0 100p
```

Рис. 4. Схема для изучения динамических характеристик диода в программе LTspice

### Задание

1. Записать паспортные данные исследуемого диода из справочника.
2. Провести измерения переходного процесса включения и выключения диода, используя физический стенд или программу моделирования. Зарисовать осциллограммы входного тока и напряжения.
3. Провести измерения времени восстановления по осциллограмме.
4. Рассчитать  $\tau_r$  по формуле:  $\tau_r = t1/\ln[1 - 1/(1+I_{обр}/I_{пр})]^2$ .
5. Построить график зависимости  $\tau_r = f(I_{пр})$ .

6. Проанализировать полученные результаты и сравнить их со справочными

### **Методические указания**

1. Для экспериментального изучения процессов переключения двухполюсников обычно используется схема, показанная на рис. 3.

2. При использовании для изучения ВАХ программ моделирования (например, программа LTspice IV), используется аналогичная схема (рис. 4).

3. Независимые источники импульсного тока или напряжения при моделировании подбираются, исходя из удобства представления графических результатов моделирования (рис. 4).

4. При снятии динамических характеристик любыми методами не следует превышать справочные предельно допустимые значения токов и напряжений полупроводникового прибора. При физическом моделировании это приведет к повреждению полупроводникового прибора, а при виртуальном моделировании – к резкому ухудшению точности вычислений и неадекватности результатов.

### **Контрольные вопросы**

1. Какие физические процессы происходят в выпрямительных диодах при прямом и обратном смещении?
2. Объясните процессы накопления и рассасывания неосновных носителей заряда в базе диода при изменении направления тока.
3. Как можно определить время жизни неосновных носителей тока?
4. Объясните процесс запираания диода.
5. Какова роль емкости и сопротивления базы диода в процессе запираания?

### **Лабораторная работа №4. Изучение ВАХ диода Шоттки**

**Цель работы:** Изучение прямой и обратной ВАХ диода Шоттки.

### **Теоретическое введение**

Силовой диод Шоттки – это выпрямительный или импульсный полупроводниковый диод, рассчитанный на большие рабочие токи и малые прямые напряжения. Построен на основе перехода металл-полупроводник. Диод Шоттки — полупроводниковый диод с малым

падением напряжения при прямом включении. Назван в честь немецкого физика Вальтера Шоттки.

### Контакт металл – полупроводник. Барьер Шоттки

Рассмотрим контакт металл – полупроводник. Возможны различные комбинации ( $p$ - и  $n$ -типы полупроводника) и соотношения термодинамических работ выхода из металла и полупроводника. В зависимости от этих соотношений в области контакта могут реализоваться три состояния:

- Первое состояние соответствует условию плоских зон в полупроводнике, в этом случае реализуется нейтральный контакт, имеющий омический характер.
- Второе состояние соответствует условию обогащения приповерхностной области полупроводника (дырками в  $p$ -типе и электронами в  $n$ -типе), в этом случае реализуется низкоомный омический контакт.
- В третьем состоянии приповерхностная область полупроводника обеднена основными носителями, в этом случае в области контакта со стороны полупроводника формируется область пространственного заряда ионизованных доноров или акцепторов и реализуется блокирующий контакт, или барьер Шоттки.

В полупроводниковых приборах используются как омические, так и блокирующие контакты металл – полупроводник, или барьеры Шоттки. Рассмотрим условие возникновения барьера Шоттки.

Известно, что ток термоэлектронной эмиссии с поверхности любого твердого тела определяется уравнением Ричардсона:

$$j_{\text{T}} = AT^2 \exp\left(-\frac{\Phi}{kT}\right) \quad (1)$$

Для контакта металл – полупроводник  $n$ -типа выберем условие, чтобы термодинамическая работа выхода из полупроводника  $\Phi_{\text{п/п}}$  была меньше, чем термодинамическая работа выхода из металла  $\Phi_{\text{Ме}}$ . В этом случае согласно уравнению (1) ток термоэлектронной эмиссии с поверхности полупроводника  $j_{\text{п/п}}$  будет больше, чем ток термоэлектронной эмиссии с поверхности металла:  $\Phi_{\text{Ме}} > \Phi_{\text{п/п}}$ ;  $j_{\text{Ме}} < j_{\text{п/п}}$ .

При контакте таких материалов в начальный момент времени ток из полупроводника в металл будет превышать обратный ток из металла в полупроводник и в приповерхностных областях полупроводника и металла будут накапливаться объемные заряды – отрицательные в металле и положительные в полупроводнике.

В области контакта возникнет электрическое поле, в результате чего произойдет изгиб энергетических зон. Этот процесс будет проходить до тех пор, пока в области контакта не выравняются токи термоэлектронной эмиссии, что произойдет при выравнивании уровней Ферми обеих областей.

На рисунке 1 показаны зонные диаграммы различных этапов формирования контакта металл – полупроводник. В условиях равновесия в области контакта токи термоэлектронной эмиссии выравнялись, вследствие эффекта поля возник потенциальный барьер, высота которого равна разности термодинамических работ выхода:  $\varphi_k = \Phi_{Me} - \Phi_{п/п}$ .

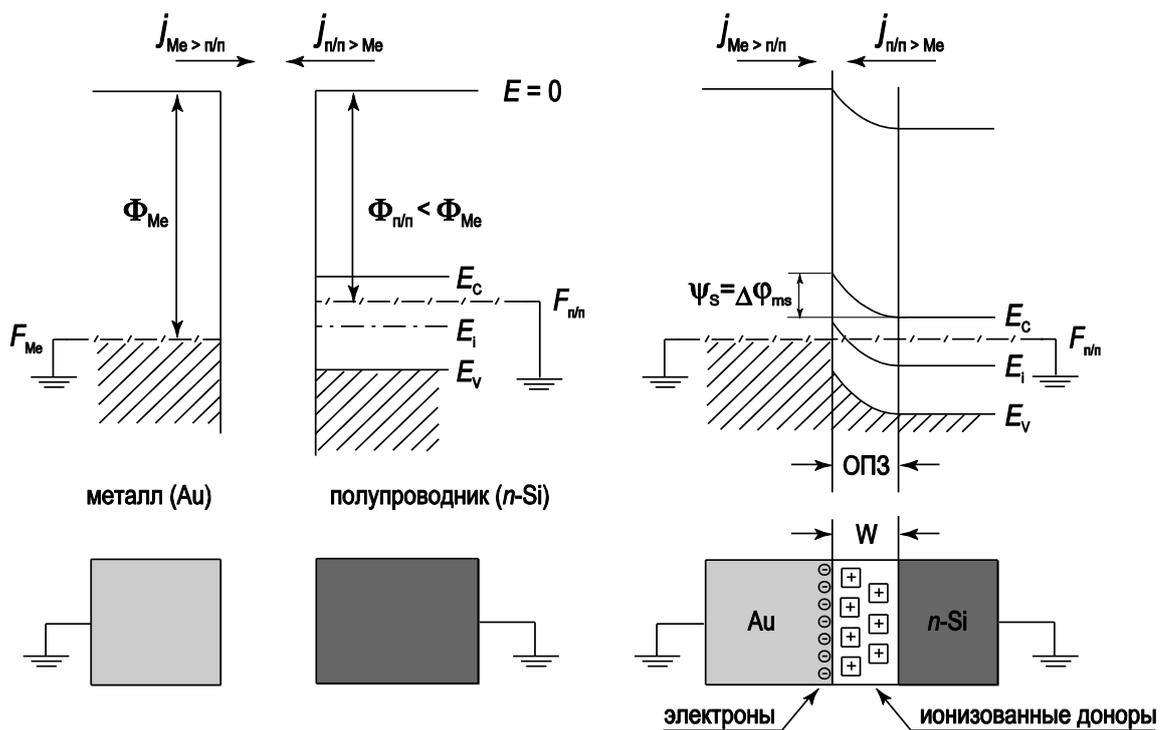


Рис. 1. Зонная диаграмма, иллюстрирующая образование барьера Шоттки

Для контакта металл – полупроводник *p*-типа выберем условие, чтобы термодинамическая работа выхода из полупроводника  $\Phi_{п/п}$  была больше, чем термодинамическая работа выхода из металла  $\Phi_{Me}$ . В этом случае ток термоэлектронной эмиссии с поверхности

полупроводника  $j_{п/п}$  будет меньше, чем ток термоэлектронной эмиссии с поверхности металла, согласно уравнению (1).

При контакте таких материалов в начальный момент времени ток из металла в полупроводник  $p$ -типа будет превышать обратный ток из полупроводника в металл и в приповерхностных областях полупроводника и металла будут накапливаться объемные заряды – положительные в металле и отрицательные в полупроводнике. В дальнейшем картина перехода к равновесному состоянию и формирования потенциального барьера для контакта металл – полупроводник  $p$ -типа аналогична рассмотренной выше для контакта металл – полупроводник  $n$ -типа.

### Зонная диаграмма барьера Шоттки при внешнем напряжении

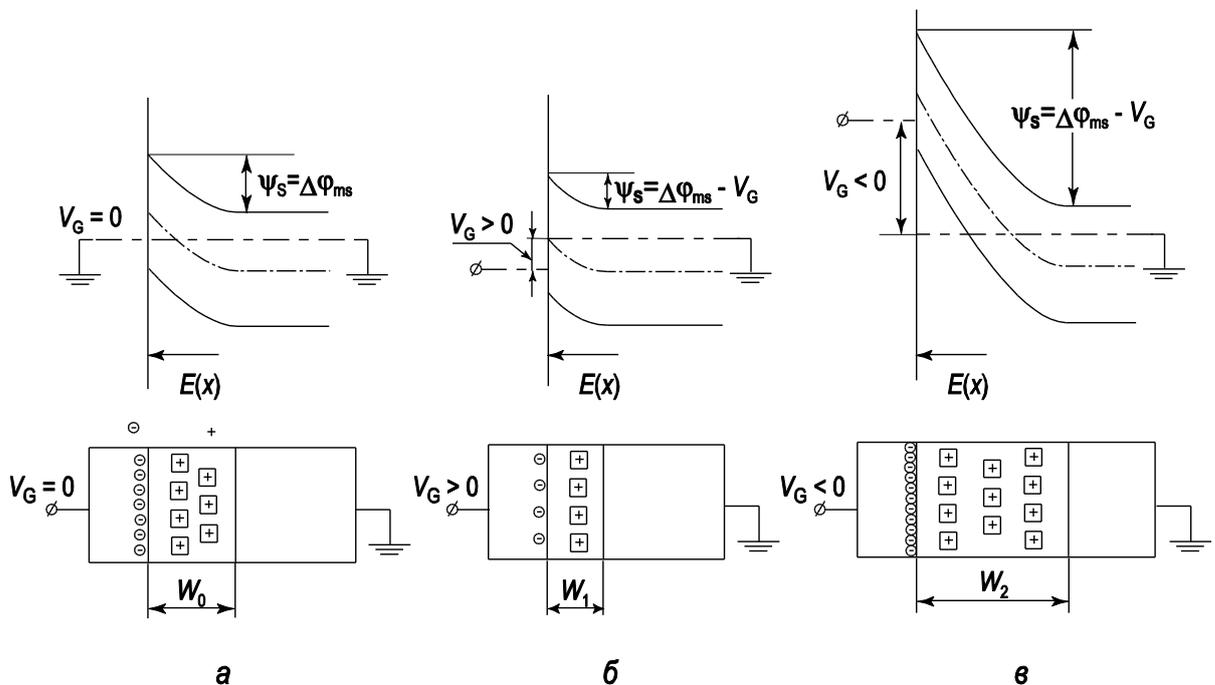


Рис. 2. Зонная диаграмма барьера Шоттки при различных напряжениях:

а)  $V_G = 0$ ; б)  $V_G > 0$ , прямое смещение; в)  $V_G < 0$ , обратное смещение

Рассмотрим, как меняется зонная диаграмма контакта металл – полупроводник при приложении внешнего напряжения  $V_G$ , знак которого соответствует знаку напряжения на металлическом электроде. Величина внешнего напряжения при положительном знаке  $V_G > 0$  не должна быть больше контактной разности потенциала  $\Delta\phi_{ms}$ , при отрицательном напряжении  $V_G < 0$  она ограничивается только электрическим пробоем структуры. На рисунке 2 приведены соответствующие зонные диаграммы при

положительном и отрицательном напряжениях на металлическом электроде барьеров Шоттки. Из приведенного рисунка видно, что роль внешнего напряжения в барьере Шоттки сводится только к регулированию высоты потенциального барьера и величины электрического поля в ОПЗ полупроводника.

### Распределение электрического поля и потенциала в барьере Шоттки

Рассмотрим более детально, как меняются электрическое поле и потенциал в области пространственного заряда контакта металл – полупроводник в виде барьера Шоттки. Для определенности будем рассматривать полупроводник *n*-типа. За знак приложенного напряжения примем знак напряжения, приложенного к металлическому электроду, полупроводниковый электрод считаем заземленным.

Вне зависимости от полярности напряжения для барьерных структур все внешнее напряжение будет приложено к области пространственного заряда, поскольку в этой области концентрация свободных носителей существенно меньше, чем в других областях барьера Шоттки.

Связь электрического поля и потенциала для любых материалов с пространственно распределенным объемным зарядом описывается уравнением Пуассона. В одномерном приближении это уравнение имеет вид:

$$\frac{\partial^2 \psi(x)}{\partial x^2} = -\frac{\rho(x)}{\varepsilon_s \varepsilon_0}, \quad (2)$$

где  $\psi(x)$  – зависимость потенциала от координаты,  $\rho(x)$  – плотность объемного заряда,  $\varepsilon_s$  – диэлектрическая проницаемость полупроводника,  $\varepsilon_0$  – диэлектрическая постоянная.

Заряд в области пространственного заряда барьера Шоттки для полупроводника *n*-типа обусловлен зарядом ионизованных доноров с плотностью  $N_D^+$ . Поэтому

$$\rho(x) = qN_D^+. \quad (3)$$

При интегрировании уравнения Пуассона учтем, что величина электрического поля  $E(x) = -\nabla \varphi$ :

$$\frac{d}{dx} \frac{d\psi}{dx} = -\frac{\rho(x)}{\varepsilon_s \varepsilon_0}, \quad (4)$$

или

$$\frac{dE}{dx} = -\frac{qN_D^+}{\varepsilon_s \varepsilon_0}. \quad (5)$$

Проведем интегрирование уравнения (5). Выберем константу интегрирования из расчета, что при  $x = W$  электрическое поле  $E$  равно нулю,

$$E(x) = \frac{qN_D^+}{\varepsilon_s \varepsilon_0} (W - x). \quad (6)$$

Из соотношения (6) следует, что электрическое поле  $E$  максимально на границе металл – полупроводник ( $x = 0$ ), линейно спадает по области пространственного заряда и равно нулю на границе ОПЗ – квазинейтральный объем полупроводника ( $x = W$ ).

Для нахождения распределения потенциала (а следовательно, и зависимости потенциальной энергии от координаты) проинтегрируем еще раз уравнение (6) при следующих граничных условиях:  $x = W$ ,  $\psi(W) = 0$ . Получаем (рис. 3):

$$\psi(x) = qN_D \frac{(W - x)^2}{2\varepsilon_s \varepsilon_0}. \quad (7)$$

Максимальное значение потенциала реализуется при  $x = 0$  и составляет:

$$\psi_{\max} = \psi_s - V_G = \Delta\varphi_{\text{ms}} - V_G, \text{ при } \Delta\varphi_{\text{ms}} = \Phi_{\text{Me}} - \Phi_{\text{vI}}. \quad (8)$$

В этом случае можно рассчитать значение ширины обедненной области  $W$ , подставляя соотношение (8) в (7):

$$W = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s \varepsilon_0 (\Delta\varphi_{\text{ms}} - V_G)}{qN_D}}. \quad (9)$$

Соотношение (9) является очень важным для барьерных структур. В дальнейшем будет показано, что это уравнение является универсальным и описывает зависимость ширины обедненной области  $W$  от приложенного напряжения  $V_G$  и легирующей концентрации  $N_D$  для большинства барьерных структур. На рисунке 3 приведена диаграмма, иллюстрирующая распределение электрического поля и потенциала в барьере Шоттки при обратном смещении, рассчитанных на основании соотношений (6) и (7).

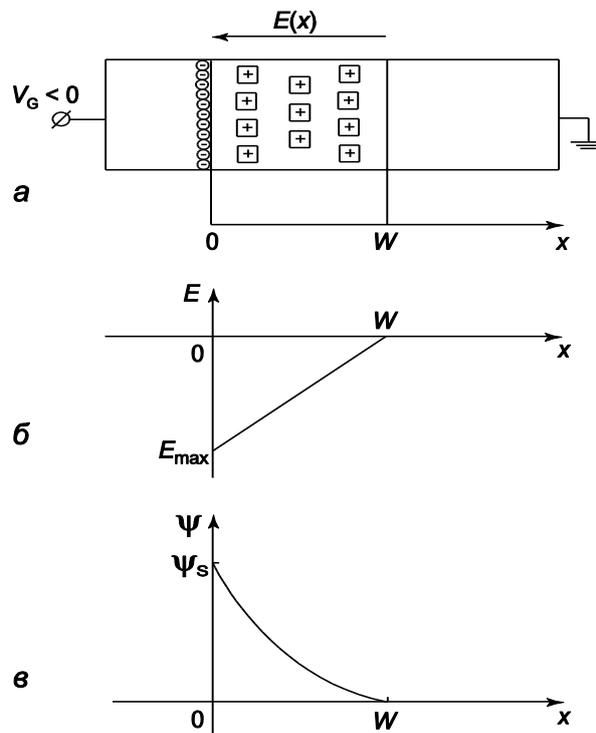


Рис. 3. Диаграмма, иллюстрирующая распределение электрического поля и потенциала в барьере Шоттки - а) структура барьера Шоттки при обратном смещении; б) распределение электрического поля в ОПЗ; в) распределение потенциала в ОПЗ.

### Вольт-амперная характеристика барьера Шоттки

Для рассмотрения вольт-амперной характеристики (ВАХ) барьера Шоттки воспользуемся диодным приближением. В этом случае используется теория термоэлектронной эмиссии, только выход электронов из металла происходит не в вакуум, а в полупроводник.

Все свободные электроны в металле находятся в потенциальной яме. При температуре абсолютного нуля электроны, согласно принципа Паули, занимают имеющиеся в зонах уровни по два. Электрон, находящийся на верхнем заполненном уровне, имеет отрицательную энергию (энергию связи с металлом)  $E = E_c$  (то есть это уровень дна зоны проводимости, отсчитанный от нулевого уровня вакуума).

Однако выйти в вакуум могут только электроны, энергия которых больше уровня вакуума и при  $T=0$  это невозможно. Если повышать температуру, часть электронов приобретет кинетическую энергию  $E_{кин} = m^*V^2/2$  (находясь на уровнях в зоне проводимости). Здесь  $m^*$  - эффективная масса электронов в металле,  $V$  - скорость.

Те электроны, которые имеют  $E_{\text{кин}}$  больше или равно  $E_c$ , то есть их энергия  $E > 0$  могут выйти в вакуум. Их количество можно посчитать, если знать функцию распределения. Однако условие выхода не совсем точно.

Необходимо учесть, что преодолев барьер на границе металла в направлении оси  $X$ , электрон теряет энергию равную  $E_c$  (работа выхода), а уменьшается при этом только проекция скорости  $V_x$ , тогда для выхода электрона необходимо выполнить условие  $m^*(V_x)^2/2 > 0$ .

В полупроводнике условие выхода выглядит иначе. Электроны должны преодолеть барьер, равный сумме контактной разницы потенциалов и внешнего напряжения.

Поэтому, вместо критерия выхода электрона в вакуум  $E_c = m^*(V_{x\text{min}})^2/2$  воспользуемся для условия перехода электронов из металла в полупроводник выражением для величины барьера Шоттки:

$$m^*(V_{x\text{min}})^2/2 = q(\Delta\phi_{\text{ms}} - V_G) \quad (10)$$

Здесь  $\phi_k$  - разность термодинамических работ выхода из металла и полупроводника (в данном приближении она равна контактной разнице потенциалов  $\phi_k = \Phi_{\text{Me}} - \Phi_{\text{п/п}}$ , в общем случае  $\Delta\phi_{\text{ms}}$  отличается от  $\phi_k$  за счет наличия встроенных в приповерхностный слой полупроводника зарядов, возникающих по разным причинам на границе).  $V_G$  - внешнее напряжение.

Подставляя это выражение в соответствующие формулы для термоэлектронной эмиссии, получаем:

$$j_{\text{п} \rightarrow \text{M}} = \frac{4\pi m^* k^2 T^2}{h^3} e^{\frac{E_c - F}{kT}} e^{-\frac{q(\Delta\phi_{\text{ms}} - V_G)}{kT}} = \frac{1}{4} q n_s v_0 e^{\beta V_G} \quad (11)$$

где  $v_0$  - тепловая скорость электронов, равная  $v_0 = \left(\frac{8kT}{\pi m^*}\right)^{1/2}$ ,  $n_s$  - поверхностная концентрация в полупроводнике на границе с металлом  $n_s = n_0 \exp(-\beta \Delta\phi_{\text{ms}})$ ,  $\frac{q}{kT} = \beta$ ,  $n_0$  - равновесная концентрация основных носителей в полупроводнике, равная  $n_0 = \left(\frac{2\pi m^* kT}{h^2}\right)^{3/2} e^{\frac{E_c - F}{kT}}$ .

В условиях равновесия  $V_G = 0$  ток из полупроводника в металл  $j_{\text{п} \rightarrow \text{M}}$  уравнивается током из металла в полупроводник  $j_{\text{M} \rightarrow \text{п}} = \frac{1}{4} q n_s v_0$ . При приложении напряжения этот баланс нарушается и

общий ток будет равен сумме этих токов. Следовательно, вольт-амперная характеристика барьера Шоттки будет иметь вид:

$$J = J_{n/n \rightarrow M} - J_{M \rightarrow n/n} = \frac{1}{4} q n_s v_0 (e^{\beta V_G} - 1); \quad (12)$$

В более компактной форме ВАХ записывается в виде:

$$J = J_0 (e^{\beta V_G} - 1); \quad J_0 = \frac{1}{4} q n_s v_0. \quad (13)$$

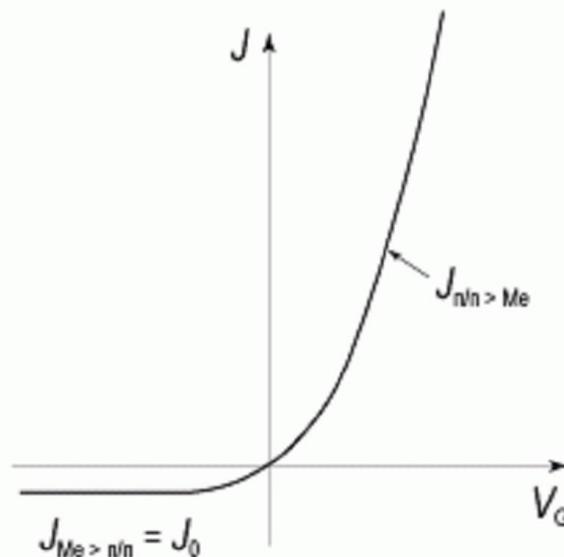


Рис. 4 Вольт-амперная характеристика барьера Шоттки.

Вольт-амперная характеристика барьера Шоттки (рис.4) имеет ярко выраженный несимметричный вид. В области прямых смещений ток экспоненциально сильно растёт с ростом приложенного напряжения. В области обратных смещений ток от напряжения не зависит. В обоих случаях, при прямом и обратном смещении, ток в барьере Шоттки обусловлен основными носителями – электронами. По этой причине диоды на основе барьера Шоттки являются быстродействующими приборами, поскольку в них отсутствуют рекомбинационные и диффузионные процессы. Несимметричность вольт-амперной характеристики барьера Шоттки – типичная для барьерных структур. Зависимость тока от напряжения в таких структурах обусловлена изменением числа носителей, принимающих участие в процессах переноса зарядов. Роль внешнего напряжения заключается в изменении числа электронов, переходящих из одной части барьерной структуры в другую.

## Основные параметры диода Шоттки

- Постоянное прямое напряжение  $U_{пр}$  (при протекании постоянного тока  $I_{пр}$ , близкого к максимально допустимому);
- Статический обратный ток  $I_{обр}$  (при заданном обратном напряжении, близким к максимально допустимому).
- Предельные режимы работы диодов характеризуются максимальным значением обратного напряжения  $U_{обрmax}$  любой формы и периодичности, и максимальным значением импульса прямого тока

### Конструкции и особенности применения диодов Шоттки

Типичная конструкция диода Шоттки показана на рисунке 5.

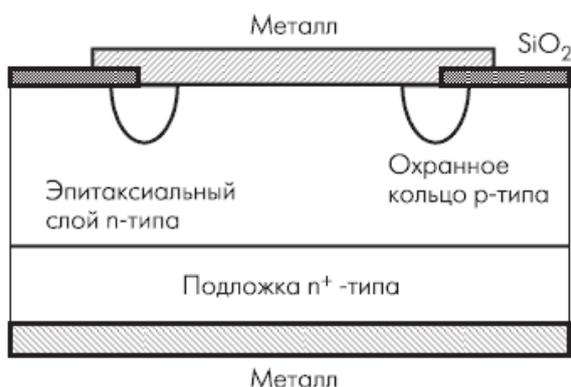


Рис. 5. Типичная конструкция диода Шоттки

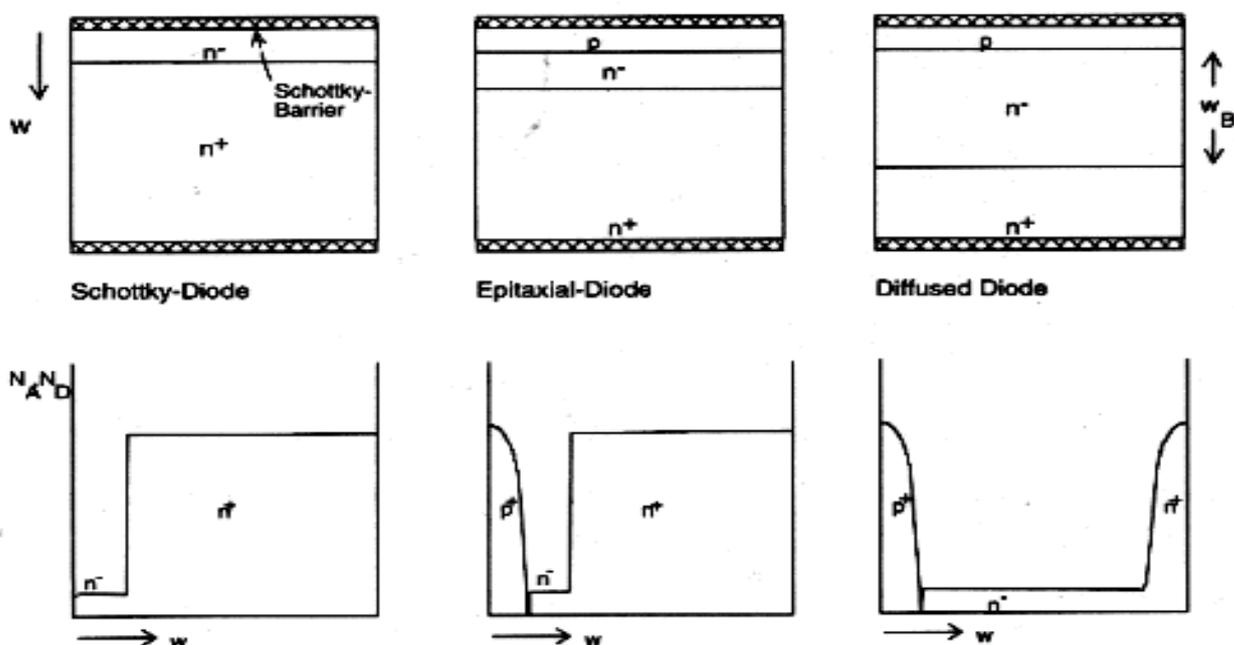


Рис. 6. Сравнение диода Шоттки с диффузионно-эпитаксиальными и диффузионными диодами с  $p-n$  переходом

Если сравнить конструкцию диода Шоттки с диффузионно-эпитаксиальными и диффузионными диодами с р-п переходом (рис б.), то видна очень малая толщина переходных слоев на границе раздела, что приводит к сильному влиянию поверхностных дефектов на барьер (изменяется величина барьера, возникает возможность перезаряда поверхностных дефектов протекающим током).

Кроме того, кривизна границ вблизи барьерной области значительна, что уменьшает допустимые обратные напряжения диода.

### **Достоинства**

- Падение напряжения на диоде Шоттки при его прямом включении составляет 0,2—0,4 вольт, для обычных, например, кремниевых диодов, это значение порядка 0,6—0,7 вольт. Столь малое падение напряжения на диоде, при его прямом включении, присуще только диодам Шоттки с максимальным обратным напряжением порядка десятков вольт. При повышении этого параметра падение напряжения на диоде Шоттки становится сравнимым с кремниевым диодом, что может ограничивать применение диодов Шоттки.

- Диод Шоттки работает на основных носителях заряда, а также может обладать низкой электрической ёмкостью барьера. Отсутствие р-п перехода и рекомбинации в нем, позволяет иметь малое время восстановления и сильно повысить рабочую частоту. В силовой электронике малое время восстановления позволяет строить выпрямители на частоты в сотни кГц и выше. Например, у диода MBR4015 (15 В, 40 А), предназначенного для выпрямления высокочастотного напряжения, время восстановления равно 10 нВ/мкс.

- Благодаря указанным выше достоинствам, выпрямители на диодах Шоттки отличаются от выпрямителей на обычных диодах пониженным рассеянием мощности и уровнем помех, поэтому они предпочтительны в аналоговых вторичных источниках питания.

### **Недостатки**

- Даже при кратковременном превышении максимально допустимого значения обратного напряжения диод Шоттки необратимо выходит из строя, в отличие от обычных кремниевых р-п диодов, которые переходят в режим обратимого лавинного пробоя

(при условии, что рассеиваемая кристаллом диода мощность не превышает допустимых значений. После падения напряжения р-п диод полностью восстанавливает свои свойства). Это объясняется тем, что лавинный пробой в полупроводнике происходит непосредственно вблизи поверхности металла, сильно разогревая область контакта. Кроме того, может наблюдаться очень резкий рост обратного тока за счет автоэлектронной эмиссии из металла в полупроводник, при этом в обедненную область барьера попадает большое количество «горячих» электронов (с энергией десятки и сотни эВ), что еще дополнительно усиливает лавинные процессы и нагрев полупроводника.

- Диоды Шоттки характеризуются повышенными (относительно обычных кремниевых р-п диодов) обратными токами, сильно возрастающими с ростом температуры кристалла. Для 30CPQ150 обратный ток при максимальном обратном напряжении изменяется от 0,12 мА при +25 °С до 6,0 мА при +125 °С. У низковольтных диодов обратный ток может превышать сотни миллиампер (МВР4015 — до 600 мА при +125 °С). Неудовлетворительные условия теплоотвода при работе диода Шоттки с высокими токами приводят к его тепловому пробую.

### Задание

1. Записать паспортные данные исследуемого диода Шоттки из справочника, зарисовать схему расположения выводов.
2. Провести измерения прямой и обратной ветви ВАХ выпрямительного диода Шоттки, используя моделирование или физический экспериментальный прибор.
3. Ввести экспериментальные данные в ЭВМ, получить таблицу с результатами и графики зависимостей.
4. Проанализировать полученные результаты и сравнить их со справочными.

### Методические указания

1. Для экспериментального изучения ВАХ двухполюсников обычно используется схема, показанная на рис. 7.
2. При использовании для изучения ВАХ программ моделирования (например, программа LTspice IV), используются аналогичные схемы, однако из-за резкого различия прямых и обратных токов диодов удобнее использовать две разные схемы (Рис. 8, 9).

3. Независимые источники тока или напряжения при моделировании подбираются, исходя из удобства представления графических результатов моделирования (Рис. 8, 9).
4. При снятии ВАХ любыми методами не следует превышать справочные предельно допустимые значения токов и напряжений полупроводникового прибора.

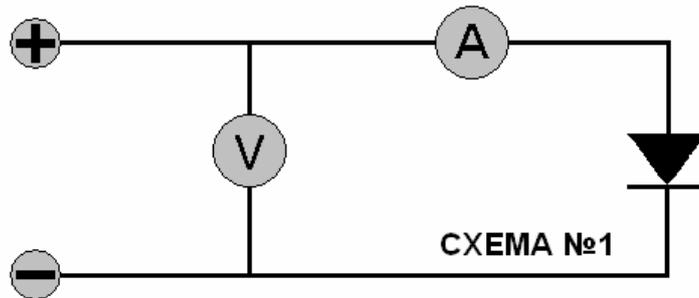


Рис. 7. Схема для экспериментального изучения ВАХ двухполюсника.

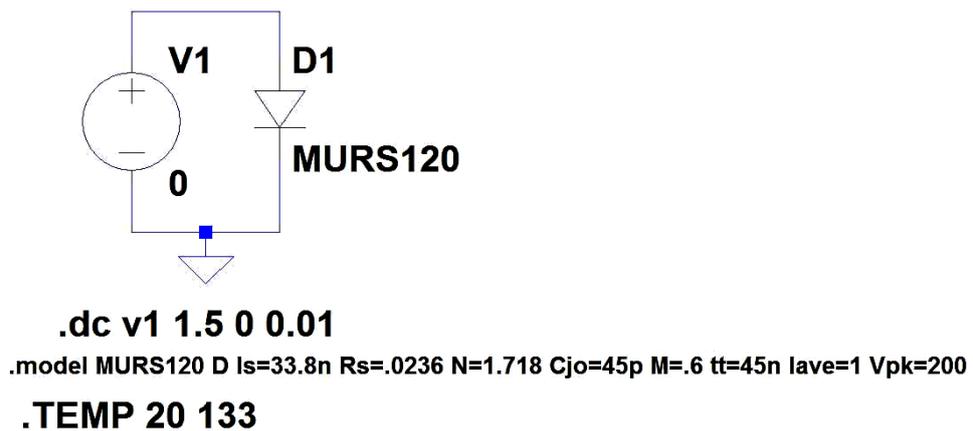


Рис. 8 Схема для изучения прямой ветви ВАХ диода MURS120 в программе LTspice

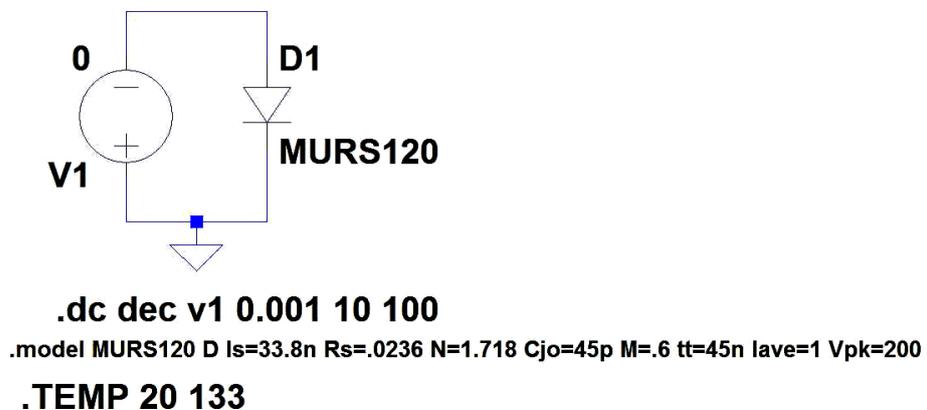


Рис. 9 Схема для изучения обратной ветви ВАХ диода MURS120 в программе LTspice

## Контрольные вопросы

1. Напишите теоретическое уравнение ВАХ диода Шоттки.
2. Как выглядит ВАХ реального диода Шоттки?
3. Какие параметры выпрямительного диода вы знаете?
4. Как меняются токи диода Шоттки при прямом и обратном смещении?
5. Какие физические процессы происходят в диодах Шоттки при прямом и обратном смещении?
6. Чем объясняется малое падение напряжения на диоде Шоттки при его прямом включении?
7. Чем объясняется повышенное быстродействие диодов Шоттки?
8. Достоинства и недостатки диодов Шоттки.

## Лабораторная работа №5. Измерение ВАХ биполярного транзистора

**Цель работы:** Измерение ВАХ биполярного транзистора (входная ВАХ, выходная ВАХ).

### Краткая теория

Наибольшее распространение в полупроводниковых схемах нашло включение биполярного транзистора по схеме с общим эмиттером.

В соответствии с механизмом переноса неосновных носителей через базу различают бездрейфовые транзисторы, в базе которых ускоряющее электрическое поле отсутствует и заряды переносятся от эмиттера к коллектору за счёт диффузии, и дрейфовые транзисторы, в которых действуют одновременно два механизма переноса зарядов в базе: их диффузия и дрейф в электрическом поле. В качестве полупроводниковых материалов для изготовления транзисторов используют преимущественно германий и кремний. В соответствии с технологией получения в кристалле зон с различными типами проводимости транзисторы делят на сплавные, диффузионные, конверсионные, сплавно-диффузионные, мезатранзисторы, эпитаксиальные, планарные и планарно-эпитаксиальные. Наибольшее распространение получили планарные и планарно-эпитаксиальные кремниевые транзисторы.

В биполярных транзисторах ток через кристалл обусловлен движением носителей заряда обоих знаков: как электронов, так и дырок. Биполярный транзистор представляет собой (рис. 1) монокристаллическую полупроводниковую пластину, в которой с помощью особых технологических приёмов созданы три области с разной проводимостью: дырочной (р) и электронной (n).

Рассмотрим физические процессы, происходящие в транзисторе, на примере биполярного транзистора n-p-n-типа (рис. 1, а). К ЭП прикладывают напряжение  $U_{бэ}$ , которое понижает потенциальный барьер перехода и тем самым уменьшает его сопротивление электрическому току (т. е. ЭП включают в направлении пропускания электрического тока, или в прямом направлении), а к КП - напряжение  $U_{кб}$ , повышающее потенциальный барьер перехода и увеличивающее его сопротивление (КП включают в направлении запирающего или в обратном направлении). Под действием напряжения  $U_{бэ}$  через ЭП течёт ток  $i_э$ , который обусловлен главным образом перемещением (инжекцией) электронов из эмиттера в базу. Проникая сквозь базу в область КП, электроны захватываются его полем и втягиваются в коллектор. При этом через КП течёт коллекторный ток  $i_к$ . Однако не все инжектированные электроны достигают КП: часть их по пути рекомбинирует с основными носителями в базе - дырками (число рекомбинировавших электронов тем меньше, чем меньше толщина базы и концентрация дырок в ней).

В установленном режиме количество дырок в базе постоянно, то это означает, что часть электронов уходит из базы в цепь ЭП, образуя ток базы  $i_б$ . Т. о.,  $i_э = i_к + i_б$ . Обычно  $i_б \ll i_к$ , поэтому  $i_к$  почти равен  $i_э$  и  $di_к = di_э$ . Величина  $\alpha = di_к/di_э$  называется коэффициентом передачи тока (иногда - коэффициентом усиления по току), зависит от толщины базы и параметров полупроводникового материала базы и обычно очень близка к 1.

Всякое изменение  $U_{бэ}$  вызывает изменение  $i_э$  (в соответствии с вольт-амперной характеристикой p-n-перехода) и, следовательно,  $i_к$ . Сопротивление КП велико, поэтому сопротивление нагрузки  $R_n$  в цепи КП можно выбрать достаточно большим. В результате на  $R_n$  можно получать электрические сигналы, мощность которых будет во много раз превосходить мощность, затраченную в цепи ЭП. Подобные же физические процессы происходят и в транзисторах p-n-p-типа (рис. 1, б), но в нём электроны и дырки меняются ролями, а

полярности приложенных напряжений должны быть изменены на обратные. Эмиттер может выполнять функции коллектора, а коллектор - эмиттера (в симметричных транзисторах), для этого достаточно изменить полярность соответствующих напряжений.

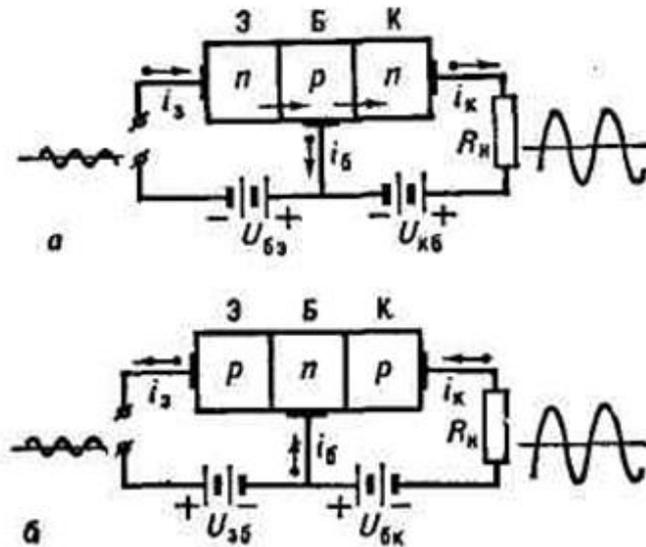


Рис. 1. Схематическое изображение транзисторов  $n-p-n$ - типа (а) и  $p-n-p$ - типа (б) в схеме усилителя электрических колебаний: Э - эмиттер; Б - база; К - коллектор;  $R_n$  - нагрузка;  $U$  - напряжение источников питания;  $i$  - ток; стрелками обозначено направление движения электронов (противоположное направлению тока)

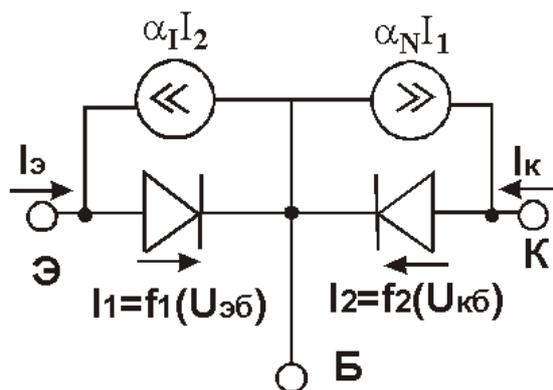


Рис. 2. Схема замещения биполярного транзистора  $p-n-p$  типа.

На рис. 2 показана схема замещения биполярного транзистора. На этой схеме функции  $I_1=f_1(U_{ЭБ})$ ,  $I_2=f_2(U_{КБ})$  описывают нелинейные характеристики эмиттерного и коллекторного переходов. Генератор тока  $\alpha_N I_1$  характеризует собранный коллектором, при нормальном включении транзистора ( $U_{ЭБ} > 0$ ,  $U_{КБ} < 0$ ), инжекционный ток эмиттера, при нормальном включении транзистора ( $U_{ЭБ} > 0$ ,  $U_{КБ} <$

0). Генератор  $\alpha I_2$  характеризует собранный эмиттером, при инверсном включении транзистора ( $U_{ЭБ} < 0$ ,  $U_{КБ} > 0$ ), инжекционный ток коллектора. Для представленной на рис. 2 схемы можно записать:

$$\begin{aligned} J_{Э} &= J_1 - \alpha_1 J_2; \\ J_{К} &= \alpha_N J_1 - J_2, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $\alpha_N = \frac{J_{Э}}{J_{К}}$ ,  $\alpha_1 = \frac{J_{Э}}{J_{К}}$ ,  $J_1 = J_{Э0} (e^{\frac{U_{Э}}{U_T}} - 1)$ ,  $J_2 = J_{К0} (e^{\frac{U_{К}}{U_T}} - 1)$ . (2)

Подставив (2) в (1), получим выражения для выходных  $J_{К}(U_{ЭБ}, U_{КБ})$  вольт-амперных характеристик транзистора.

$$J_{К} = \alpha_N J_{Э0} (e^{\frac{U_{ЭБ}}{U_T}} - 1) - J_{К0} (e^{\frac{U_{КБ}}{U_T}} - 1) \quad (3)$$

Вольт-амперные характеристики для транзистора в схеме ОЭ можно получить используя обозначение токов через электроды транзистора и разности потенциалов между электродами согласно рис. 3.

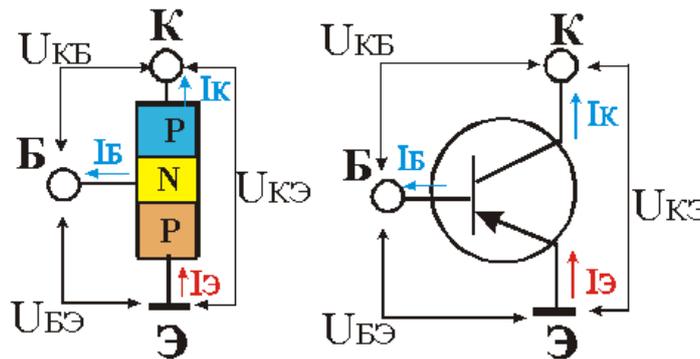


Рис. 3. Обозначение токов через электроды транзистора и разности потенциалов между электродами для схемы ОЭ

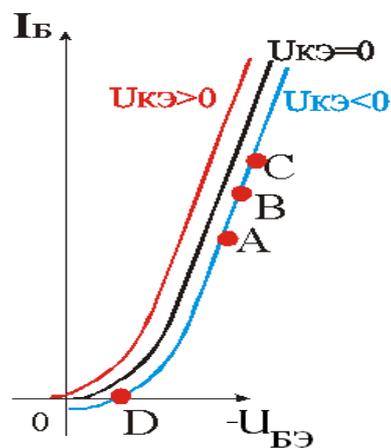


Рис. 4. Входные вольт-амперные характеристики в схеме с общим эмиттером

Входные вольт-амперные характеристики для схемы ОЭ показаны на рис. 4.

Так как инжекционный ток эмиттера пропорционален экспоненте от напряжения  $U_{бэ}$ , а ток базы меньше в  $\beta$  раз тока эмиттера, то входная ВАХ также будет экспоненциальной. В схеме с общим эмиттером входным напряжением будет  $U_{бэ}$ , выходным  $U_{кэ}$ . Как видно из рис. 1 напряжение на выходе транзистора  $U_{кэ} = U_{бэ} + U_{кб}$ , т.е. оно складывается из выходного напряжения в ОБ и перевернутого по фазе входного напряжения в ОБ. Выходной ток в ОЭ так же как и в ОБ равен  $I_k$ . В ОЭ входной базовый ток равен  $I_b = I_э - I_k = I_э(1-\alpha)$ , т.е. он в  $(\beta+1)$  раз меньше, чем в схеме ОБ, соответственно входное сопротивление в транзисторе в ОЭ должно быть больше чем в ОБ.

Как ясно из вышерассмотренного, для схемы с общим эмиттером входная характеристика представляет собой зависимость тока базы  $I_b$  от напряжения между базой и эмиттером  $U_{бэ}$  при постоянном  $U_{кэ}$ :  $I_b = f(U_{бэ})$  при  $U_{кэ} = const$ .

**Выходные вольт-амперные характеристики** для схемы ОЭ показаны на рис. 5. При работе в активном режиме ток коллектора практически равен току инжекции (току эмиттера) и слабо зависит от напряжения  $U_{кэ}$ , следовательно, выходные ВАХ представляют собой семейство почти горизонтальных линий.

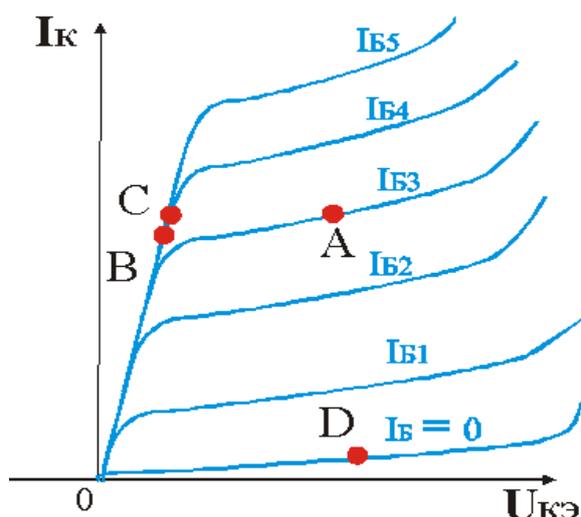


Рис. 5. Выходные вольт-амперные характеристики в схеме с общим эмиттером

Как ясно из вышерассмотренного, для схемы с общим эмиттером выходная характеристика представляет собой

зависимость тока коллектора  $I_k$  от напряжения между коллектором и эмиттером  $U_{кэ}$  при постоянном токе базы  $I_б$ :  $I_k=f(U_{кэ})$  при  $I_б=const$ .

### Задание

1. Записать паспортные данные исследуемого транзистора из справочника, зарисовать схему расположения выводов.
2. Провести измерения  $I_б$  и  $U_{бэ}$  при определённых постоянных значениях  $U_{кэ}$ , используя моделирование или физический экспериментальный прибор.
3. Провести измерения  $I_k$  и  $U_{кэ}$  при определённых постоянных значениях  $I_б$ , используя моделирование или физический экспериментальный прибор.
4. Ввести экспериментальные данные в ЭВМ, получить таблицу с результатами и графики зависимостей.
5. Построить график зависимости  $I_б=f(U_{бэ})$  при  $U_{кэ}=const$ .
6. Построить график зависимости  $I_k=f(U_{кэ})$  при  $I_б=const$ .
7. Проанализировать полученные результаты и сравнить их со справочными.

### Методические указания

1. Для экспериментального изучения ВАХ трехполюсников обычно используется схема, показанная на рис. 6.
2. При использовании для изучения ВАХ программ моделирования (например, программа LTspice IV), используется аналогичная схема (рис. 7, 8).
3. Независимые источники тока или напряжения при моделировании подбираются, исходя из удобства представления графических результатов моделирования (Рис. 7, 8).
4. При снятии ВАХ любыми методами не следует превышать справочные предельно допустимые значения токов и напряжений полупроводникового прибора.

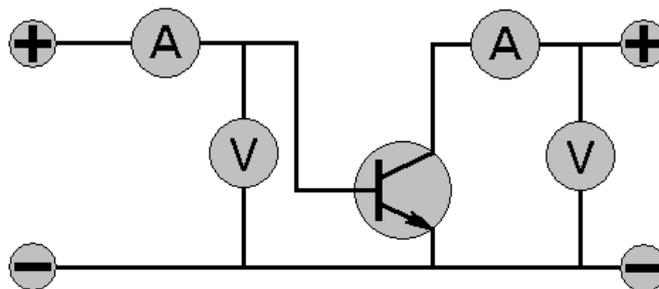
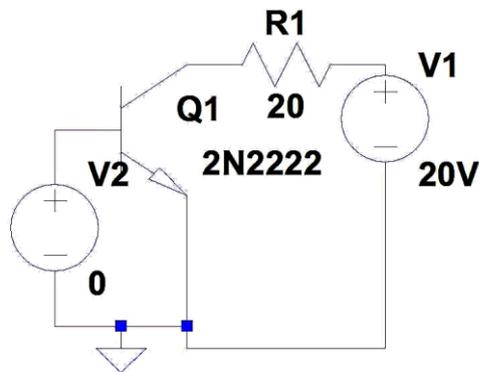
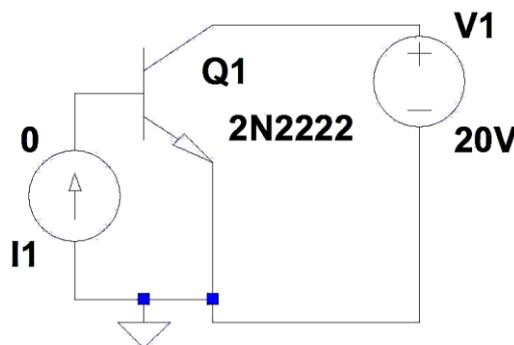


Рис. 6. Схема для исследования биполярного транзистора  $n-p-n$  типа при включении его с общим эмиттером.



```
.dc V2 0.4 1.3 0.0001 .TEMP 20 120
.model 2N2222 NPN(IS=1E-14 VAF=100
+ BF=200 IKF=0.3 XTB=1.5 BR=3
+ CJC=8E-12 CJE=25E-12 TR=100E-9 TF=400E-12
+ ITF=1 VTF=2 XTF=3 RB=10 RC=.3 RE=.2 Vceo=30 Icrating=800m )
```

Рис. 7. Схема для изучения входной ВАХ транзистора 2N2222 в программе LTspice IV



```
.dc V1 0 20 0.01 .step I1 1u 10m 1m
.model 2N2222 NPN(IS=1E-14 VAF=100
+ BF=200 IKF=0.3 XTB=1.5 BR=3
+ CJC=8E-12 CJE=25E-12 TR=100E-9 TF=400E-12
+ ITF=1 VTF=2 XTF=3 RB=10 RC=.3 RE=.2 Vceo=30 Icrating=800m )
```

Рис. 8. Схема для изучения выходной ВАХ транзистора 2N2222 в программе LTspice IV

### Контрольные вопросы

1. Напишите уравнение ВАХ p-n перехода.
2. Нарисуйте энергетические диаграммы p-n-p и n-p-n транзисторов.
3. Какие основные типы транзисторов вы знаете?
4. Опишите принципы работы p-n-p и n-p-n транзисторов.
5. К каким следствиям приводит явление изменения ширины базы при изменении коллекторного напряжения?

## Лабораторная работа №6. Измерение напряжения насыщения биполярного транзистора

**Цель работы:** Ознакомление с методикой измерения напряжения насыщения мощного биполярного транзистора и обработкой экспериментальных данных.

### Краткая теория

Рассмотрим принцип действия бездрейфового транзистора р-п-р-типа, имеющего одинаковую концентрацию примесей в эмиттерной и коллекторной областях.

При отсутствии внешнего электрического поля высота потенциальных барьеров обоих р-п-переходов одинакова (рис. 1, а) и электрическое поле в базовой области отсутствует. Через каждый р-п-переход протекают диффузные и дрейфовые токи, как и в обычном диоде. Поскольку они уравновешивают друг друга, полный ток через каждый р-п-переход и через весь прибор равен нулю.

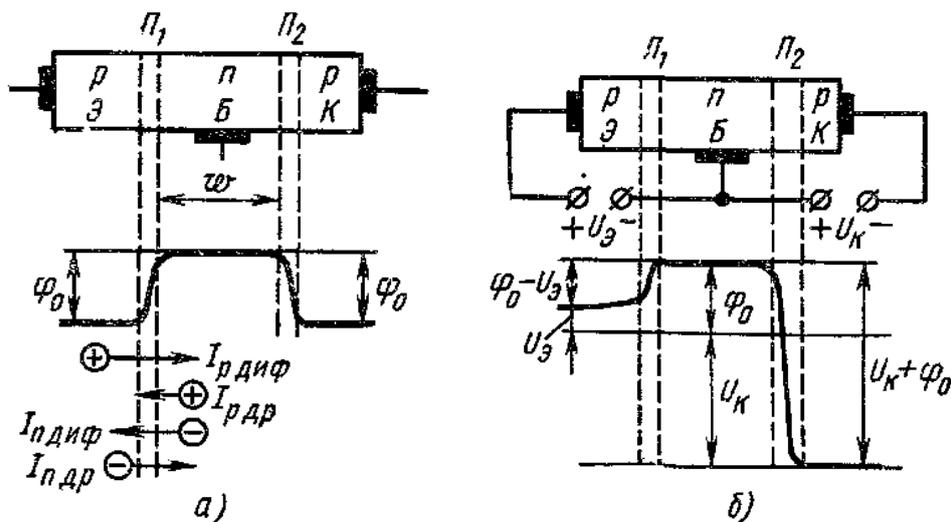


Рис. 1 - Потенциальные диаграммы бездрейфового транзистора р-п-р-типа при отсутствии (а) и наличии (б) внешнего электрического поля

При включении транзистора во внешнюю цепь с указанной на рис. 1, б полярностью напряжения высота потенциального барьера эмиттерного перехода снижается, а коллекторного - возрастает, что обусловлено соответствующим смещением р-п-переходов. Снижение высоты потенциального барьера эмиттерного перехода

вызывает инжекцию дырок через этот переход, и их концентрация в базовой области у эмиттерного перехода возрастает.

В результате возникшего градиента концентрации дырки диффундируют через базу к коллекторному переходу. Электрическое поле обратного смещенного коллекторного перехода является ускоряющим для дырок и способствует перебросу их через потенциальный барьер перехода в область коллектора, создавая тем самым ток на выходе транзистора.

Часть дырок, поступающих в базу, рекомбинирует, вызывая приток электронов в базу от внешнего источника через базовый контакт. Следовательно, возникающий при этом базовый ток является частью эмиттерного тока.

Электронная составляющая эмиттерного тока незначительна, так как концентрация электронов в базовой области обычно значительно ниже концентрации дырок в эмиттерной области. При достаточно тонкой базе область рекомбинации мала и базовый ток составляет 1 - 5% от эмиттерного тока.

Аналогично у транзистора типа n-p-n эмиттерный ток имеет в основном электронную составляющую.

Уравнение для токов транзистора в установившемся режиме имеет вид

$$I_э = I_б + I_к \quad (1)$$

Связь между током эмиттера и коллектора осуществляется через коэффициент передачи тока  $\alpha = I_к / I_э$ , который показывает, какая часть полного тока через эмиттерный переход достигает коллектора.

Коэффициент  $\alpha$  является интегральным, так как связывает полные токи эмиттера и коллектора. Дифференциальный коэффициент передачи тока связывает приращения коллекторного и эмиттерного токов:

$$\alpha^* = \frac{\partial I_к}{\partial I_э} = \frac{\partial (\alpha I_э)}{\partial I_э} = \alpha + I_э \frac{\partial \alpha}{\partial I_э} \quad (3)$$

В зависимости от знака производной  $\partial \alpha / \partial I_э$  дифференциальный коэффициент передачи тока  $\alpha^*$  может быть больше или меньше интегрального коэффициента  $\alpha$ .

Величина коэффициента передачи тока  $\alpha$  определяется коэффициентом инжекции эмиттерного перехода (эффективностью эмиттера)  $\gamma$  и коэффициентом переноса носителей через базу  $\beta$ :

$$\alpha = \beta \cdot \gamma \quad (4)$$

Если значения коэффициентов инжекции и переноса носителей велики, то коэффициент передачи тока стремится к единице. Такой транзистор обеспечивает удовлетворительное усиление по мощности. Коэффициент переноса носителей  $\beta$  легко определить из решения уравнений непрерывности с соответствующими граничными условиями:

$$\beta = \frac{1}{\operatorname{ch}(\omega/L_p)} \quad (5)$$

Тогда с учетом (1.71) коэффициент передачи тока

$$\alpha = \left(1 + \frac{\rho_p/L_n}{\rho_n/L_p}\right)^{-1} \cdot \frac{1}{\operatorname{ch}(\omega/L_p)} \quad (6)$$

Из уравнения (6) следует, что для повышения коэффициента  $\alpha$  следует уменьшить толщину базы  $\omega$  или увеличить время жизни носителей путем снижения концентрации центров рекомбинации в базовой области, что увеличивает диффузионную длину. Коэффициент передачи  $\alpha$  будет повышаться также при создании в базе электрического поля, возрастающего с ростом тока и усиливающего перенос носителей через базовую область. Кроме того, повышению коэффициента  $\alpha$  способствует лавинное умножение носителей в области коллекторного перехода при лавинном пробое.

Статические вольт-амперные характеристики

Статические вольт-амперные характеристики транзисторов описываются уравнениями Эберса—Молла:

$$\begin{aligned} I_B &= a_{11} \left( e^{\frac{qU_B}{kT}} - 1 \right) - a_{12} \left( e^{\frac{qU_K}{kT}} - 1 \right) \\ I_K &= a_{21} \left( e^{\frac{qU_B}{kT}} - 1 \right) - a_{22} \left( e^{\frac{qU_K}{kT}} - 1 \right) \end{aligned} \quad (8)$$

где

$$\begin{aligned} a_{11} &= \frac{I_{B0}}{1 - \alpha_n \alpha_{in}}; & a_{12} &= \frac{\alpha_{in} I_{K0}}{1 - \alpha_n \alpha_{in}} \\ a_{21} &= \frac{\alpha_n I_{B0}}{1 - \alpha_n \alpha_{in}}; & a_{22} &= \frac{I_{K0}}{1 - \alpha_n \alpha_{in}} \end{aligned}$$

$\alpha_n$  и  $\alpha_{in}$  — коэффициенты передачи тока при нормальном и инверсном включении транзистора (обычно  $\alpha_n = 0,9 - 0,99$ ,  $\alpha_{in} = 0,3 - 0,7$ ).

При этом  $\alpha_{12} = \alpha_{21}$  или  $\alpha_n I_{B0} = \alpha_{in} I_{K0}$ .

Уравнения (7) и (8) отражают основные особенности транзисторов при различных сочетаниях напряжений на переходах и удобны для анализа их статических режимов работы.

### **Работа транзистора в области насыщения**

Имеется три способа включения транзисторов, при которых один из электродов является общим для входной и выходной цепей. В зависимости от этого различают схемы с общей базой (ОБ), общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК).

В каждой из схем включения транзистор может работать в четырех режимах, характеризующихся различными полярностями напряжений на переходах:

- 1) режим отсечки ( $U_b < 0, U_k < 0$ );
- 2) нормальный активный режим ( $U_b > 0, U_k < 0$ );
- 3) режим насыщения ( $U_b > 0, U_k > 0$ );
- 4) инверсный активный режим ( $U_b < 0, U_k > 0$ ).

Режимы отсечки и насыщения являются смежными с активным режимом, в котором транзистор работает как усилитель сигнала.

Режим отсечки наступает с появлением в цепи управления запирающего сигнала, достаточного для полного запирающего транзистора. При этом в выходной цепи протекает неуправляемый ток очень малой величины, а сопротивление транзистора велико.

**Режим насыщения** наступает при избыточном отпирающем сигнале в цепи управления. При этом выходное сопротивление транзистора уменьшается до весьма малой величины и ток выходной цепи определяется в основном сопротивлением нагрузки.

Режим работы, при котором транзистор может длительное время находиться в режиме насыщения или отсечки, называют ключевым режимом.

При включении транзистора по схеме с общим эмиттером коэффициенты передачи тока и напряжения намного больше единицы и, следовательно, коэффициент передачи мощности имеет наибольшее значение по сравнению с другими схемами включения.

## Ключевой режим транзистора

Рассмотрим более подробно ключевой режим для схемы с общим эмиттером, имеющей наибольшее практическое применение в преобразовательной технике (рис. 2, а).

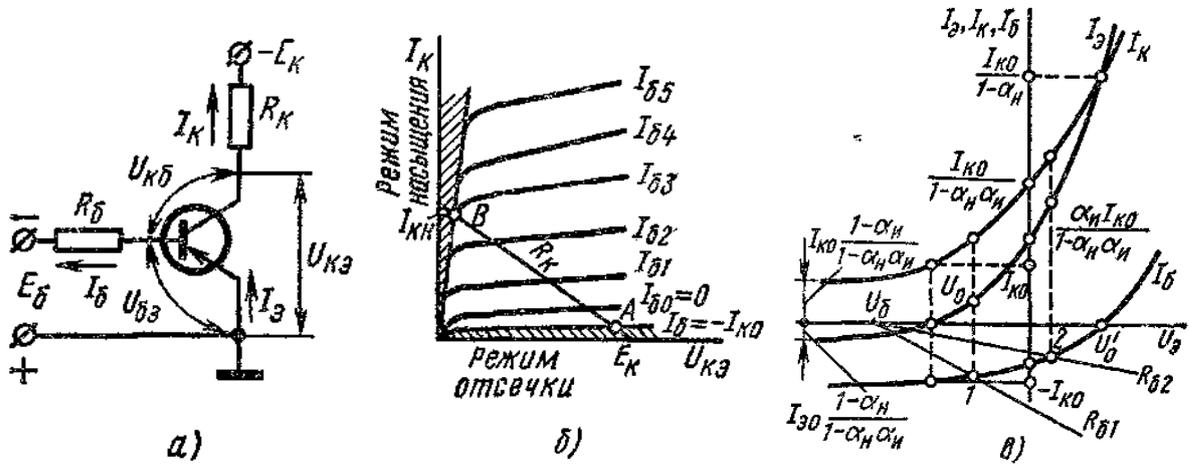


Рис. 2. Схема включения с общим эмиттером (а), семейство выходных вольт-амперных характеристик (б) и график зависимости токов транзистора от напряжения на эмиттерном переходе (в)

На рис. 2, б изображены выходные вольт-амперные характеристики транзистора типа р-п-р, включенного по схеме с общим эмиттером. Если на семействе выходных характеристик транзистора провести линию нагрузки  $R_K$ , то положение точки А будет соответствовать режиму отсечки, а положение точки В — режиму насыщения.

### Режим отсечки

В режиме глубокой отсечки токи транзистора определяют из уравнений (1), (7), (8) при условии, что величины  $U_K$  и  $U_a$  отрицательны и достаточно велики ( $|U_K| \gg kT/q$  и  $|U_a| \gg kT/q$ ):

$$I_э = -I_{K0} \frac{\alpha_{II}}{\alpha_{II}} \cdot \frac{1 - \alpha_{II}}{1 - \alpha_{II}\alpha_{II}} \quad (9)$$

$$I_K = I_{K0} \frac{1 - \alpha_{II}}{1 - \alpha_{II}\alpha_{II}} \approx I_{K0}$$

$$I_B = \frac{-I_{э0}(1 - \alpha_{II}) + I_{K0}(1 - \alpha_{II})}{1 - \alpha_{II}\alpha_{II}} \approx -I_{K0} \quad (11)$$

При этом согласно (1) можно считать, что в режиме отсечки

$$I_K \approx -I_B \approx I_{K0}$$

На границе режима отсечки и активного режима напряжение на эмиттерном переходе  $U_a = 0$ . В этом случае приближенные значения

токов транзистора, полученные из уравнений (1), (7), (8), записываются следующим образом:

$$I_{\text{э}} \approx I_{\text{к0}} \frac{\alpha_{\text{н}}}{1 - \alpha_{\text{н}}\alpha_{\text{ц}}} \quad (12)$$

$$I_{\text{к}} \approx I_{\text{к0}} \frac{1}{1 - \alpha_{\text{н}}\alpha_{\text{ц}}} \quad (13)$$

$$I_{\text{б}} \approx -I_{\text{к0}} \quad (14)$$

Из сравнения выражений (9), (11) и (12) - (14) можно сделать вывод, что на границе режима отсечки ток эмиттера переходит через нуль и меняет знак.

Рис. 2, иллюстрирует изменения токов транзистора в режиме отсечки и в начале активного режима.

Напряжение на эмиттерном переходе, при котором эмиттерный ток меняет знак, легко найти из (7):  $U_{\text{э0}} = \frac{kT}{q} \ln(1 - \alpha_{\text{н}})$

Если  $\alpha_{\text{н}} = (0,9 \text{ -- } 0,99)$ , то при комнатной температуре  $kT/q \approx 0,025$  В и  $U_{\text{э0}} = (-0,06 \text{ -- } -0,12)$  В.

Следует отметить, что переход из режима отсечки в активный режим существенно зависит от сопротивления нагрузки во входной цепи.

На рис. 2, в приведены две линии нагрузки входной цепи  $R_{\text{б1}}$  и  $R_{\text{б2}}$  ( $R_{\text{б1}} > R_{\text{б2}}$ ). Точки пересечения их с кривой базового тока (точки 1, 2) соответствуют действительному режиму работы транзистора.

Из рисунка 2 видно, что при больших сопротивлениях базы транзистор переходит в активный режим при положительном напряжении источника  $E_{\text{б}}$ . Для исключения этого явления при расчете входной цепи следует выполнять условие  $U_{R_{\text{б}}} = I_{\text{к0}}R_{\text{б}} \ll E_{\text{б}}$ . Аналогично при выборе сопротивления нагрузки коллекторной цепи должно выполняться условие  $U_{R_{\text{к}}} = I_{\text{к0}}R_{\text{к}} \ll E_{\text{к}}$ .

При выводе уравнений (9) - (14) предполагалось, что обратный ток является током насыщения. Но, более точно обратный ток состоит из тока насыщения, тока термогенерации, тока поверхностных утечек и тока, обусловленного процессом лавинного размножения носителей заряда. Поэтому реальная величина обратного тока значительно больше тока насыщения (для мощных транзисторов примерно на один-два порядка).

## Режим насыщения

На границе активного режима и режима насыщения падение напряжения на коллекторном переходе равно нулю ( $U_K = 0$ ). В этом случае из уравнений (7) и (8) можно получить

$$I_K = \alpha_H I_E = B I_B \quad (15)$$

где  $B = \frac{\alpha_H}{1 - \alpha_H}$  — статический коэффициент передачи тока транзистора в схеме с общим эмиттером на границе режима насыщения.

Коэффициент  $B$  зависит от тока коллектора; для большинства транзисторов он имеет максимальную величину при токе коллектора, составляющем от 5 до 20% от предельно допустимого значения, и уменьшается с возрастанием тока коллектора. На рис. 3, а приведена зависимость  $B = f(I_K)$  для транзисторов типа П217.

Минимальный ток базы, необходимый для перевода транзистора в режим насыщения,

$$I_{B.н} = I_{K.н} / B \quad (16)$$

На практике ток базы выбирают в несколько раз большим минимального значения  $I_{B.н}$ . Отношение данного тока базы  $I_B$  к току базы на границе режима насыщения  $I_{B.н}$  принято называть коэффициентом насыщения, или степенью насыщения:

$$\delta = I_B / I_{B.н} \quad (17)$$

Падение напряжения на транзисторе, находящемся в режиме насыщения:

$$U_{кэ} = \frac{kT}{q} \ln \frac{\alpha_H \left( 1 - \frac{I_K}{I_B} \cdot \frac{1 - \alpha_H}{\alpha_H} \right)}{1 + \frac{I_K}{I_B} (1 - \alpha_H)} \quad (18)$$

При большем коэффициенте насыщения ( $I_B \rightarrow \infty$ )

$$U_{кэ} \rightarrow \frac{kT}{q} \ln \alpha_H \quad (19)$$

Следовательно, падение напряжения на открытом транзисторе уменьшается при увеличении базового тока, т. е. при повышении коэффициента насыщения. Зависимость  $U_{кэ} = f(\delta)$  иллюстрируется графиком, приведенным на рис. 3, б. Для большинства транзисторов оптимальное значение коэффициента насыщения  $\delta = 2 - 7$ .

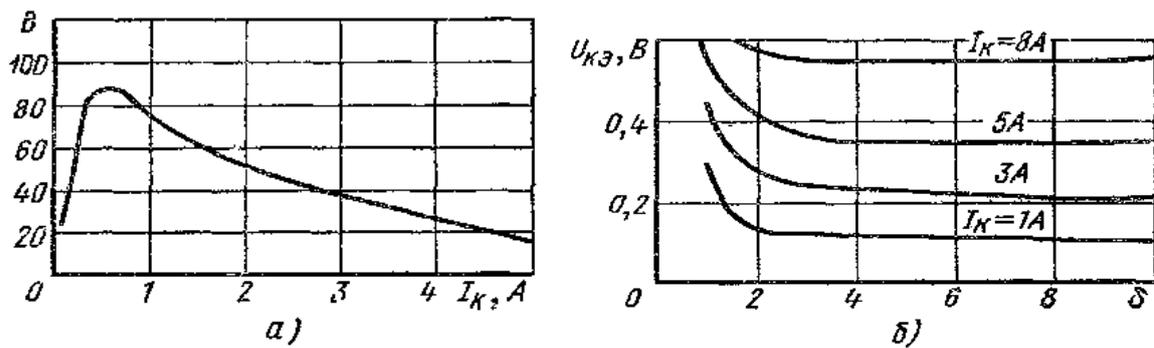


Рис. 3. Графики зависимости статического коэффициента усиления в схеме ОЭ от тока коллектора (а) и падений напряжения на открытом транзисторе от коэффициента насыщения (б)

### Особенности работы силовых транзисторов в ключевых режимах

На величину рабочего напряжения оказывают существенное влияние свойства коллекторного р-п-перехода. Наличие неоднородностей и дефектов в объеме р-п-перехода, а также загрязнений на его поверхности приводят к снижению рабочего напряжения.

Рабочий ток транзистора ограничивается допустимой мощностью потерь, которая в силовых транзисторах определяется главным образом сопротивлением насыщения, т. е. сопротивлением промежутка коллектор—эмиттер открытого транзистора при заданном коллекторном токе и сравнительно большом коэффициенте насыщения ( $\delta = 2 \div 7$ ).

В сплавных транзисторах с высоким входным сопротивлением сопротивление насыщения:

$$r_{\text{нас}} = U_{\text{к}}/I_{\text{к}} \approx r_{\text{б}}/B$$

Если входное сопротивление транзистора мало, то сопротивление насыщения имеет небольшую величину и при низких, а также средних уровнях инжекции падение напряжения на открытом транзисторе состоит из разности напряжений на эмиттерном и коллекторном переходах:

$$U_{\text{кэ}} \approx \frac{kT}{q} \ln \frac{\alpha \left( 1 - \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{б}}} \cdot \frac{1 - \alpha_{\text{н}}}{\alpha_{\text{и}}} \right)}{1 + \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{б}}} (1 - \alpha_{\text{и}})}$$

Для транзистора, находящегося в режиме глубокого насыщения ( $I_{\text{б}} \rightarrow \infty$ ),  $U_{\text{кэ}} \rightarrow \frac{kT}{q} \ln \alpha_{\text{и}}$ .

При высоких уровнях инжекции наблюдается влияние поля дрейфа основных носителей в базе на токи неосновных носителей.

Вызываемое этим полем падение напряжения для транзисторов р-п-р -типа

$$U_6 = \frac{kT}{q} \ln \frac{\rho_0 + N_6}{\rho_w + N_6}$$

где  $N_6$  — концентрация донорных примесей в базе;  $\rho_0, \rho_w$  — концентрации дырок.

Кроме того, высокий уровень инжекции связан со значительным базовым током  $I_6$ , Поэтому даже при малом входном сопротивлении силового транзистора падение напряжения в базовой области между границей эмиттерного перехода и базовым контактом будет значительным. Это приводит к снижению напряжения обратного смещения периферийных областей коллекторного перехода, в результате чего они оказываются смещенными в прямом направлении и коллектор начинает инжектировать неосновные носители в базу. В результате ток коллектора уменьшается. Это проявляется на выходных вольт-амперных характеристиках транзисторов в виде эффекта «кажущегося» высокого сопротивления насыщения (рис. 4, б). Здесь применен термин «кажущееся» сопротивление вследствие того, что оно не определяется свойствами транзисторной структуры на участке между коллектором и эмиттером.

Аналогичный эффект «кажущегося» высокого сопротивления насыщения будет возникать при больших входных сопротивлениях силовых транзисторов и низких или средних уровнях инжекции.

Таким образом, падение напряжения на силовом транзисторе в режиме насыщения состоит из алгебраической суммы падений напряжения на р-п-переходах, базовой области, эмиттерной и коллекторной областях, контактах и выводах.

Основной вклад в напряжение насыщения вносят падения напряжения на областях активной I и пассивной II базы прибора (сопротивление пассивной области базы фактически является сопротивлением  $R_6$ ). Для уменьшения сопротивления базовых областей стремятся к тому, чтобы диаметры коллектора и эмиттера были близкими, а также применяют легирование пассивной базы со стороны эмиттера (рис 4, а).

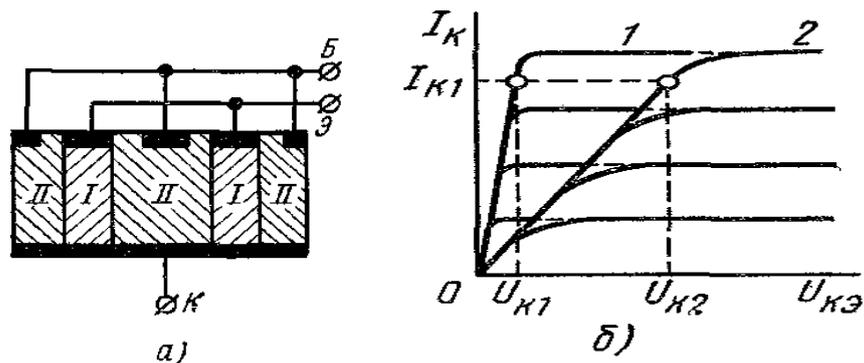


Рис. 4. Структурная схема силового транзистора (а) и его выходные вольт-амперные характеристики при низких (1) и высоких (2) базовых сопротивлениях (б)

### Задание на проведение работы

1. Записать паспортные данные исследуемого транзистора из справочника, зарисовать схему расположения выводов.
2. Провести измерения  $I_k$  и  $U_{кэ}$  при работе транзистора на границе насыщения, используя моделирование или физический экспериментальный прибор.
3. Ввести экспериментальные данные в ЭВМ, получить таблицу с результатами и графики зависимостей.
4. Построить график зависимости  $I_k=f(U_{кэ})$  при работе транзистора на границе насыщения.
5. Проанализировать полученные результаты и сравнить их со справочными.

### Методические указания

1. На границе активного режима и режима насыщения падение напряжения на коллекторном переходе равно нулю ( $U_{кб} = 0$ ).
2. Для получения режима работы транзистора на границе активного режима и режима насыщения достаточно соединить коллектор транзистора с его базой ( $U_{кб} = 0$ ), при этом коэффициент насыщения равен 1, а напряжение  $U_{кэ}=U_{эб}$  равно  $U_{нас.мах.}$  (что соответствует максимальному сопротивлению насыщения для данного тока коллектора).
3. При использовании для изучения режима насыщения программ моделирования (например, программа LTspice IV), используется схема, показанная на рис. 5.

4. Независимые источники тока или напряжения при моделировании подбираются, исходя из удобства представления графических результатов моделирования.
5. При снятии ВАХ любыми методами не следует превышать справочные предельно допустимые значения токов и напряжений полупроводникового прибора. При физическом моделировании это приведет к повреждению полупроводникового прибора, а при виртуальном моделировании – к резкому ухудшению точности вычислений и неадекватности результатов.

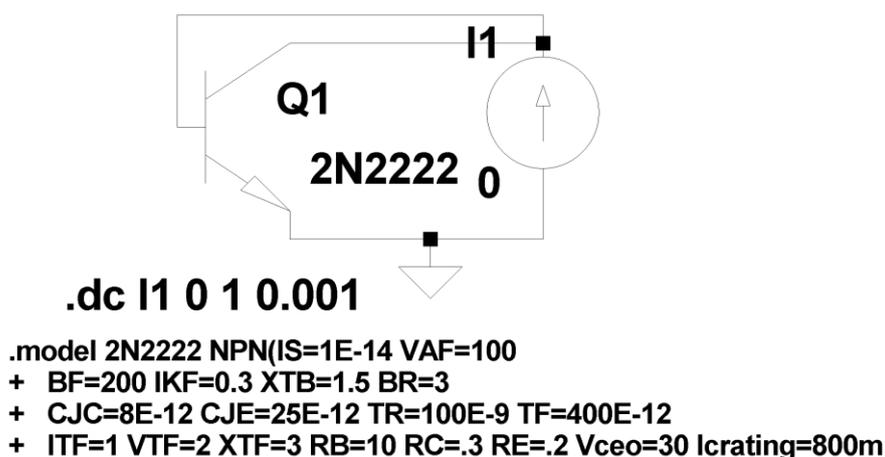


Рис. 5. Схема для изучения зависимости максимального напряжения насыщения от тока коллектора транзистора 2N2222 в программе LTspice IV

### Контрольные вопросы

1. Объясните процессы накопления и рассасывания неосновных носителей заряда в базе транзистора.
2. Какой параметр транзистора определяется временем жизни неосновных носителей тока?
3. Что такое насыщение биполярного транзистора?
4. От каких режимных параметров зависит напряжение насыщения?
5. Какова роль сопротивления насыщения транзистора?
6. От каких режимных параметров зависит напряжение насыщения?

## Лабораторная работа №7. Изучение процессов отпириания и запириания биполярного транзистора

**Цель работы:** изучение режима большого сигнала биполярного транзистора, составляющего основу ключевого элемента. Исследование процесса переключения в открытое и закрытое состояние.

### Краткая теория

#### Принцип действия транзистора

Транзистор представляет собой трехслойную полупроводниковую структуру, которая создается в одном монокристалле путем введения акцепторных или донорных примесей. В зависимости от типа электропроводности исходного полупроводникового материала различают транзисторы р-п-р- или п-р-п-типа, структурные схемы которых приведены на рис. 1.

Одна из крайних областей транзистора (например, левая) называется эмиттером, а прилегающий к ней р-п-переход — «эмиттерным». Через эмиттерный переход, смещенный в прямом направлении, происходит инжекция носителей в центральную область, называемую базой. Правая область транзистора называется коллектором, а граничащий с ней р-п-переход — коллекторным. Эта область собирает носители, инжектированные эмиттером в базу.

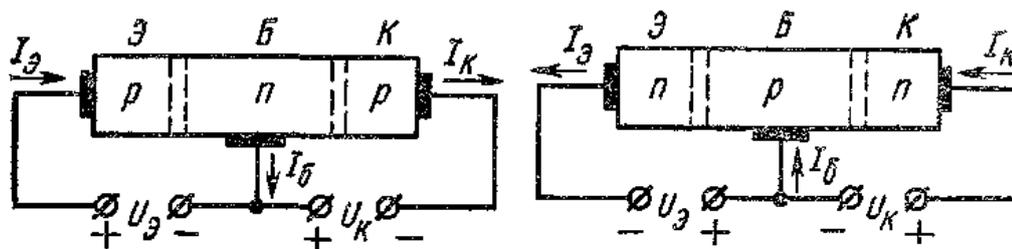


Рис. 1. Структурные схемы транзисторов

Коллектор и эмиттер в транзисторе можно менять местами, но свойства прибора при прямом и обратном (инверсном) включении будут отличаться, что обусловлено асимметрией транзисторной структуры и различием свойств областей эмиттера и коллектора.

Если в базовой области транзистора концентрация примесей постоянна, то перенос носителей через нее осуществляется путем диффузии. Такие приборы называются бездрейфовыми. В дрейфовых транзисторах в базовой области имеется электрическое поле, возникающее за счет градиента концентрации примесей,

которая у эмиттерного перехода составляет  $10^{17}1/\text{см}^3$  и значительно уменьшается в направлении к коллекторному переходу—до  $10^{18}$ -- $10^{14}1/\text{см}^3$ . В дрейфовых транзисторах носители в базовой области движутся вследствие диффузии и дрейфа в электрическом поле базы.

Рассмотрим принцип действия бездрейфового транзистора р-п-р-типа, имеющего одинаковую концентрацию примесей в эмиттерной и коллекторной областях.

При отсутствии внешнего электрического поля высота потенциальных барьеров обоих р-п-переходов одинакова (рис. 2, а) и электрическое поле в базовой области отсутствует. Через каждый р-п-переход протекают диффузные и дрейфовые токи, как и в обычном вентиле. Поскольку они уравниваются друг друга, полный ток через каждый р-п-переход и через весь прибор равен нулю.

При включении транзистора во внешнюю цепь с указанной на рис. 2, б полярностью напряжения высота потенциального барьера эмиттерного перехода снижается, а коллекторного — возрастает, что обусловлено соответствующим смещением р-п-переходов. Снижение высоты потенциального барьера эмиттерного перехода вызывает инжекцию дырок через этот переход, и их концентрация в базовой области у эмиттерного перехода возрастает.

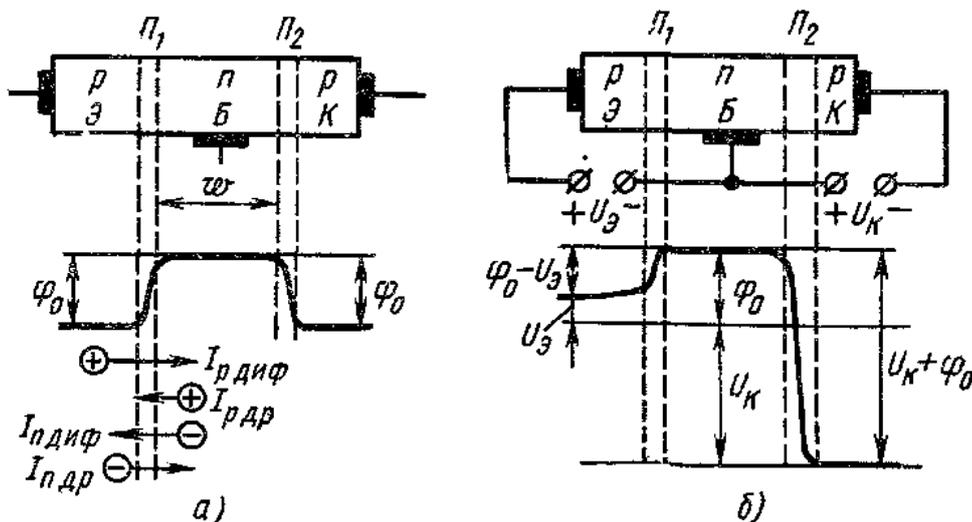


Рис. 2. Потенциальные диаграммы бездрейфового транзистора р-п-р-типа при отсутствии (а) и наличии (б) внешнего электрического поля

В результате возникшего градиента концентрации дырки диффундируют через базу к коллекторному переходу.

Электрическое поле обратного смещенного коллекторного перехода является ускоряющим для дырок и способствует перебросу их через потенциальный барьер перехода в область коллектора, создавая тем самым ток на выходе транзистора.

Часть дырок, поступающих в базу, рекомбинирует, вызывая приток электронов в базу от внешнего источника через базовый контакт. Следовательно, возникающий при этом базовый ток является частью эмиттерного тока.

Электронная составляющая эмиттерного тока незначительна, так как концентрация электронов в базовой области обычно значительно ниже концентрации дырок в эмиттерной области. При достаточно тонкой базе область рекомбинации мала и базовый ток составляет 1 - 5% от эмиттерного тока.

Аналогично у транзистора типа n-p-n эмиттерный ток имеет в основном электронную составляющую.

Уравнение для токов транзистора в установившемся режиме имеет вид

$$I_{\text{э}} = I_{\text{к}} + I_{\text{б}} \quad (1)$$

Связь между током эмиттера и коллектора осуществляется через коэффициент передачи тока

$$\alpha = I_{\text{к}}/I_{\text{э}} \quad (2)$$

который показывает, какая часть полного тока через эмиттерный переход достигает коллектора.

Коэффициент  $\alpha$  является интегральным, так как связывает полные токи эмиттера и коллектора.

Дифференциальный коэффициент передачи тока связывает приращения коллекторного и эмиттерного токов:

$$\alpha^* = \frac{\partial I_{\text{к}}}{\partial I_{\text{э}}} = \frac{\partial (\alpha I_{\text{э}})}{\partial I_{\text{э}}} = \alpha + I_{\text{э}} \frac{\partial \alpha}{\partial I_{\text{э}}} \quad (3)$$

В зависимости от знака производной  $\partial \alpha / \partial I_{\text{э}}$  дифференциальный коэффициент передачи тока  $\alpha^*$  может быть больше или меньше интегрального коэффициента  $\alpha$ .

Величина коэффициента передачи тока  $\alpha$  определяется коэффициентом инжекции эмиттерного перехода (эффективностью эмиттера)  $\gamma$  и коэффициентом переноса носителей через базу  $\beta$ :

$$\alpha = \beta \gamma \quad (4)$$

Если значения коэффициентов инжекции и переноса носителей велики, то коэффициент передачи тока стремится к единице. Такой транзистор обеспечивает удовлетворительное усиление по мощности.

Коэффициент переноса носителей  $\beta$  легко определить из решения уравнений непрерывности с соответствующими граничными условиями:

$$\beta = \frac{1}{\operatorname{ch}(\omega/L_p)} \quad (5)$$

Тогда с учетом (1.71) коэффициент передачи тока

$$\alpha = \left(1 + \frac{\rho_p/L_n}{\rho_n/L_p}\right)^{-1} \cdot \frac{1}{\operatorname{ch}(\omega/L_p)} \quad (6)$$

Из уравнения (6) следует, что для повышения коэффициента  $\alpha$  следует уменьшить толщину базы  $\omega$  или увеличить время жизни носителей путем снижения концентрации центров рекомбинации в базовой области, что увеличивает диффузионную длину. Коэффициент передачи  $\alpha$  будет повышаться также при создании в базе электрического поля, возрастающего с ростом тока и усиливающего перенос носителей через базовую область. Кроме того, повышению коэффициента  $\alpha$  способствует лавинное умножение носителей в области коллекторного перехода при лавинном пробое. Возможность управления величиной коэффициента  $\alpha$  позволяет создавать полупроводниковые приборы с тремя и более чередующимися слоями p- и n- типа, обладающие различными свойствами.

### Статические вольт-амперные характеристики

Статические вольт-амперные характеристики транзисторов описываются уравнениями Эберса—Молла:

$$\begin{aligned} I_B &= a_{11} \left( e^{\frac{qU_B}{kT}} - 1 \right) - a_{12} \left( e^{\frac{qU_K}{kT}} - 1 \right) \\ I_K &= a_{21} \left( e^{\frac{qU_B}{kT}} - 1 \right) - a_{22} \left( e^{\frac{qU_K}{kT}} - 1 \right) \end{aligned} \quad (8)$$

где

$$\begin{aligned} a_{11} &= \frac{I_{B0}}{1 - \alpha_n \alpha_n}; & a_{12} &= \frac{\alpha_n I_{K0}}{1 - \alpha_n \alpha_n} \\ a_{21} &= \frac{\alpha_n I_{B0}}{1 - \alpha_n \alpha_n}; & a_{22} &= \frac{I_{K0}}{1 - \alpha_n \alpha_n} \end{aligned}$$

$\alpha_n$  и  $\alpha_{\bar{n}}$  — коэффициенты передачи тока при нормальном и инверсном включении транзистора (обычно  $\alpha_n = 0,9 - 0,99$ ,  $\alpha_{\bar{n}} = 0,3 - 0,7$ ).

При этом  $\alpha_{12} = \alpha_{21}$  или  $\alpha_n I_{\bar{e}0} = \alpha_{\bar{n}} I_{k0}$

Уравнения (7) и (8) отражают основные особенности транзисторов при различных сочетаниях напряжений на переходах и удобны для анализа их статических режимов работы.

### Работа транзистора в ключевом режиме

Имеется три способа включения транзисторов, при которых один из электродов является общим для входной и выходной цепей. В зависимости от этого различают схемы с общей базой (ОБ), общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК).

В каждой из схем включения транзистор может работать в четырех режимах, характеризуемых различными полярностями напряжений на переходах:

- 1) режим отсечки ( $U_{\bar{b}} < 0$ ,  $U_k < 0$ );
- 2) нормальный активный режим ( $U_{\bar{b}} > 0$ ,  $U_k < 0$ );
- 3) режим насыщения ( $U_{\bar{b}} > 0$ ,  $U_k > 0$ );
- 4) инверсный активный режим ( $U_{\bar{b}} < 0$ ,  $U_k > 0$ ).

Режимы отсечки и насыщения являются смежными с активным режимом, в котором транзистор работает как усилитель сигнала.

Режим отсечки наступает с появлением в цепи управления запирающего сигнала, достаточного для полного запираания транзистора. При этом в выходной цепи протекает неуправляемый ток очень малой величины, а сопротивление транзистора велико.

Режим насыщения наступает при избыточном отпирающем сигнале в цепи управления. При этом выходное сопротивление транзистора уменьшается до весьма малой величины и ток выходной цепи определяется в основном сопротивлением нагрузки.

Режим работы, при котором транзистор может длительное время находиться в режиме насыщения или отсечки, называют ключевым режимом. Транзистор может работать в ключевом режиме в каждой из трех схем включения, несмотря на то, что они обладают специфическими особенностями.

При включении транзистора по схеме с общей базой, коэффициент передачи тока меньше единицы, поэтому ток входной цепи больше тока выходной цепи.

При включении транзистора по схеме с общим коллектором коэффициент передачи напряжения меньше единицы, вследствие чего выходное напряжение меньше входного. При включении транзистора по схеме с общим эмиттером коэффициенты передачи тока и напряжения намного больше единицы и, следовательно, коэффициент передачи мощности имеет наибольшее значение по сравнению с другими схемами включения.

### Ключевой режим транзистора

Рассмотрим более подробно ключевой режим для схемы с общим эмиттером, имеющей наибольшее практическое применение в преобразовательной технике (рис. 3, а).

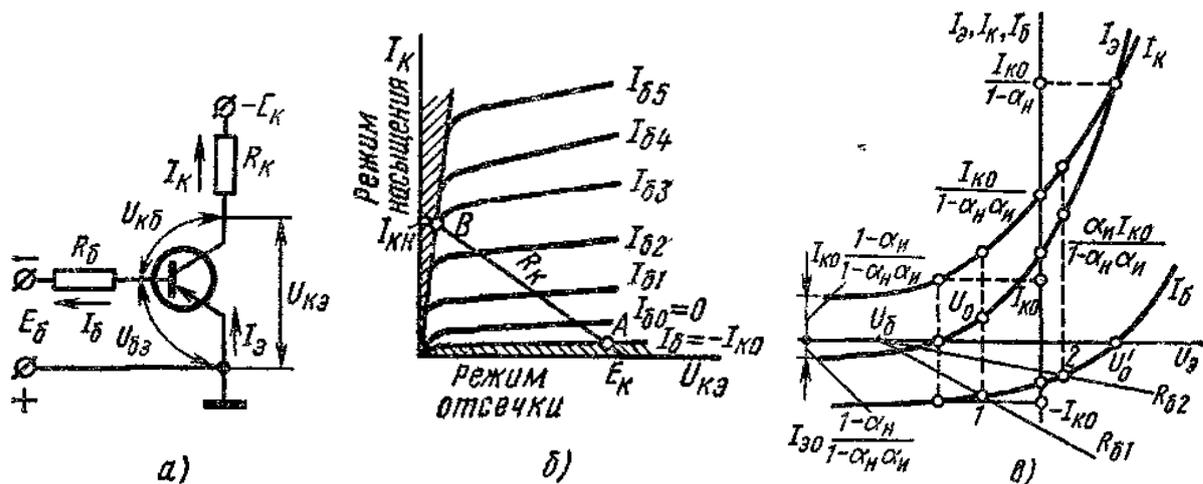


Рис. 3. Схема включения с общим эмиттером (а), семейство выходных вольт-амперных характеристик (б) и график зависимости токов транзистора от напряжения на эмиттерном переходе (в)

На рис. 3, б изображены выходные вольт-амперные характеристики транзистора типа р-п-р, включенного по схеме с общим эмиттером. Если на семействе выходных характеристик транзистора провести линию нагрузки  $R_K$ , то положение точки А будет соответствовать режиму отсечки, а положение точки В — режиму насыщения.

### Режим отсечки

В режиме глубокой отсечки токи транзистора определяют из уравнений (1), (7), (8) при условии, что величины  $U_K$  и  $U_a$  отрицательны и достаточно велики ( $|U_K| \gg kT/q$  и  $|U_a| \gg kT/q$ ):

$$I_{\text{э}} = -I_{\text{к0}} \frac{\alpha_{\text{н}}}{\alpha_{\text{н}}} \cdot \frac{1 - \alpha_{\text{н}}}{1 - \alpha_{\text{н}}\alpha_{\text{н}}} \quad (9)$$

$$I_{\text{к}} = I_{\text{к0}} \frac{1 - \alpha_{\text{н}}}{1 - \alpha_{\text{н}}\alpha_{\text{н}}} \approx I_{\text{к0}}$$

$$I_{\text{б}} = \frac{-I_{\text{э0}}(1 - \alpha_{\text{н}}) + I_{\text{к0}}(1 - \alpha_{\text{н}})}{1 - \alpha_{\text{н}}\alpha_{\text{н}}} \approx -I_{\text{к0}} \quad (11)$$

При этом согласно (1) можно считать, что в режиме отсечки

$$I_{\text{к}} \approx -I_{\text{б}} \approx I_{\text{к0}}$$

На границе режима отсечки и активного режима напряжение на эмиттерном переходе  $U_{\text{а}} = 0$ . В этом случае приближенные значения токов транзистора, полученные из уравнений (1), (7), (8), записываются следующим образом:

$$I_{\text{э}} \approx I_{\text{к0}} \frac{\alpha_{\text{н}}}{1 - \alpha_{\text{н}}\alpha_{\text{н}}} \quad (12)$$

$$I_{\text{к}} \approx I_{\text{к0}} \frac{1}{1 - \alpha_{\text{н}}\alpha_{\text{н}}} \quad (13)$$

$$I_{\text{б}} \approx -I_{\text{к0}} \quad (14)$$

Из сравнения выражений (9), (11) и (12) - (14) можно сделать вывод, что на границе режима отсечки ток эмиттера переходит через нуль и меняет знак.

Рис. 3, в иллюстрирует изменения токов транзистора в режиме отсечки и в начале активного режима.

Напряжение на эмиттерном переходе, при котором эмиттерный ток меняет знак, легко найти из (7):

$$U_{\text{э0}} = \frac{kT}{q} \ln(1 - \alpha_{\text{н}})$$

Если  $\alpha_{\text{н}} = (0,9 \div 0,99)$ , то при комнатной температуре  $kT/q \approx 0,025$  В и  $U_{\text{э0}} = (-0,06) \div (-0,12)$  В.

Следует отметить, что переход из режима отсечки в активный режим существенно зависит от сопротивления нагрузки во входной цепи.

На рис. 3, в приведены две линии нагрузки входной цепи  $R_{\text{б1}}$  и  $R_{\text{б2}}$  ( $R_{\text{б1}} > R_{\text{б2}}$ ). Точки пересечения их с кривой базового тока (точки 1, 2) соответствуют действительному режиму работы транзистора.

Из рисунка видно, что при больших сопротивлениях базы транзистор переходит в активный режим при положительном напряжении источника  $E_b$ . Для исключения этого явления при расчете входной цепи следует выполнять условие  $U_{R_b} = I_{к0}R_b \ll E_b$ . Аналогично при выборе сопротивления нагрузки коллекторной цепи должно выполняться условие  $U_{R_k} = I_{к0}R_k \ll E_k$ .

При выводе уравнений (9) - (14) предполагалось, что обратный ток является током насыщения. Но, более точно обратный ток состоит из тока насыщения, тока термогенерации, тока поверхностных утечек и тока, обусловленного процессом лавинного размножения носителей заряда. Поэтому реальная величина обратного тока значительно больше тока насыщения (для мощных транзисторов примерно на один-два порядка). Это приводит к уменьшению напряжения пробоя транзистора.

### Режим насыщения

На границе активного режима и режима насыщения падение напряжения на коллекторном переходе равно нулю ( $U_k = 0$ ). В этом случае из уравнений (7) и (8) можно получить

$$I_k = \alpha_n I_b = B I_b \quad (15)$$

где

$$B = \frac{\alpha_n}{1 - \alpha_n}$$

— статический коэффициент передачи тока транзистора в схеме с общим эмиттером на границе режима насыщения.

Коэффициент зависит  $B$  от тока коллектора; для большинства транзисторов он имеет максимальную величину при токе коллектора, составляющем от 5 до 20% от предельно допустимого значения, и уменьшается с возрастанием тока коллектора. На рис. 4, а приведена зависимость  $B = f(I_k)$  для транзисторов типа П217.

Минимальный ток базы, необходимый для перевода транзистора в режим насыщения,

$$I_{б.н} = I_{к.н} / B \quad (16)$$

На практике ток базы выбирают в несколько раз большим минимального значения  $I_{б.н}$ . Отношение данного тока базы  $I_b$  к току базы на границе режима насыщения  $I_{б.н}$  принято называть коэффициентом насыщения, или степенью насыщения:

$$\delta = I_{\text{б}} / I_{\text{б.н}} \quad (17)$$

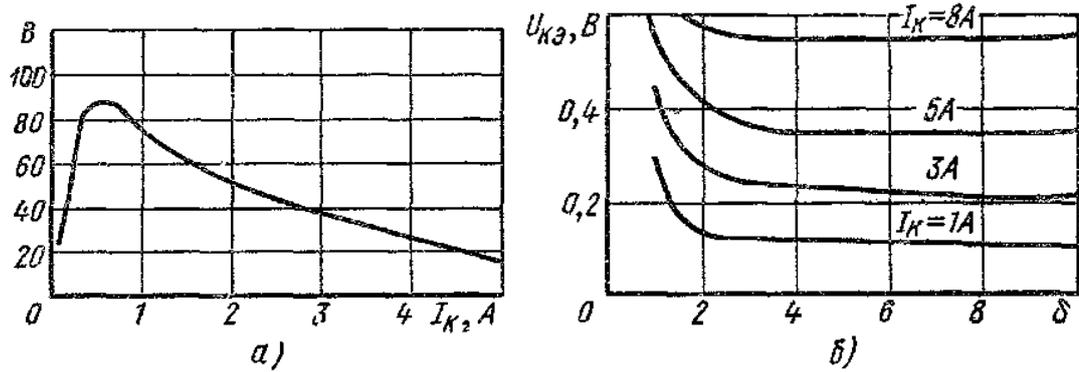


Рис. 4. Графики зависимости статического коэффициента усиления в схеме ОЭ от тока коллектора (а) и падений напряжения на открытом транзисторе от коэффициента насыщения (б)

Падение напряжения на транзисторе, находящемся в режиме насыщения:

$$U_{кэ} = \frac{kT}{q} \ln \frac{\alpha_{и} \left( 1 - \frac{I_{к}}{I_{б}} \cdot \frac{1 - \alpha_{и}}{\alpha_{и}} \right)}{1 + \frac{I_{к}}{I_{б}} (1 - \alpha_{и})} \quad (18)$$

При большем коэффициенте насыщения ( $I_{\text{б}} \rightarrow \infty$ )

$$U_{кэ} \rightarrow \frac{kT}{q} \ln \alpha_{и} \quad (19)$$

Следовательно, падение напряжения на открытом транзисторе уменьшается при увеличении базового тока, т. е. при повышении коэффициента насыщения. Зависимость  $U_{кэ} = f(\delta)$  иллюстрируется графиком, приведенным на рис. 4, б.

Для большинства транзисторов оптимальное значение коэффициента насыщения  $\delta = 2 - 7$ .

### Переходные процессы в транзисторах

При работе в ключевом режиме транзистор скачкообразно переходит из закрытого состояния в открытое (и наоборот). При этом рабочая точка перемещается по линии статической нагрузки из режима отсечки в режим насыщения через активный режим (и наоборот).

Длительность переходных процессов зависит от параметров транзистора в активном режиме и инерционности транзистора, обусловленной конечным временем пролета и рекомбинацией

неосновных носителей при движении их через область базы от эмиттера к коллектору.

Длительность переходных процессов, состоящая из времени включения  $t_{вкл}$  и времени выключения  $t_{выкл}$ , характеризует быстродействие транзистора и определяет величину потерь при переключении.

Временные диаграммы рис. 5 иллюстрируют переходные процессы в транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером при активной нагрузке.

В момент времени  $t_0$ , во входную цепь закрытого транзистора подается импульс тока  $I_{б1} = \text{const}$ , достаточный для перевода транзистора из режима отсечки (точка А на рис. 3, б) в режим насыщения (точка В на рис. 3, б).

### Время задержки включения

Через некоторый промежуток времени ( $t_0 — t_1$ ), называемый временем задержки  $t_3$ , на входе прибора возникает ток коллектора, возрастающий в течение временного интервала  $t_1 — t_4$ , который называется длительностью фронта  $t_f$ , до максимальной величины  $I_{к.н} = E_k/R_k$

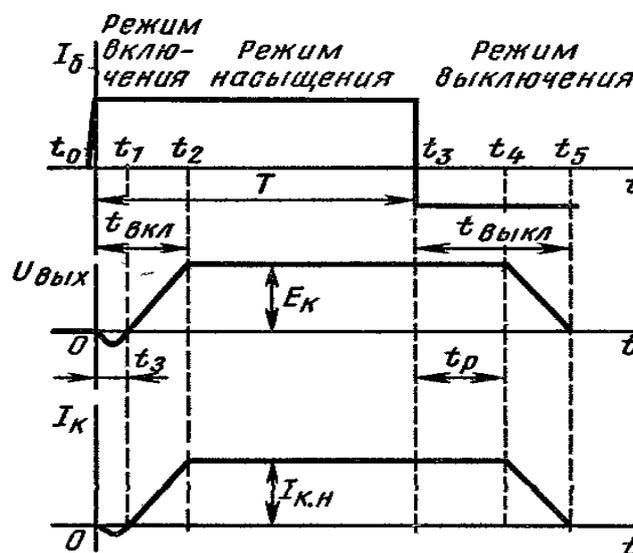


Рис. 5. Временные диаграммы переходных процессов в транзисторе

Время задержки зависит от скорости перезаряда статических емкостей эмиттерного и коллекторного переходов и определяется временем перехода рабочей точки из режима глубокой отсечки, задаваемого исходным запирающим сигналом входной цепи  $E_с$  к границе между режимом отсечки и активным режимом.

Если предположить, что сопротивление резистора  $R_K$  в цепи коллектора мало, то можно считать, что емкости переходов  $C_K$  и  $C_Э$  соединены параллельно. Время задержки в этом случае рассчитывают как время разряда емкостей  $C_K$  и  $C_Э$ :

$$t_3 = R_6 (C_Э + C_K) \ln \left( 1 + \frac{E_6 - I_{K0} R_6}{E_{61}} \right) \quad (20)$$

где  $E_{61}$  — э. д. с. источника отпирающего сигнала.

При достаточно сильном входном сигнале  $E_{61} \gg E_6 - I_{K0} R_6$

$$t_3 \approx \frac{(C_Э + C_K) (E_6 - I_{K0} E_6)}{I_{61}}, \quad (21)$$

где  $I_{61} = E_{61}/R_6$  — величина отпирающего импульса управления.

Если сопротивление резистора  $R_K$  имеет значительную величину, то время задержки определяется в основном временем разряда конденсатора  $C_Э$ . Поэтому при  $R_K \rightarrow \infty$  в выражениях (20) и (21) можно положить  $C_K = 0$ .

Следует отметить, что на этапе задержки происходит частичное прохождение входного сигнала на выход через емкость коллекторного перехода. Этим обусловлено наличие импульса напряжения обратной полярности на диаграмме, приведенной на рис. 5. Если входной отпирающий сигнал достаточно сильный, то величина обратного всплеска может быть соизмерима с амплитудой выходного сигнала.

Длительность фронта  $t_\Phi$  определяется параметрами транзистора в активном режиме и величиной нагрузки и может быть найдена из выражения

$$t_\Phi \approx \tau \ln \frac{I_{61}}{I_{61} - I_{K.н}/B}, \quad (22)$$

где  $\tau$  — время жизни неосновных носителей.

Из формулы (22) видно, что длительность фронта зависит от времени жизни  $\tau$  и коэффициента передачи  $B$  и уменьшается при увеличении отпирающего импульса управления  $I_{61}$ .

Полное время включения складывается из времени задержки и длительности фронта:

$$t_{\text{вкл}} = t_3 + t_\Phi \quad (23)$$

Токи транзистора, начиная с момента времени  $t_2$ , остаются практически неизменными.

В дальнейшем, заряд неосновных носителей в базовой области продолжает нарастать с постоянной времени  $\tau_n$  в течение короткого промежутка времени  $t_n = (2 - 3)\tau_n$  до некоторой установившейся величины. Однако этот процесс не оказывает влияния на токи внешней цепи. Постоянная времени нарастания приблизительно равна времени жизни носителей при инверсном включении.

### Время рассасывания (время выключения)

При подаче на вход запирающего импульса управления (момент времени  $t_3$ ) транзистор в течение промежутка времени  $t_3 - t_4$ , называемого временем рассасывания  $t_p$ , продолжает оставаться в режиме насыщения.

Это объясняется тем, что заряд неосновных носителей, накопленных в базе прибора, не может измениться скачком. Поэтому концентрации дырок у обоих переходов в течение промежутка времени  $t_p$  превышают равновесные значения и напряжения на переходах сохраняют небольшую положительную величину. Концентрация дырок у коллекторного перехода за время рассасывания  $t_p$  падает до нуля и в момент времени  $t_4$  транзистор переходит в активный режим. В дальнейшем за промежуток времени  $t_4 - t_5$  происходит процесс запираания транзистора, т. е. перевод его в режим отсечки.

Время рассасывания можно определить с помощью уравнения

$$t_p = \tau_n \ln \frac{I_{\beta 1} \left(1 - e^{-\frac{t_n}{\tau_n}}\right) - I_{\beta 2}}{I_{к. н./B} - I_{\beta 2}} \quad (24)$$

Где  $t_n$  — длительность запирающего импульса управления  $I_{\beta 2}$

Из выражения (24) видно, что время рассасывания уменьшается при увеличении запирающего импульса управления  $I_{\beta 2}$  и при уменьшении отпирающего импульса управления  $I_{\beta 1}$  (т. е. при снижении коэффициента насыщения).

Время запираания определяется параметрами транзистора в активном режиме и может быть найдено из уравнения

$$t_{\text{зап}} = \tau \ln \frac{I_{к. н./B} - I_{\beta 2}}{-I_{\beta 2}} \quad (25)$$

Полное время выключения является суммой времени рассасывания и времени запираания

$$t_{\text{выкл}} = t_p + t_{\text{зап}} \quad (26)$$

Следует отметить, что выражения для времени включения и выключения, приведенные в данном параграфе, справедливы в том случае, когда нагрузкой транзистора является омическое сопротивление и входной импульс тока имеет прямоугольную форму. При комплексной нагрузке и произвольной форме входного тока расчетные соотношения видоизменяются.

### Нагрузочная способность транзисторов

Нагрузочная способность транзистора ограничивается количеством тепла, которое он может передать в окружающую среду при максимально допустимой температуре полупроводникового элемента. Количество тепла зависит от мощности потерь в транзисторе, а также от способа и интенсивности охлаждения.

При работе транзистора в импульсном режиме полная мощность потерь равна

$$P = P_{\text{б,о}} + P_{\text{б,а}} + P_{\text{б,н}} + P_{\text{к,о}} + P_{\text{к,а}} + P_{\text{к,н}} \quad (27)$$

Где  $P_{\text{б,о}}$ ,  $P_{\text{б,а}}$ ,  $P_{\text{б,н}}$ ,  $P_{\text{к,о}}$ ,  $P_{\text{к,а}}$ ,  $P_{\text{к,н}}$  —соответственно мощности потерь в базе и в коллекторе в режиме отсечки, активном режиме и режиме насыщения.

Мощность потерь в базе в режиме отсечки и активном режиме примерно на 2÷3 порядка меньше остальных составляющих в формуле ( 27). Поэтому при расчетах эти потери обычно не учитывают.

Мощность потерь в коллекторе в режиме отсечки

$$P_{\text{к,о}} = U_{\text{к}} I_{\text{к0}} \quad (28)$$

где  $I_{\text{к0}}$  - ток закрытого транзистора, определяемый при максимально допустимой рабочей температуре.

Мощность потерь в режиме насыщения для коллекторной и базовой цепей определяется выражениями

$$P_{\text{к,н}} = U_{\text{кэ}} I_{\text{к}} \quad (29)$$

$$P_{\text{б,н}} = U_{\text{б}} I_{\text{б}} = U_{\text{б}} \frac{I_{\text{к}}}{\beta} \quad (30)$$

Мощность потерь, выделяющаяся в активном режиме, обусловлена кратковременным пребыванием транзистора в этом

режиме при переходе из режима отсечки в режим насыщения и обратно. Эти потери называют динамическими, или потерями переключения.

Энергия, теряемая при переключении,

$$W_{\text{пер}} \approx \int_0^{t_{\text{вкл}}} u_{\text{к}}(t) i_{\text{к}}(t) dt + \int_0^{t_{\text{выкл}}} u_{\text{к}}(t) i_{\text{к}}(t) dt \quad (31)$$

При работе транзистора на активную нагрузку и линейном изменении коллекторных тока и напряжения в процессе переключения

$$W_{\text{пер}} \approx \frac{U_{\text{кmax}} I_{\text{кmax}} (t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}})}{6} \quad (32)$$

где  $U_{\text{кmax}}$ ,  $I_{\text{кmax}}$  — максимальные значения коллекторных напряжения и тока транзистора.

Если обозначить максимальную мощность в нагрузке через  $P_{\text{нmax}} = U_{\text{кmax}} I_{\text{кmax}}$ , то мощность потерь в транзисторе при переключении с частотой  $f$  будет равна

$$P_{\text{к.з}} = P_{\text{нmax}} \frac{t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}}}{6} f \quad (33)$$

Из формулы (33) видно, что динамические потери возрастают при повышении частоты переключений. При работе транзистора на повышенных частотах эти потери соизмеримы и даже могут превысить остальные составляющие полной мощности потерь.

При сложном характере изменения тока и напряжения динамические потери определяют с помощью графо-аналитических методов решения уравнения (31).

Рассчитанная по выражению (27) мощность потерь позволяет при известном тепловом сопротивлении определить температуру полупроводникового элемента для данного способа охлаждения. Температура не должна превышать предельно допустимого значения для данного типа прибора, так как только в этом случае можно обеспечить стабильность электрических параметров транзистора, устойчивость и надежность его работы.

### **Эксплуатационные особенности силовых транзисторов**

Основные требования, предъявляемые к силовым транзисторам:

- 1) повышение допустимой мощности потерь;

- 2) повышение рабочего напряжения,
- 3) увеличение рабочего тока;
- 4) увеличение коэффициента передачи

Для повышения допустимой мощности потерь необходимо, чтобы полупроводниковый элемент допускал нагрев до достаточно высоких температур и обладал минимальным тепловым сопротивлением. Повышение рабочей температуры связано с физическими свойствами применяемого полупроводника. С этой точки зрения более приемлемыми материалами для силовых транзисторов являются арсенид галлия и карбид кремния, имеющие большую ширину запрещенной зоны, чем кремний и германий.

Снижения теплового сопротивления добиваются выбором оптимальной конструкции прибора и охладителя, а также мероприятиями, направленными на исключение неравномерного распределения тока по площади полупроводникового элемента.

Величина рабочего напряжения силового транзистора определяется пробивным напряжением коллекторного перехода. В высоковольтных транзисторах используют полупроводники с повышенным удельным сопротивлением.

Однако чрезмерное увеличение удельного сопротивления исходного полупроводника в сплавных приборах (для кремниевых сплавных транзисторов n-p-n -типа более 30 -- 70 Ом • см) приводит к уменьшению напряжения смыкания. Эффект смыкания заключается в том, что при повышении приложенного напряжения область объемного заряда обратного коллекторного перехода расширяется и при определенных напряжениях ее граница может достичь эмиттерного перехода. В результате резко падает входное сопротивление и теряются усилительные свойства транзистора.

На величину рабочего напряжения оказывают существенное влияние свойства коллекторного p- n-перехода. Наличие неоднородностей и дефектов в объеме p-n-перехода, а также загрязнений на его поверхности приводят к снижению рабочего напряжения.

Рабочий ток транзистора ограничивается допустимой мощностью потерь, которая в силовых транзисторах определяется главным образом сопротивлением насыщения, т. е. сопротивлением промежутка коллектор—эмиттер открытого транзистора при

заданном коллекторном токе и сравнительно большом коэффициенте насыщения ( $\delta=2\div 7$ ).

В сплавных транзисторах с высоким входным сопротивлением сопротивление насыщения

$$r_{\text{нас}} = U_{\text{к}}/I_{\text{к}} \approx r_{\text{б}}/B$$

Если входное сопротивление транзистора мало, то сопротивление насыщения имеет небольшую величину и при низких, а также средних уровнях инжекции падение напряжения на открытом транзисторе состоит из разности напряжений на эмиттерном и коллекторном переходах:

$$U_{\text{кэ}} \approx \frac{kT}{q} \ln \frac{\alpha \left( 1 - \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{б}}} \cdot \frac{1 - \alpha_{\text{н}}}{\alpha_{\text{п}}} \right)}{1 + \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{б}}} (1 - \alpha_{\text{п}})}$$

Для транзистора, находящегося в режиме глубокого насыщения

$$(I_{\text{б}} \rightarrow \infty)$$

$$U_{\text{кэ}} \rightarrow \frac{kT}{q} \ln \alpha_{\text{п}}$$

При высоких уровнях инжекции наблюдается влияние поля дрейфа основных носителей в базе на токи неосновных носителей. Вызываемое этим полем падение напряжения для транзисторов р-п-р - типа

$$U_{\text{б}} = \frac{kT}{q} \ln \frac{\rho_{\text{б}} + N_{\text{б}}}{\rho_{\text{в}} + N_{\text{б}}}$$

где  $N_{\text{б}}$ — концентрация донорных примесей в базе;  $\rho_{\text{б}}$ ,  $\rho_{\text{в}}$ — концентрации дырок.

Кроме того, высокий уровень инжекции связан со значительным базовым током  $I_{\text{б}}$ , Поэтому даже при малом входном сопротивлении силового транзистора падение напряжения в базовой области между границей эмиттерного перехода и базовым контактом будет значительным. Это приводит к снижению напряжения обратного смещения периферийных областей коллекторного перехода, в результате чего они оказываются смещенными в прямом направлении и коллектор начинает инжектировать неосновные носители в базу. В результате ток коллектора уменьшается.

Это проявляется на выходных вольт-амперных характеристиках транзисторов в виде эффекта «кажущегося» высокого сопротивления насыщения (рис. 6, б). Здесь применен термин «кажущееся» сопротивление вследствие того, что оно не определяется свойствами транзисторной структуры на участке между коллектором и эмиттером.

Аналогичный эффект «кажущегося» высокого сопротивления насыщения будет возникать при больших входных сопротивлениях силовых транзисторов и низких или средних уровнях инжекции.

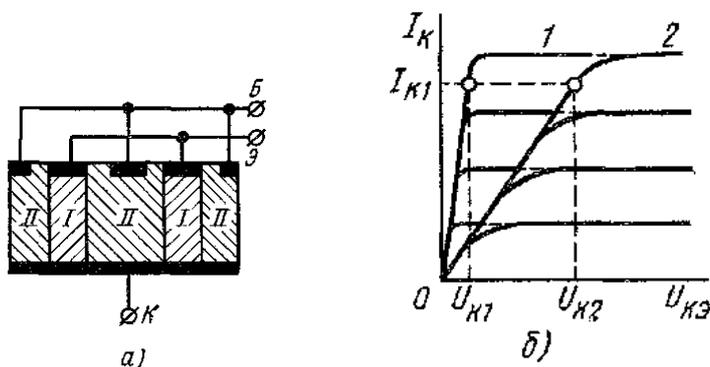


Рис. 6. Структурная схема силового транзистора (а) и его выходные вольт-амперные характеристики при низких (1) и высоких (2) базовых сопротивлениях (б)

При высоких значениях эмиттерного и коллекторного токов следует также учитывать падение напряжения на эмиттере и коллекторе, контактах и выводах.

Таким образом, падение напряжения на силовом транзисторе в режиме насыщения состоит из алгебраической суммы падений напряжения на р-п-переходах, базовой области, эмиттерной и коллекторной областях, контактах и выводах. Следовательно, для снижения падения напряжения на открытом транзисторе необходимо уменьшать падения напряжения на каждой области прибора.

Основной вклад в напряжение насыщения вносят падения напряжения на областях активной I и пассивной II базы прибора (сопротивление пассивной области базы фактически является сопротивлением  $R_b$ ). Для уменьшения сопротивления базовых областей стремятся к тому, чтобы диаметры коллектора и эмиттера

были близкими, а также применяют легирование пассивной базы со стороны эмиттера (рис 6, а).

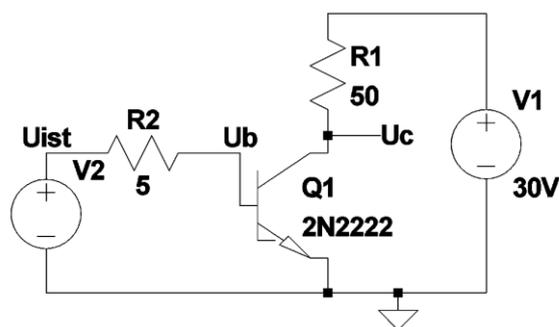
Следует отметить, что одновременное выполнение всех требований, предъявляемых к силовым транзисторам, невозможно, так как улучшение одних параметров зачастую приводит к ухудшению других.

### **Задание на проведение работы**

1. Изучить раздел курса "Ключевой режим работы биполярного транзистора".
2. Записать паспортные данные исследуемого транзистора из справочника, зарисовать схему расположения выводов.
3. Провести исследование «Переходные процессы в биполярном транзисторном ключе», используя моделирование или физический экспериментальный прибор.
4. Ввести экспериментальные данные в ЭВМ, получить таблицу с результатами и графики зависимостей.
5. Построить временные диаграммы базовых и коллекторных напряжений при наблюдении переходных процессов в биполярном транзисторном ключе.
6. Найти основные временные параметры переходного процесса – времена включения и выключения.
7. Проанализировать полученные результаты и сравнить их со справочными.
8. Проанализировать влияние величин базовых и коллекторных токов на времена включения и выключения.

### **Методические указания**

1. При использовании для изучения ВАХ программ моделирования (например, программа LTspice IV) используется схема рис. 7.
2. Независимые источники тока или напряжения при моделировании подбираются, исходя из удобства представления графических результатов моделирования (Рис. 7).
3. При снятии ВАХ любыми методами не следует превышать справочные предельно допустимые значения токов и напряжений полупроводникового прибора. При физическом моделировании это приведет к повреждению полупроводникового прибора, а при виртуальном моделировании – к резкому ухудшению точности вычислений и неадекватности результатов.



```

PULSE( 0 2 0 1n 1n 200n 400n 2)
.tran 0 800n 7n 10p
.model 2N2222 NPN(IS=1E-14 VAF=100
+ BF=200 IKF=0.3 XTB=1.5 BR=3
+ CJC=8E-12 CJE=25E-12 TR=100E-9 TF=400E-12
+ ITF=1 VTF=2 XTF=3 RB=10 RC=.3 RE=.2 Vceo=30 Icrating=800m

```

Рис. 7 - Схема для изучения динамических характеристик транзистора 2N2222 в программе LTspice IV

### Контрольные вопросы

1. Поясните принцип работы биполярного транзистора в ключевом режиме.
2. Что такое насыщение биполярного транзистора?
3. Дайте определение динамическому параметру – время нарастания;
4. Дайте определение динамическому параметру – время спада;
5. Дайте определение динамическому параметру – длительность включения;
6. Дайте определение динамическому параметру – длительность выключения.
7. Какой параметр транзистора определяется временем жизни неосновных носителей тока?
8. Объясните процессы накопления и рассасывания неосновных носителей заряда в базе транзистора
9. Какова роль времени жизни неосновных носителей заряда в базе на время включения транзистора?
10. Какова роль времени жизни неосновных носителей заряда в базе на время выключения транзистора?
11. Как влияет емкость Миллера на усилительные свойства биполярного транзистора ?
12. От каких режимных параметров зависит время выключения?

## Лабораторная работа №8. Исследование статических характеристик МДП транзистора

**Цель работы:** Исследование статических характеристик полевого транзистора с индуцированным каналом n-типа.

### Краткая теория

Полевой транзистор с изолированным затвором (МДП-транзистор) – это полевой транзистор, затвор которого отделен в электрическом отношении от канала слоем диэлектрика.

МДП-транзисторы (металл-диэлектрик-полупроводник) выполняются из кремния. В качестве диэлектрика используют окисел кремния  $\text{SiO}_2$ . отсюда другое название этих транзисторов – МОП - транзисторы (структура: металл-окисел-полупроводник). Наличие диэлектрика обеспечивает высокое входное сопротивление рассматриваемых транзисторов ( $10^{12}$ - $10^{14}$  Ом).

Принцип действия МДП-транзисторов основан на эффекте изменения проводимости приповерхностного слоя полупроводника на границе с диэлектриком под воздействием поперечного электрического поля. Приповерхностный слой полупроводника является токопроводящим каналом этих транзисторов. МДП-транзисторы выполняются двух типов – со встроенным и с индуцированным каналом.

Конструкция МДП-транзистора с индуцированным каналом n-типа показана на рис. 1 (а).

Канал проводимости тока здесь специально не создается, а образуется (индуцируется) благодаря притоку электронов из полупроводниковой пластины (подложки) в случае приложения к затвору напряжения положительной полярности относительно истока. При отсутствии этого напряжения канала нет, между истоком и стоком n-типа расположен только кристалл p-типа и на одном из p-n переходов получается обратное напряжение. В этом состоянии сопротивление между истоком и стоком очень велико, т.е. транзистор заперт.

Но если подать на затвор положительное напряжение, то под влиянием поля затвора электроны будут перемещаться из областей истока и стока и из p-области (подложки) по направлению к затвору. Когда напряжение затвора превысит некоторое отпирающее, или пороговое, значение  $U_{зи\text{пор}}$ , то в приповерхностном слое концентрация электронов превысит концентрацию дырок, и в этом

слое произойдет инверсия типа электропроводности, т.е. индуцируется токопроводящий канал n-типа, соединяющий области истока и стока, и транзистор начинает проводить ток. Чем больше положительное напряжение затвора, тем больше проводимость канала и ток стока. Таким образом, транзистор с индуцированным каналом может работать только в режиме обогащения.

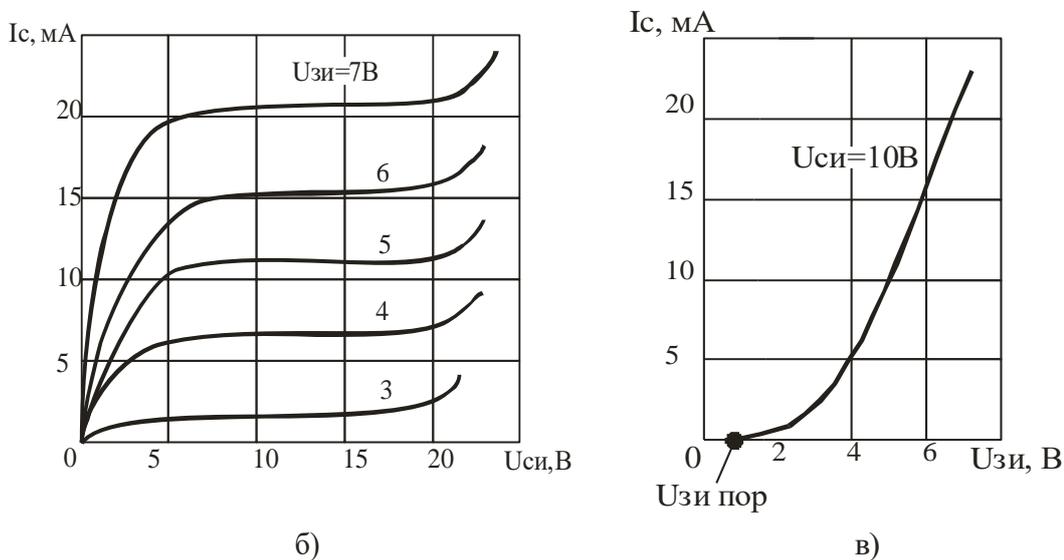
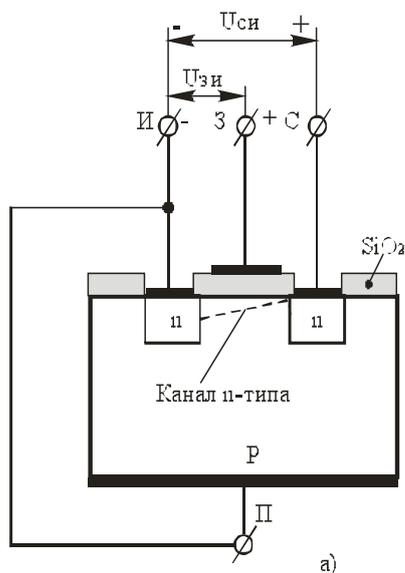


Рис. 1. Конструкция МДП-транзистора с индуцированным каналом n-типа (а); семейство его стоковых характеристик (б); стоко-затворная характеристика (в)

**Статические характеристики.** Рассмотрим влияние тока на структуру канала. Если напряжение  $U_{си} = 0$ , то поверхность полупроводника эквипотенциальная, поле в диэлектрике

однородное и толщина образовавшегося канала одинакова на всем протяжении. При небольших значениях напряжения  $U_{си}$  ток в цепи стока возрастает практически линейно (крутая область зависимости). При дальнейшем увеличении этого напряжения надо учитывать, что потенциал поверхности возрастает от истока к стоку. Значит, разность потенциалов между затвором и поверхностью в направлении стока уменьшается. Соответственно уменьшается напряженность поля в диэлектрике и удельный заряд электронов в канале. Поэтому сечение канала вблизи области стока сужается, т.е. инверсионный слой или канал почти исчезает и ток стока стремится к постоянной величине, не зависящей от напряжения на стоке.

При некотором критическом напряжении на стоке, которое называют **напряжением насыщения**, разность потенциалов между затвором и поверхностью в области стока делается равной нулю. Одновременно в этой точке делаются равными нулю напряженность поля в диэлектрике и удельный заряд носителей в канале. Образуется так называемая *горловина канала*.

Напряжение насыщения имеет вид:

$$U_{си}^{нас} = U_{зи} - U_{пор}$$

При напряжениях  $U_{си} > U^{нас}$  происходит только укорочение канала; а потенциал “горловины” в области стока сохраняет значение  $U^{нас}$ , которое было в начале насыщения. После образования горловины канала ток в рабочей цепи практически перестает зависеть от напряжения на стоке – наступает **насыщение тока** (откуда и название напряжения  $U^{нас}$ ), т.е. **напряжения насыщения** - это напряжение между стоком и истоком, при котором ток в цепи стока практически перестает изменяться (насыщается).

При дальнейшем увеличении напряжения сток-исток начинается резкий рост тока, связанный с пробоем транзистора.

### Основные статические параметры транзистора

- напряжение отсечки  $U_{зиотс}$ ;
- внутреннее (выходное) сопротивление  $r_i$  – представляет собой сопротивление транзистора между стоком и истоком

(сопротивление канала) для переменного тока:  $r_i = \frac{\Delta U_{си}}{\Delta I_c}$  при  $U_{зи} = \text{const}$ ;

- крутизна стоко-затворной характеристики:  $S = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{зи}}$  при  $U_{си} = \text{const}$ , отображает влияние напряжения затвора на выходной ток транзистора.

### Задание

1. Записать паспортные данные исследуемого транзистора из справочника, зарисовать схему расположения выводов.
2. Измерить семейство стоковых характеристик МДП полевого транзистора, используя моделирование или физический экспериментальный прибор.
3. Измерить стоко-затворную характеристику МДП полевого транзистора  $I_c = f(U_{зи})$  при  $U_{си} = 18 \text{ В}$ , используя моделирование или физический экспериментальный прибор.
4. Ввести экспериментальные данные в ЭВМ, получить таблицу с результатами и графики зависимостей.
5. Построить график стоковых характеристик полевого транзистора  $I_c = f(U_{си})$  при нескольких значениях  $U_{зи}$ , охватывающих рабочий диапазон токов стока.
6. Построить график стоко-затворных характеристик полевого транзистора  $I_c = f(U_{зи})$  при  $U_{си} = 18 \text{ В}$ .
7. Определить по характеристикам величины  $r_i$  и  $S$ .
8. Проанализировать полученные результаты и сравнить их со справочными.

### Методические указания

1. Для экспериментального изучения полевых МДП транзисторов обычно используется схема, показанная на рис. 2.
2. При использовании для изучения ВАХ программ моделирования (например, программа LTspice IV), используются аналогичные схемы, (Рис. 3, 4).
3. Независимые источники тока или напряжения при моделировании подбираются, исходя из удобства представления графических результатов моделирования (Рис. 3, 4).
4. При снятии ВАХ любыми методами не следует превышать справочные предельно допустимые значения токов и напряжений полупроводникового прибора. При физическом моделировании это приведет к повреждению полупроводникового прибора, а при виртуальном моделировании – к резкому ухудшению точности вычислений и неадекватности результатов.

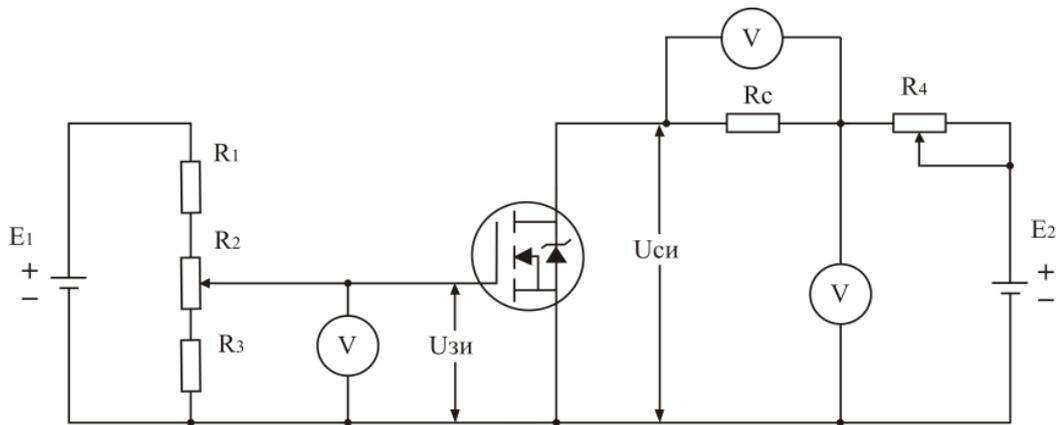
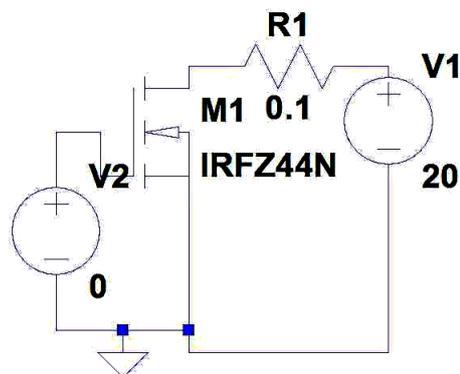
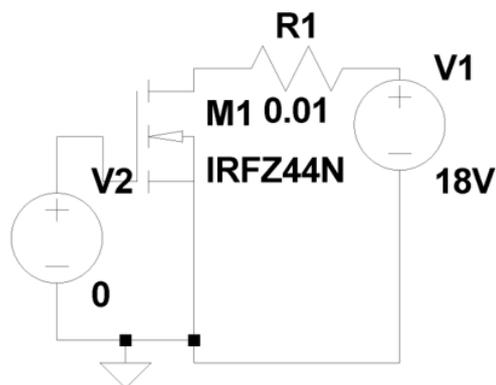


Рис. 2. Физическая схема для исследования статических характеристик МДП транзисторов.



```
.dc V1 0 20 0.001 .step v2 2 5 0.1
.model IRFZ44N VDMOS(Rg=1.94 Vto=4 Rd=5.0m Rs=0.0m
+ Rb=6.8m Kp=19 Cgdmax=2.0n Cgdmin=0.08n Cgs=1.4n Cjo=0.9n Is=1.5p tt=63n
+ Vds=55 Ron=13.9m Qg=63n)
```

Рис. 3. Схема для изучения семейства стоковых характеристик МДП полевого транзистора IRFZ44N (выходной ВАХ) в программе LTspice



```
.dc V2 3 6 0.01
.model IRFZ44N VDMOS(Rg=1.94 Vto=4 Rd=5.0m Rs=0.0m
+ Rb=6.8m Kp=19 Cgdmax=2.0n Cgdmin=0.08n Cgs=1.4n Cjo=0.9n Is=1.5p tt=63n
+ Vds=55 Ron=13.9m Qg=63n)
```

Рис. 4. Схема для изучения стоко-затворной характеристики МДП полевого транзистора IRFZ44N в программе LTspice

## Контрольные вопросы

1. Какие основные типы полевых транзисторов вы знаете?
2. Опишите принципы работы полевого транзистора с р-n переходом?
3. В чем качественно отличается полевой транзистор от биполярного?
4. Объясните устройство полевого транзистора с индуцированным каналом.
5. Поясните принцип работы МДП-транзистора с индуцированным каналом.
6. Объясните стоковую характеристику МДП-транзистора с индуцированным каналом.
7. Объясните стоко-затворную характеристику МДП-транзистора с индуцированным каналом.

### Лабораторная работа №9. Исследование динамических характеристик МДП транзистора

**Цель работы:** Исследование динамических характеристик МДП транзистора.

#### Краткая теория

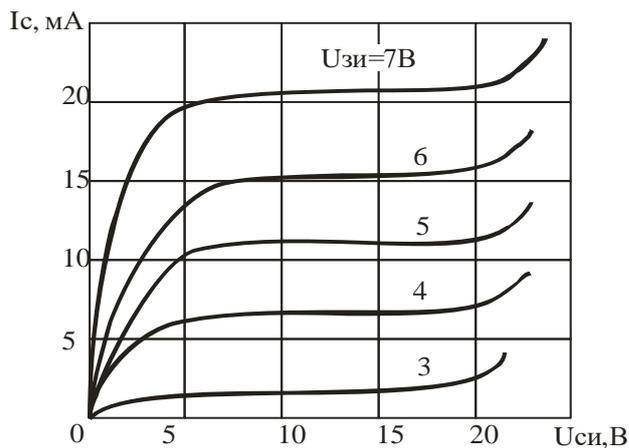
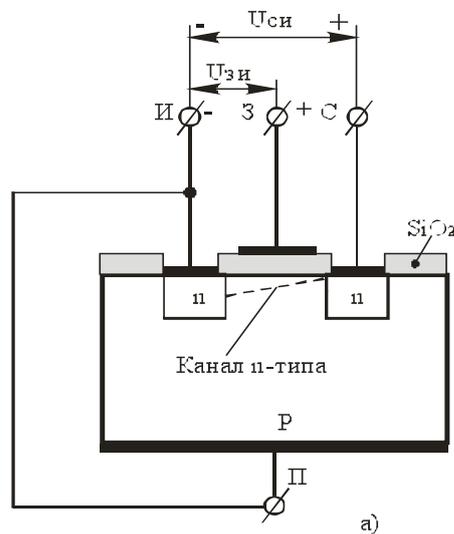
Полевой транзистор с изолированным затвором (МДП-транзистор) – это полевой транзистор, затвор которого отделен в электрическом отношении от канала слоем диэлектрика.

Принцип действия МДП-транзисторов основан на эффекте изменения проводимости приповерхностного слоя полупроводника на границе с диэлектриком под воздействием поперечного электрического поля.

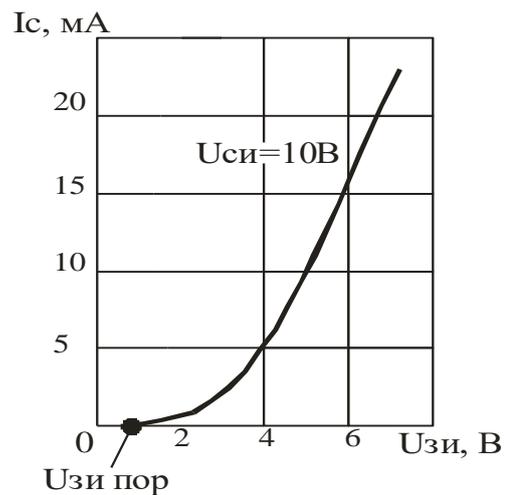
Конструкция МДП-транзистора с индуцированным каналом n-типа показана на рис. 1 (а). Канал проводимости тока здесь специально не создается, а образуется (индуцируется) благодаря притоку электронов из полупроводниковой пластины (подложки) в случае приложения к затвору напряжения положительной полярности относительно истока. При отсутствии этого напряжения канала нет, между истоком и стоком n-типа расположен только кристалл р-типа и на одном из р-n переходов получается обратное

напряжение. В этом состоянии сопротивление между истоком и стоком очень велико, т.е. транзистор заперт.

Но если подать на затвор положительное напряжение, то под влиянием поля затвора электроны будут перемещаться из областей истока и стока и из р-области (подложки) по направлению к затвору.



б)



в)

Рис. 1. Конструкция МДП-транзистора с индуцированным каналом n-типа (а); семейство его стоковых характеристик (б); стоко-затворная характеристика (в)

Когда напряжение затвора превысит некоторое отпирающее, или пороговое, значение  $U_{зи\text{пор}}$ , то в приповерхностном слое концентрация электронов превысит концентрацию дырок, и в этом слое произойдет инверсия типа электропроводности, т.е. индуцируется токопроводящий канал n-типа, соединяющий области истока и стока, и транзистор начинает проводить ток. Чем больше положительное напряжение затвора, тем больше проводимость

канала и ток стока. Таким образом, транзистор с индуцированным каналом может работать только в режиме обогащения.

**Статические характеристики.** Рассмотрим влияние тока на структуру канала. Если напряжение  $U_{си}=0$ , то поверхность полупроводника эквипотенциальная, поле в диэлектрике однородное и толщина образовавшегося канала одинакова на всем протяжении. При небольших значениях напряжения  $U_{си}$  ток в цепи стока возрастает практически линейно (крутая область зависимости). При дальнейшем увеличении этого напряжения надо учитывать, что потенциал поверхности возрастает от истока к стоку. Значит, разность потенциалов между затвором и поверхностью в направлении стока уменьшается. Соответственно уменьшается напряженность поля в диэлектрике и удельный заряд электронов в канале. Поэтому сечение канала вблизи области стока сужается, т.е. инверсионный слой или канал почти исчезает и ток стока стремится к постоянной величине, не зависящей от напряжения на стоке. При некотором критическом напряжении на стоке, которое называют **напряжением насыщения**, разность потенциалов между затвором и поверхностью в области стока делается равной нулю. Одновременно в этой точке делаются равными нулю напряженность поля в диэлектрике и удельный заряд носителей в канале.

Образуется так называемая *горловина канала*. Напряжение насыщения имеет вид:  $U_{си}^{нас}=U_{зи}-U_{пор}$ . При напряжениях  $U_{си}>U^{нас}$  происходит только укорочение канала; а потенциал “горловины” в области стока сохраняет значение  $U^{нас}$ , которое было в начале насыщения. После образования горловины канала ток в рабочей цепи практически перестает зависеть от напряжения на стоке – наступает **насыщение тока** (откуда и название напряжения  $U^{нас}$ ), т.е. **напряжения насыщения** - это напряжение между стоком и истоком, при котором ток в цепи стока практически перестает изменяться (насыщается). Статические характеристики МДП-транзисторов представлены на рис.1.б,в.

### **Динамические (временные) характеристики МДП транзисторов**

Значения временных характеристик для МДП транзисторов, приведенные в документации, всегда определяются с помощью стандартизованных измерительных схем с резистивной нагрузкой. Одна из таких схем изображена на рис. 2. На рис.3. представлены

осциллограммы напряжений для МДП-транзисторов, где показаны временные характеристики.

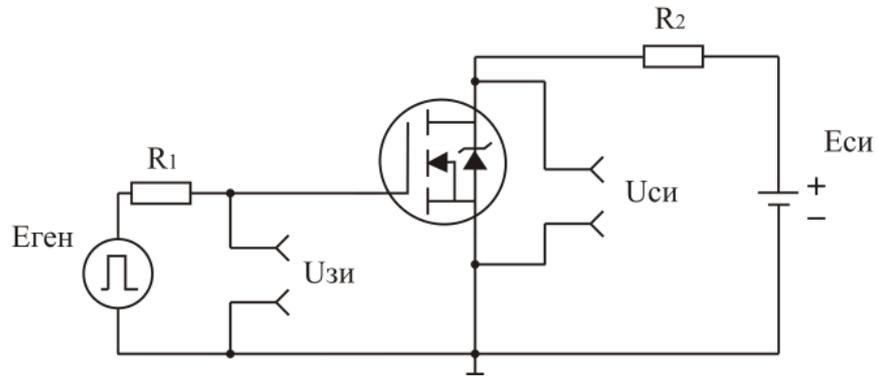


Рис. 2. Схема для исследования динамических характеристик

### Динамические (временные) параметры МДП транзисторов:

- $t_{\text{зад.вкл.}} (t_{d(\text{on})})$  – длительность задержки включения;
- $t_{\text{зад.выкл.}} (t_{d(\text{off})})$  – длительность задержки выключения;
- $t_{\text{н}} (t_r)$  – время нарастания;
- $t_{\text{с}} (t_f)$  – время спада;
- $t_{\text{вкл.}} (t_{\text{оп}}) = t_{\text{зад.вкл.}} + t_{\text{н}}$  – длительность включения;
- $t_{\text{выкл.}} (t_{\text{оф}}) = t_{\text{зад.выкл.}} + t_{\text{с}}$  – длительность выключения.

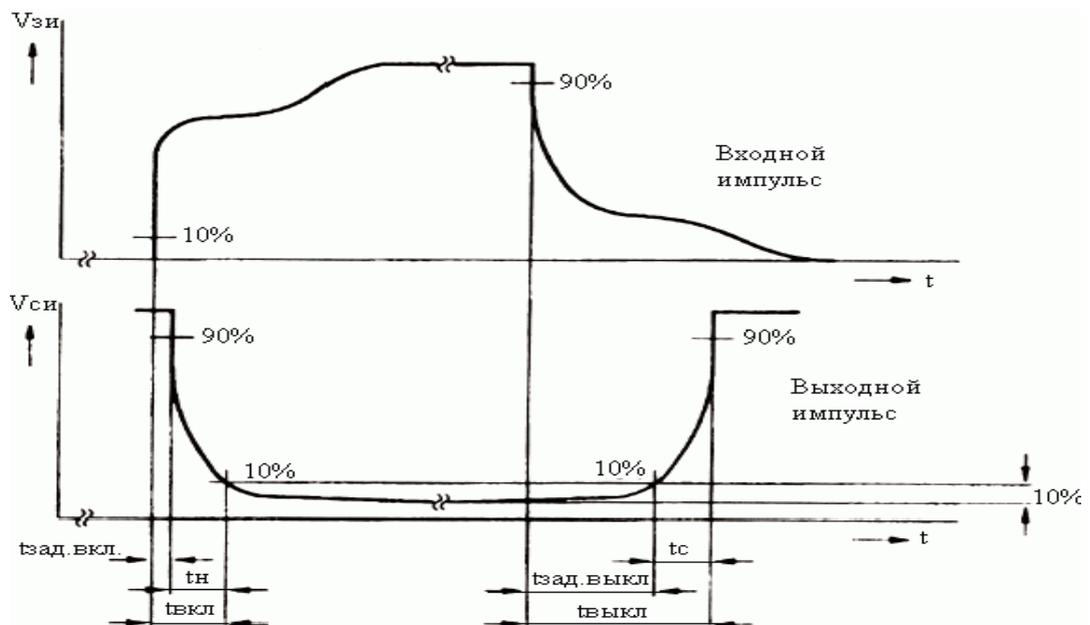


Рис. 3. Типичная характеристика напряжения затвор-исток  $U_{зи}$  и напряжения сток-исток  $U_{си}$  с указанием времен включения/выключения транзистора

Как показано на рис.3 временные характеристики, приводимые в документации на МДП-транзисторы, определяются для омической нагрузки с привязкой к изменению во времени напряжения затвористок в процессе включения/выключения. На практике характеристики тока и напряжения могут существенно отличаться от приведенных на рис.4, в частности для активно-индуктивной нагрузки.

**Реальный ключевой режим работы МДП транзистора** Для уточнения влияния динамических характеристик, нужно рассмотреть его поведение в ключевом режиме. Для лучшего понимания фундаментальных процессов, временно пренебрежем внутренними паразитными индуктивностями; их влияние можно проанализировать отдельно.

Кроме того, описание работы будет относиться к работе на задемпфированную индуктивную нагрузку, поскольку такой режим работы полевого транзистора наиболее характерен для источников питания.

Простейшая модель транзистора в ключевом режиме с индуктивной нагрузкой приведена на рис. 4, где индуктивность представлена как источник постоянного тока - в течении короткого времени переключения изменением тока в индуктивности можно пренебречь. Диод образует путь прохождения тока, когда полевой транзистор выключен, и притягивает вывод стока к выходному напряжению (изображено как батарея).

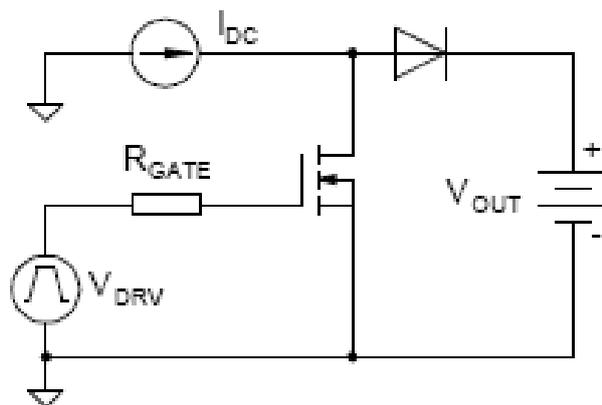


Рис. 4. Модель ключевого режима с индуктивной нагрузкой

**Процесс включения** Как показано на рис. 5, процесс включения полевого транзистора может быть разбит на четыре временных интервала.

На первом интервале заряжается входная емкость транзистора от 0В до  $V_{TH}$ . В течении этого периода большинство затворного тока идет на заряд конденсатора  $C_{GS}$ , и небольшой ток течет через конденсатор  $C_{GD}$  (напряжение на затворе увеличивается и напряжение на  $C_{GD}$  слегка уменьшается). Этот интервал известен как задержка включения, поскольку не изменяется ни ток через транзистор, ни напряжение на нем.

Как только напряжение на затворе достигает порогового уровня, транзистор начинает проводить ток.

На втором интервале входное напряжение возрастает от  $V_{TH}$  до уровня плато Миллера,  $V_{GS,Miller}$ . Это чисто линейный режим работы транзистора - выходной ток прямо пропорционален входному напряжению. На стороне затвора, как и в первом интервале, ток течет через  $C_{GS}$  и  $C_{GD}$ , на выходе через транзистор начинает протекать ток, а напряжение на стоке остается неизменным на уровне  $V_{DS,off}$ . Этот эффект становится понятен, если взглянуть на схему на рис. 6. Транзистор еще не способен пропустить ток, достаточный для снижения напряжения на его стоке до уровня запирающего диода, и через его открытый переход напряжение на стоке зафиксировано на уровне входного напряжения.

Третий период начинается, когда напряжение на затворе достигает величины  $V_{GS,Miller}$ , достаточной для начала прохождения тока через транзистор, и выходной диод закрывается. Соответственно, напряжение на стоке начинает падать, но напряжение на затворе остается постоянным. Этот процесс и образует плато Миллера на диаграмме включения полевого транзистора. Весь ток, на который способен драйвер, идет на перезаряд емкости  $C_{GD}$  для обеспечения максимально быстрого изменения напряжения сток-исток. Ток через транзистор теперь остается постоянным и ограничен внешними элементами схемы, в нашем случае величиной  $I_{DC}$ .

Последний интервал процесса включения полевого транзистора характеризуется максимальным уменьшением сопротивления канала из-за дальнейшего увеличения управляющего напряжения. Напряжение на затворе увеличивается от  $V_{GS,Miller}$  до своего максимального значения  $V_{RDV}$ , и весь входной ток идет на дальнейший заряд  $C_{GS}$  и перезаряд  $C_{GD}$ . Выходной ток при этом

остается неизменным, а напряжение сток-исток немного уменьшается, поскольку уменьшается сопротивление канала.

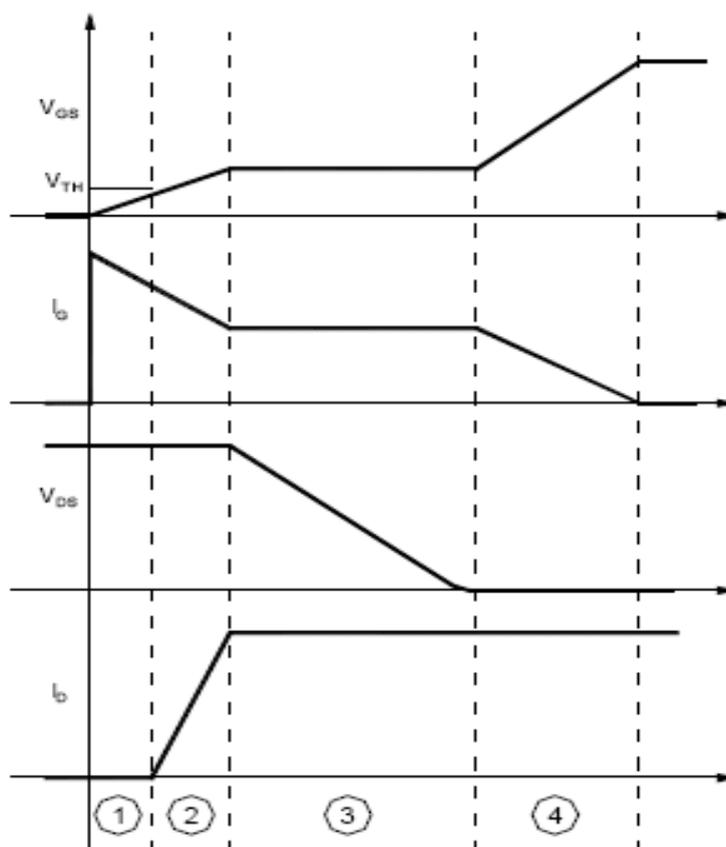
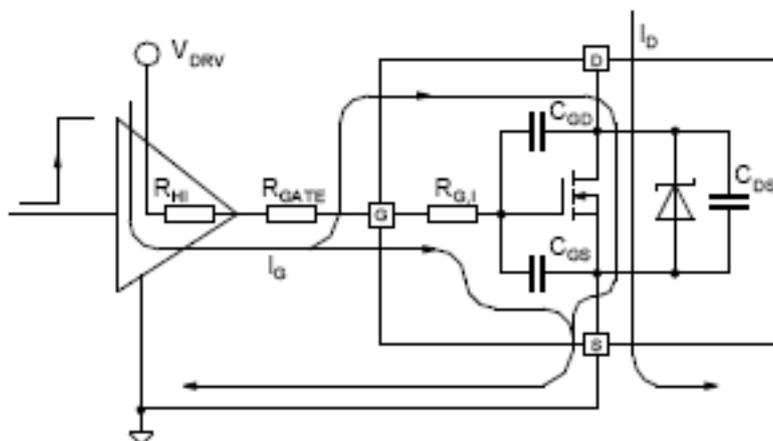


Рис. 5. Процесс включения транзистора

### Процесс выключения

Процесс выключения полевого транзистора, представленный на рис. 6, можно разбить на те же самые четыре шага, что и процесс включения, но только в обратном порядке. Перед началом процесса транзистор пропускает через себя весь ток нагрузки, в нашем

примере  $I_{DC}$ , и напряжение на нем определяется падением от тока нагрузки на сопротивлении открытого канала  $R_{DC(on)}$ .

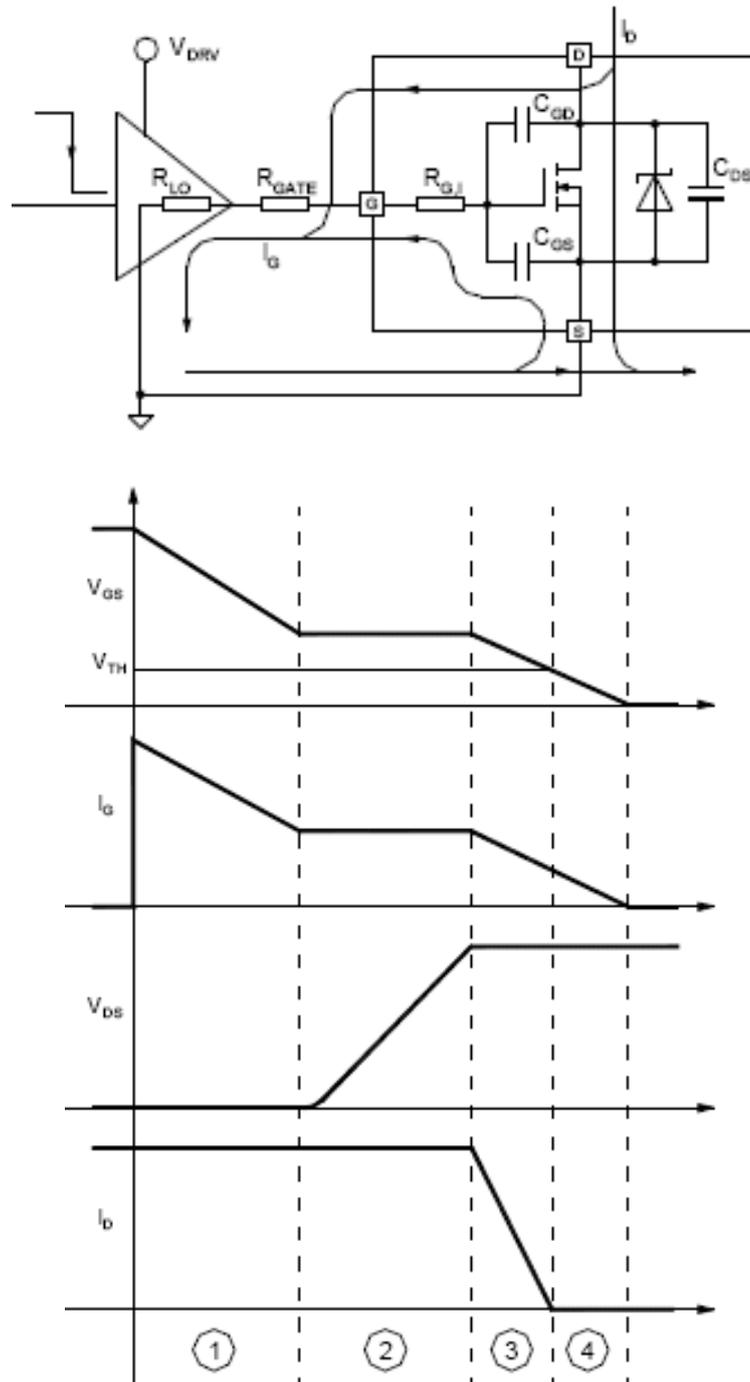


Рис. 6. Процесс выключения транзистора

Первый интервал, известный как задержкой выключения, характеризуется разрядом входной емкости транзистора  $C_{ISS}$  с начального уровня до уровня плато Миллера. Ток драйвера протекает через паразитные конденсаторы  $C_{GS}$  и  $C_{GD}$ . Ток через транзистор остается неизменным, а напряжение сток-исток слегка увеличивается (из-за увеличения сопротивления открытого канала).

Во время второго интервала, относящемуся к плато Миллера на диаграмме, напряжение сток-исток транзистора увеличивается со значения  $I_D \cdot R_{DS(on)}$  до максимального значения. В нашем случае до уровня выходного напряжения, после чего открывается демпфирующий диод. Весь ток драйвера идет на перезаряд конденсатора  $C_{GD}$ , поскольку напряжение на затворе остается постоянным, а напряжение на стоке возрастает. Также этот ток протекает через конденсатор фильтра на  $V_{DRV}$ , и вычитается из тока стока. Общий ток стока равен току нагрузки, в нашем примере  $I_{DC}$  на рис. 6.

Третий интервал начинается с момента открывания диода и образования альтернативного пути для тока нагрузки. Напряжение на затворе падает от  $V_{GS,Miller}$  до  $V_{TH}$ , и основной ток драйвера идет на разряд емкости  $C_{GS}$ , поскольку  $C_{GD}$  оказался практически полностью перезаряженным в течение предыдущего периода. Транзистор находится в линейном режиме, и уменьшение напряжения исток-затвор приводит к уменьшению тока стока, который падает практически до нуля в конце интервала.

Напряжение на стоке транзистора остается постоянным, "привязанным" через открытый диод к выходному напряжению.

Последний, четвертый, период характеризуется неизменными напряжением и током через транзистор. Входная емкость его (как и в предыдущем периоде в основном образованная конденсатором  $C_{GS}$ ) продолжает разряжаться до нуля.

Резюмируя, можно сказать, что процессы переключения полевого транзистора между полностью открытым и полностью закрытым состояниями можно разбить на четыре интервала, и их продолжительность зависит от величин паразитных элементов, тока драйвера и от напряжения на транзисторе. Все эти параметры чрезвычайно важны при разработке высокоскоростных переключающих устройств.

Времена задержек включения и выключения, времена спада и нарастания напряжения обычно приводятся в спецификациях на полевые транзисторы. К сожалению, эти величины даются для конкретных условий тестирования и при резистивной нагрузке, что весьма затрудняет сравнение полевых транзисторов различных производителей. К тому же на практике, особенно при реальной индуктивной нагрузке, ключевые свойства транзисторов значительно отличаются от заявленных в спецификациях.

## Потери переключения

Неизбежные потери при переключении полевого транзистора можно разделить на две категории.

Первый, более простой механизм потерь - это потери в управляющей цепи. Как описано выше, при переключении полевого транзистора происходит перезаряд его входной емкости  $C_{ISS}$ , и величина заряда, необходимая для изменения напряжения затвора от нуля до  $V_{DRV}$ , приводится в спецификациях как зависимость от напряжения затвор-исток. Пример такой зависимости приведен на рис. 7.

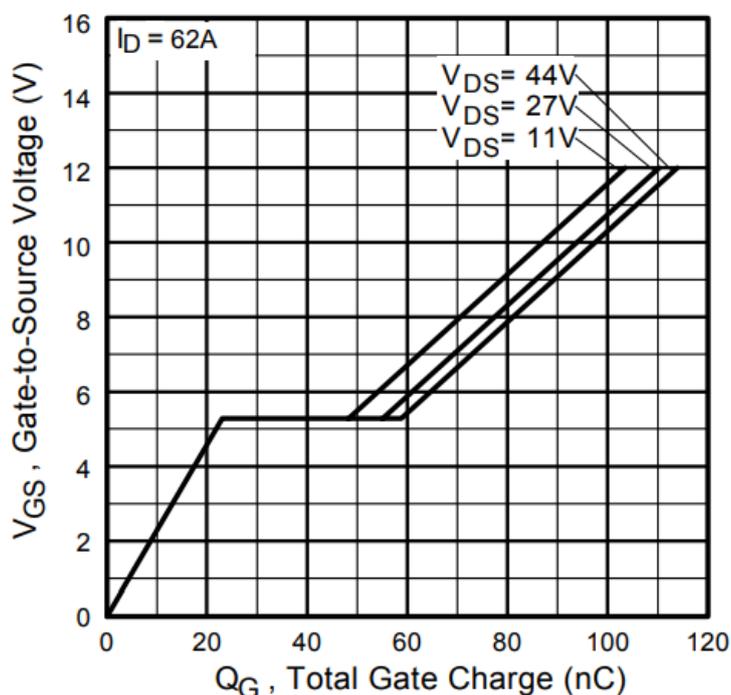


Рис. 7. Типовая диаграмма общего заряда затвора

График дает зависимость величины заряда затвора от напряжения затвор-исток при разных величинах напряжения сток-исток (из-за эффекта Миллера, часть графика выше горизонтальной его части), причем для наихудшего случая. Как только найдена величина, необходимая для переключения заряда, можно легко найти потери в управляющей цепи:

$$P_{GATE} = V_{DRV} \cdot Q_G \cdot f_{DRV},$$

где  $V_{DRV}$  - амплитуда управляющего сигнала, а  $f_{DRV}$  - его частота, в большинстве случаев равная частоте переключения. Здесь интересно заметить, что произведение  $Q_G$  на  $f_{DRV}$  дает необходимый для управления полевым транзистором ток.

Все тепло от потерь мощности управления рассеивается в схеме управления. Возвращаясь к рисункам 5 и 6, можно увидеть, что эти тепловыделяющие элементы представляют собой омические сопротивления на пути прохождения тока затвора - выходное сопротивление драйвера, внешний резистор между выходом драйвера и затвором транзистора и во внутреннем сопротивлении затвора. Видно, что рассеиваемая мощность зависит от времени прохождения заряда через эти омические сопротивления. Если используется достаточно низкоомный затворный резистор, основная мощность будет рассеиваться в драйвере. Если же его сопротивление достаточно велико, чтобы ограничить затворный ток ниже максимального тока драйвера, то основная мощность будет рассеиваться в этом затворном резисторе.

В дополнение к потерям в управляющей цепи, **силовой ключ рассеивает значительную мощность** в короткие периоды переключения, когда через него протекает значительный ток при существенном напряжении на устройстве (то есть в линейном режиме), и для минимизации этих потерь необходимо сокращать время переключения.

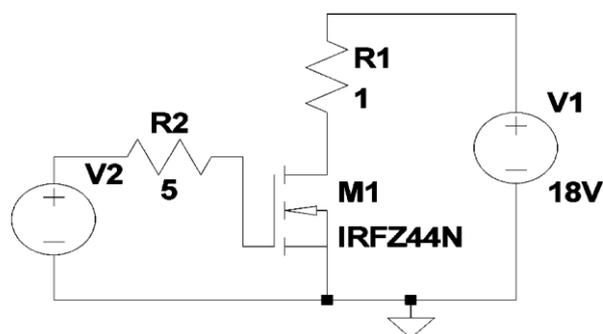
Рассматривая процессы включения и выключения полевых транзисторов, мы видели, что линейный режим работы транзистора ограничен периодами 2 и 3 и в том, и в другом случае, и ограничен изменением напряжения на затворе между  $V_{TH}$  и  $V_{GS,Miller}$ .

Этот факт приводит нас к очень важному для правильного проектирования драйверов выводу: наиболее важен выходной (как втекающий, так и вытекающий) ток при выходном напряжении в районе плато Миллера. При максимальном же значении выходного напряжения (обычно равным  $V_{DRV}$ ) величина выходного тока, вообще говоря, малозначительна. Для обычных полевых транзисторов типовая величина плато Миллера находится в районе 5В, для Logic Level транзисторов - в районе 2,5В, и именно при этих значениях выходного напряжения мы должны обеспечить максимальный выходной ток для минимизации времени нахождения устройства в линейном режиме и, соответственно, потери.

### Задание

1. Записать паспортные данные исследуемого транзистора из справочника, зарисовать схему расположения выводов.

2. Измерить временные диаграммы напряжения на затворе и стоке МДП полевого транзистора при  $U_{пит} = 18В$  и сопротивлении нагрузки 1 Ом, используя моделирование или физический экспериментальный прибор. Осциллограммы снимаются таким образом, чтобы можно было примерно оценить время включения и выключения транзистора.
3. Ввести экспериментальные данные в ЭВМ, получить таблицу с результатами и графики зависимостей.
4. Построить временные диаграммы напряжения на затворе МДП полевого транзистора.
5. Построить временные диаграммы напряжения на стоке МДП полевого транзистора.
6. Оценить по полученным осциллограммам время включения и выключения транзистора.
7. Оценить по полученным осциллограммам другие временные параметры транзистора: длительность задержки включения, длительность задержки выключения, время нарастания, время спада.
8. Проанализировать полученные результаты и сравнить их со справочными.



```

PULSE( 0 15 0 1n 1n 200n 400n 2)
.tran 0 700n 70n 50p
.model IRFZ44N VDMOS(Rg=1.94 Vto=4 Rd=5.0m Rs=0.0m
+ Rb=6.8m Kp=19 Cgdmax=2.0n Cgdmin=0.08n Cgs=1.4n +
+Cjo=0.9n Is=1.5p tt=63n
+ Vds=55 Ron=13.9m Qg=63n)

```

Рис. 8. Схема для изучения динамических характеристик МДП полевого транзистора IRFZ44N в программе LTspice

### Методические указания

1. Для экспериментального изучения полевых МДП транзисторов обычно используется схема, показанная на рис. 2.

2. При использовании для изучения ВАХ программ моделирования (например, программа LTspice IV), используется аналогичная схема (Рис. 8).
3. Независимые источники тока или напряжения при моделировании подбираются, исходя из удобства представления графических результатов моделирования (Рис. 8).
4. При снятии ВАХ любыми методами не следует превышать справочные предельно допустимые значения токов и напряжений полупроводникового прибора

### **Контрольные вопросы**

1. Поясните принцип работы МДП-транзистора с индуцированным каналом.
2. Дайте определение динамическому параметру – длительность задержки включения.
3. Дайте определение динамическому параметру – длительность задержки выключения.
4. Дайте определение динамическому параметру – время нарастания.
5. Дайте определение динамическому параметру – время спада.
6. Дайте определение динамическому параметру – длительность включения.
7. Дайте определение динамическому параметру – длительность выключения.
8. Что такое емкость Миллера?
9. Что такое напряжение Миллера?
10. Объясните, какие факторы оказали влияние на разницу идеальных осциллограмм (которые указываются в документации на транзистор) и полученных.

### **Лабораторная работа №10. Изучение процессов отпираания и запираания тиристора**

**Цель работы:** ознакомление с принципом действия и изучение процессов отпираания и запираания тиристора и симмистора.

#### **Краткая теория**

Работа большинства полупроводниковых приборов (диодов, тиристоров и др.) основана на использовании свойств *n-p*-переходов.

Рассмотрим процессы в  $n$ - $p$ -переходе при отсутствии внешнего источника напряжения (рис.1). Так как носители заряда совершают беспорядочное тепловое движение, то происходит их диффузия из одного полупроводника в другой.

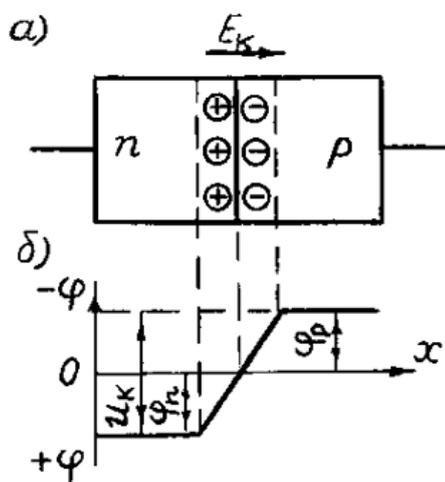


Рис.1

Концентрация электронов в  $n$ -слое больше, чем в  $p$ -слое, и часть электронов перейдет из  $n$ -слоя в  $p$ -слой.

Одновременно наблюдается диффузионный переход дырок из  $p$ -слоя в  $n$ -слой. В результате в  $n$ -слое остается нескомпенсированный объемный заряд положительных ионов (в основном донорной примеси), а в  $p$ -слое - нескомпенсированный объемный заряд отрицательных ионов акцепторной примеси.

Между образовавшимися объемными зарядами возникает контактная разность потенциалов  $U_k = \varphi_n - \varphi_p$  и электрическое поле напряженностью  $E_k$ . На потенциальной диаграмме  $n$ - $p$ -перехода (рис.1б) за нулевой потенциал принят потенциал граничного слоя. В  $n$ - $p$ -переходе возникает потенциальный барьер, препятствующий диффузионному перемещению носителей заряда. Высота барьера равна контактной разности потенциалов и обычно составляет десятые доли вольта. На рис.1б изображен барьер для электронов, стремящихся за счет диффузии перемещаться из области  $n$  в область  $p$ .

Таким образом, в  $n$ - $p$ -переходе вследствие ухода электронов и дырок вглубь  $p$ - и  $n$ -областей образуется обедненный зарядами слой, называемый запирающим и обладающий большим сопротивлением в сравнении с сопротивлением остальных объемов  $n$ - и  $p$ -областей.

Если источник внешнего напряжения положительным полюсом подключить к полупроводнику  $p$ -типа и отрицательным к  $n$ -типа (прямое включение), то электрическое поле, создаваемое в  $n$ - $p$ -переходе прямым напряжением  $U_{пр}$ , действует навстречу контактной разности потенциалов  $U_k$ . Потенциальный барьер

понижается до величины  $U_k - U_{пр}$ , уменьшаются толщина запирающего слоя и его сопротивление  $R_{пр}$ .

Если полярность внешнего источника изменить на обратную, то потенциальный барьер возрастает до величины  $U_k + U_{обр}$ . В этом случае через переход могут пройти только неосновные носители: электроны из  $p$ -области в  $n$ -область и дырки во встречном направлении. Так как концентрация основных носителей заряда на несколько порядков выше концентрации неосновных, то прямые токи на несколько порядков больше обратных. Электронно-дырочный переход обладает выпрямляющими свойствами, которые используются для создания диодов.

Тиристором называют полупроводниковый прибор с тремя или более  $n$ - $p$ -переходами и двумя (динистор) или тремя (тринистор) выводами. Он может находиться в одном из двух устойчивых состояний: низкой проводимости (закрыт) или высокой проводимости (открыт). Структура, условное графическое и буквенное обозначения тиристора, его вольт-амперная характеристика даны на рис.2а, б, в.

Основу прибора составляет кристалл кремния, в котором созданы четыре слоя с разными типами электропроводности. Внешний  $p$ -слой называют анодом (А), внешний  $n$ -слой - катодом (К), а два внутренних слоя - базами. Одна из баз имеет вывод - управляющий электрод (У).

При прямом включении (анод положителен по отношению к катоду) переходы П1 и П3 смещены в прямом направлении, а переход П2 - в обратном направлении. До тех пор, пока П2 закрыт, прямой ток практически равен нулю (участок  $oa$  характеристики рис. 2в). При некотором значении прямого напряжения, равном  $U_{вкл.мах}$ , за счет перераспределения зарядов в области баз переход П2 открывается (точка  $a$ ). Сопротивление его быстро уменьшается (участок  $ab$ ), и тиристор работает на участке  $бв$  характеристики, которая подобна ВАХ диода.

Напряжение включения  $U_{вкл.мах}$  можно уменьшить введением добавочных носителей заряда в любой из слоев, прилегающих к переходу П2. Добавочные носители заряда на рис.2а вводятся в слой  $p$  от вспомогательной управляющей цепи с независимым источником  $E_y$ . При увеличении тока управления  $I_y$  характеристика (рис.2в) смещается влево (к естественной прямой ветви ВАХ диода). Тиристор остается во включенном состоянии, пока протекающий

через него ток больше критического, называемого током удержания  $I_{уд}$ . Как только  $I_{пр}$  станет меньше  $I_{уд}$ , тиристор закрывается.

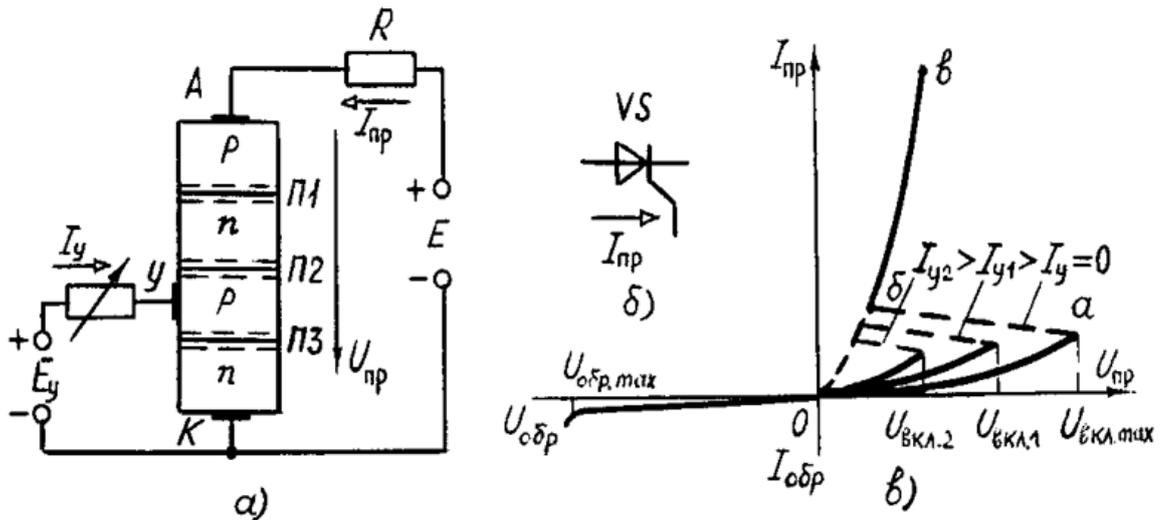


Рис. 2

Следует отметить, что после включения тиристора объемные заряды в области перехода П2 будут компенсированы основным током, если он больше тока  $I_{уд}$ , и тогда ток управления  $I_y$  не нужен. Поэтому для снижения потерь в тиристоре он управляется короткими импульсами  $I_y$ .

При обратном включении тиристора (анод отрицателен по отношению к катоду) закрыты два перехода П1 и П3, и тиристор тока не проводит. Во избежание пробоя необходимо, чтобы обратное напряжение было меньше  $U_{обр.мах}$ .

Основные параметры, используемые при выборе тиристорov: предельно допустимый анодный ток в открытом состоянии тиристора  $I_{пр.мах}$ , предельно допустимое обратное напряжение  $U_{обр.мах}$ , предельно допустимое прямое напряжение в закрытом состоянии тиристора  $U_{пр.мах}$ , ток удержания  $I_{уд}$ .

Маломощные тиристоры применяют в релейных схемах и маломощных коммутирующих устройствах. Мощные тиристоры используют в управляемых выпрямителях, инверторах и различных преобразователях.

### Задание

1. Записать паспортные данные исследуемого тиристора и симмистора из справочника, зарисовать схему расположения выводов.

2. Провести измерения процессов включения и выключения тиристора и симмистора, используя моделирование или физический экспериментальный прибор.
3. Ввести экспериментальные данные в ЭВМ, получить таблицу с результатами и графики зависимостей.
4. По результатам построить характеристику включения тиристора  $U_{вкл}(I_y)$ .
5. Проанализировать полученные результаты и сравнить их со справочными

### Методические указания

1. При использовании для изучения процессов включения и выключения программ моделирования (например, программа LTspice IV), используются схемы, показанные на рисунках 3 и 4.

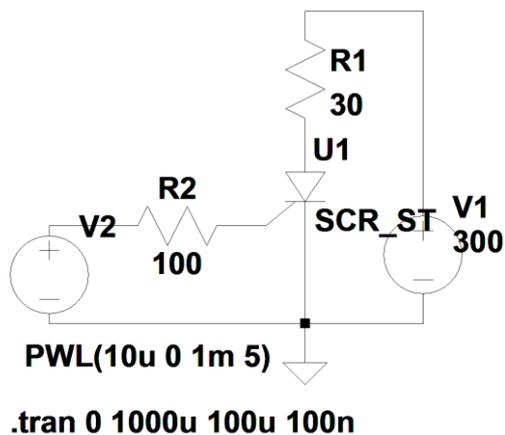


Рис. 3. Схема для изучения процессов включения и выключения тиристора

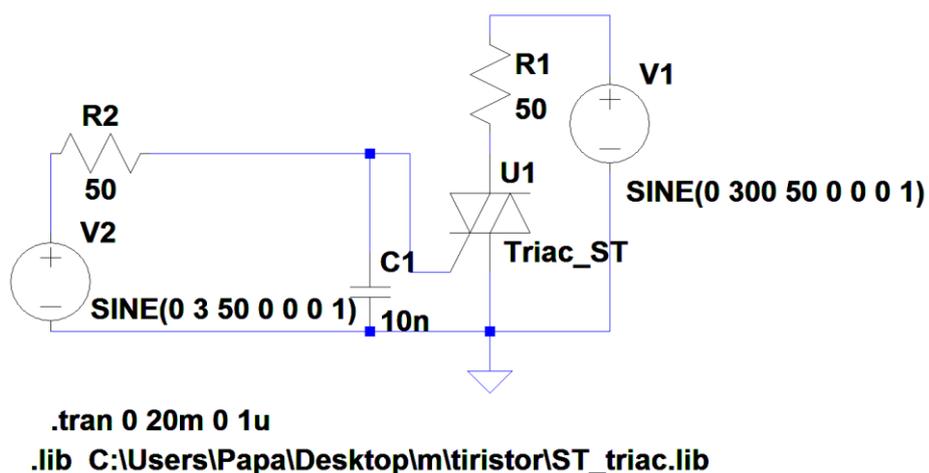


Рис. 4. Схема для процессов включения и выключения симметричного тиристора (симмистора) в программе LTspice

```
.model 2N5401 PNP(Is=2.1481E-13 Eg=1.11 Vaf=100 Bf=132.1 Nc=1.375 Ise=21.481 If=1348 Xtb=1.5
Bf=3.661 Nc=2 Ibc=0 If=0 Rc=1.6 Cjc=17.63p Mjc=.5312 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=73.39p Mje=.3777 Vje=.75
Tr=1.476n Tf=641.5p Itr=0 Vtr=0 Xtr=0 Rb=10 Vceo=150 )

.model 2N5550 NPN(Is=2.511E-13 Eg=1.11 Vaf=100 Bf=213.4 Nc=1.241 Ise=2.511 If=3495 Xtb=1.5
Bf=3.24 Nc=2 Ibc=0 If=0 Rc=1 Cjc=4.383p Mjc=.3047 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=18.79p Mje=.3416 Vje=.75
Tr=1.212n Tf=660.1p Itr=0 Vtr=0 Xtr=0 Rb=10 Vceo=150 )
```

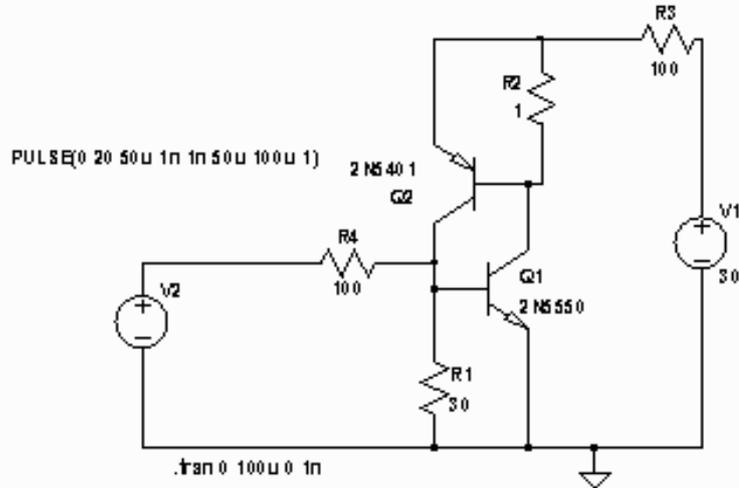


Рис. 5. Двухтранзисторная схема замещения тиристора в программе LTspice

2. Независимые источники тока или напряжения при моделировании подбираются, исходя из удобства представления графических результатов моделирования (Рис. 3, 4).
3. При снятии процессов включения и выключения любыми методами не следует превышать справочные предельно допустимые значения токов и напряжений полупроводникового прибора.

### Контрольные вопросы

1. Поясните устройство и принцип работы тиристора, вид его ВАХ?
2. В чем различие между тиристором и симистором?
3. Каково влияние тока управления на работу тиристора?
4. Можно ли с помощью тока управления закрыть тиристор?
5. Можно ли с помощью тока управления включить тиристор при анодном напряжении, практически равном нулю?
6. Как следует изменить ток управления тиристора для уменьшения напряжения его включения?
7. Что такое ток удержания тиристора? Закроется ли тиристор при уменьшении прямого тока, если  $I_{пр} > I_{уд}$ ?
8. Что такое динистор, тринистор, однооперационный и двухоперационный (запираемый) тиристоры?
9. Каковы основные параметры и характеристики тиристора?

## Лабораторная работа №11. Изучение ВАХ солнечного элемента

**Цель работы:** Ознакомление с принципом действия и параметрами солнечного элемента.

### Краткая теория

Солнечный элемент (фотодиод в вентильном режиме) (рис. 1) содержит р-п-переход, расположенный на небольшой глубине от освещаемой поверхности полупроводника (до 2 мкм). В пластине путем введения в полупроводник соответствующих примесей создаются области с р- и п-типами проводимости. Получив р-п-переход, изготавливаются нижний и верхний электрические контакты, причем нижний контакт – сплошной, а верхний выполняется в виде гребенчатой структуры, тонкие полосы, соединенные более широкой шиной. Контакт р- и п-полупроводников приводит к образованию между ними контактной разности потенциалов и, следовательно, электрического поля, играющего важную роль в работе фотодиода и солнечного фотоэлемента.

Величина потенциального барьера, равная контактной разности потенциалов (КРП), определяется соотношением концентраций носителей тока в р-п областях:

$$\varphi_k = (kT/q) \ln(N_a N_g / n_i^2),$$

где  $kT/q$  - температурный потенциал,

$N_a$  - концентрация акцепторной примеси,

$N_g$  - концентрация донорной примеси,

$n_i$  - собственная концентрация носителей в материале

Поглощение света с энергией квантов  $h\nu$  больше ширины запрещенной зоны материала  $E_g$  приводит за счет внутреннего вентильного фотоэффекта к возникновению свободных электронов и дырок как в р- и п-областях перехода, так и в непосредственно примыкающей к границе их раздела области пространственного заряда (ОПЗ). Существующее в ОПЗ электрическое поле разделяет созданные светом свободные носители заряда в зависимости от их знака: свободные электроны выбрасываются в п-область перехода, а дырки – в р-область.

В однородном полупроводнике фотовозбуждение увеличивает только энергию электронов и дырок, не разделяя их в пространстве, то есть электроны и дырки разделяются в «пространстве энергий»,

но остаются рядом в геометрическом пространстве, в этом случае они легко рекомбинируют. Для пространственного разделения носителей тока и появления фотоэлектродвижущей силы должна существовать дополнительная сила. Наиболее эффективное разделение неравновесных носителей имеет место именно в области р-п- перехода под действием электрического поля КРП.

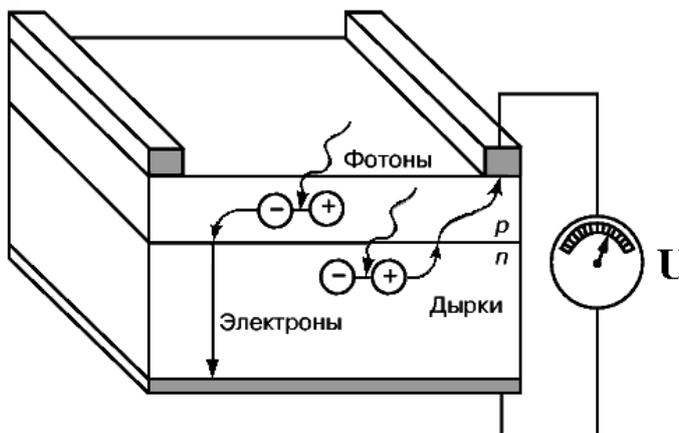


Рис. 1. Конструкция фотодиода и солнечного элемента.

Генерированные вблизи р-п-перехода «неосновные» носители (дырки в п-полупроводнике и электроны в р-полупроводнике) диффундируют к р-п-переходу, подхватываются полем р-п-перехода и выбрасываются в полупроводник, в котором они становятся основными носителями: электроны будут локализоваться в полупроводнике п-типа, а дырки – в полупроводнике р-типа. В результате полупроводник р-типа получает избыточный положительный заряд, а полупроводник п-типа – отрицательный.

Между п- и р-областями солнечного фотоэлемента возникает разность потенциалов – фотоЭДС, или напряжение в режиме холостого хода. При очень больших освещенностях ФотоЭДС практически равна величине потенциального барьера  $\phi_k$ . Полярность фотоЭДС соответствует «прямому» смещению р-п-перехода, которое понижает высоту потенциального барьера и способствует инжекции дырок из р-области в п-область и электронов из п-области в р-область. В результате действия этих двух противоположных механизмов – накопления носителей тока под действием света и их оттока из-за понижения высоты потенциального барьера – при разной интенсивности света устанавливается разная величина фотоЭДС. При этом величина фотоЭДС в широком диапазоне

освещенностей растет пропорционально логарифму интенсивности света.

При коротком замыкании (когда фотоэлемент подключен во внешнюю короткозамкнутую электрическую цепь) освещенного р-п-перехода во внешней электрической цепи потечет ток, пропорциональный величине интенсивности освещения (количеству генерированных светом электронно-дырочных пар). Электроны из п-слоя, пройдя через короткое замыкание, будут возвращаться в р-слой и там рекомбинировать (объединяться) с дырками, движущимися внутри солнечного элемента в противоположном направлении. При включении в электрическую цепь полезной нагрузки, величина тока в цепи несколько уменьшится. Обычно электрическое сопротивление полезной нагрузки в цепи солнечного элемента выбирают таким, чтобы получить максимальную отдаваемую этой нагрузке электрическую мощность. Для сбора и отвода электронов во внешнюю цепь на поверхности полупроводниковой структуры солнечного элемента, как было отмечено, имеется контактная система. На передней, освещенной поверхности преобразователя, контакты выполняются в виде сетки или гребенки, а на тыльной могут быть сплошными.

Таким образом, во время освещения солнечного элемента происходит преобразование энергии квантов света в энергию движущихся по внешней цепи электрических зарядов. Эффективность преобразования зависит от электрофизических характеристик полупроводниковой структуры, а также оптических свойств солнечного элемента.

На рис. 2 показана световая вольт-амперная характеристика кремниевого солнечного элемента, измеренная при условиях освещения АМ0 (1, сплошная линия) и темновая (измеренная в отсутствии освещения) вольт-амперная характеристика этого же прибора (2, пунктирная линия).

Здесь символами  $U_H$  и  $J_H$  обозначены значения напряжения и плотности тока в нагрузочной цепи при режиме работы солнечного элемента, соответствующему максимальной выделяемой мощности на сопротивлении нагрузки: максимальной площади прямоугольника с противолежащими вершинами в начале координат и на принадлежащем первому квадранту участка световой вольт-амперной характеристики солнечного элемента на основе кристаллического кремния при измерении на имитаторе Солнца.

Кривая 1 – световая характеристика, кривая 2 – темновая. На рисунке 2 также проиллюстрированы методы определения некоторых параметров эквивалентной схемы замещения солнечного элемента и уравнения вольт-амперной характеристики.

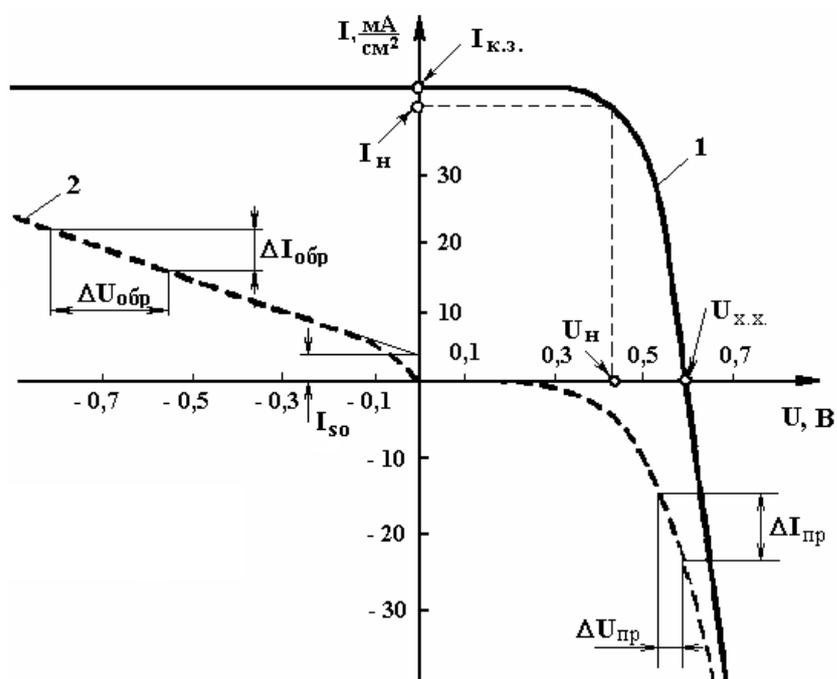


Рис. 2. Типичная вольт – амперная характеристика освещенного р-п-перехода (фотодиод работает при внешнем обратном смещении, солнечный элемент – без смещения).

### Изучение ВАХ солнечного элемента.

С помощью внешних вольтметра, амперметра и нагрузочного сопротивления измеряется семейство световых ВАХ (при различных освещенностях). Показывается, что ток короткого замыкания пропорционален световому потоку, а напряжение холостого хода – логарифму светового потока.

### Изучение ВАХ фотодиода.

Работа фотодиода происходит при достаточно большом обратном смещении на р-п-переходе прибора. При этом электронно-дырочные пары, образующиеся при освещении, возникают во всех областях прибора – в лицевом слое (обычно п-типа), в области объемного заряда, в глубине базы (обычно на р-типа). Носители, генерируемые в области объемного заряда, быстро разделяются электрическим полем обратного смещения и создают (обратный) ток р-п-перехода во внешней цепи.

Носители, генерируемые в других областях, двигаются путем диффузии, и в большинстве своем рекомбинируют. Только незначительная их часть, достигая области объемного заряда, разделяется полем, и создает ток во внешней цепи.

Чтобы увеличить эффективность фотодиода, их часто выполняют в виде PIN-структуры, где собственная (I-область) имеет большую толщину для поглощения в ней максимального количества света. В ней же располагается основная часть области объемного заряда (в силу малой концентрации носителей в I-области) с сильным электрическим полем. Такая структура фотодиода повышает одновременно и чувствительность, и быстродействие прибора.

При проведении измерений фотодиода может быть использован солнечный элемент, а обратное смещение создаваться с помощью дополнительного источника напряжения (гальванического элемента или источника питания). Для измерения на обратной ветви ВАХ достаточно обратного напряжения в единицы вольт.

При измерениях сначала измеряется обратный ток (темновой) фотодиода, а затем несколько значений «светового» обратного тока, полученных при разных освещенностях. По полученным данным строится зависимость обратного тока от освещенности.

Если имеется возможность, необходимо измерить одну или несколько «световых» ВАХ фотодиода.

### **Задание**

1. Провести измерения обратной ветви ВАХ фотодиода, используя моделирование или физический экспериментальный прибор при разных освещенностях.
2. Ввести экспериментальные данные в ЭВМ, получить таблицу с результатами и графики зависимостей.
3. Проанализировать полученные результаты и сравнить их с теорией работы фотодиода

### **Методические указания**

Для изучения солнечного элемента, обычно используется схема, показанная на рис. 5. Здесь источник тока  $I_1$  создает ток, равный току фотогенерации в объеме солнечного элемента умноженному на эффективность собирания носителей. Резистор  $R_1$  моделирует распределенное последовательное сопротивление

солнечного элемента, R2 – моделирует токи поверхностной и объемной утечки. Сопротивление нагрузки моделируется источником (потребителем) тока I2, ток которого директивой .dc I2 0 1.01 0.001 изменяется от нуля до 0,01 ампер с шагом 1 мА.

Независимые источники тока или напряжения при моделировании подбираются, исходя из удобства представления графических результатов моделирования.

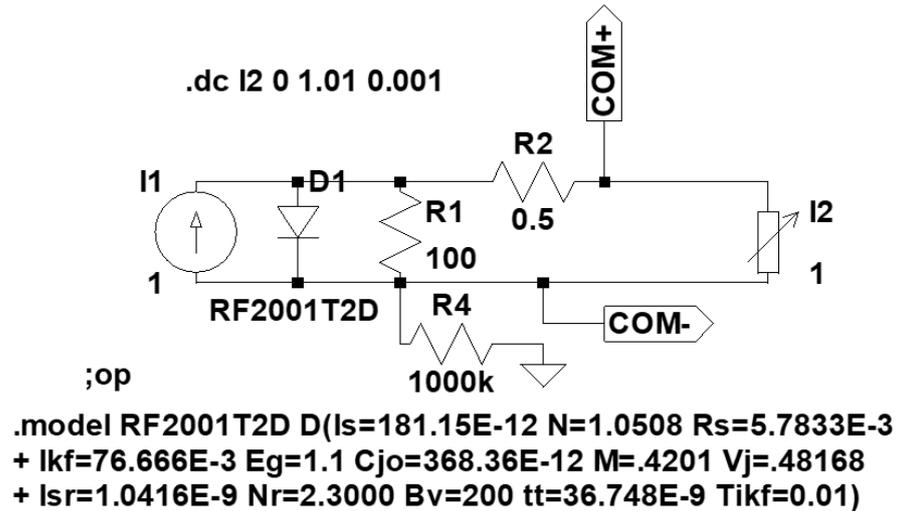


Рис. 5. Схема для изучения ВАХ солнечного элемента.

### Контрольные вопросы

1. Напишите уравнение темновой ВАХ p-n-перехода.
2. Как выглядит ВАХ освещенного p-n-перехода?
3. Какие параметры солнечного элемента вы знаете?
4. Как меняются токи освещенного p-n-перехода при прямом и обратном смещении?
5. Какие физические процессы происходят в p-n-переходе при прямом и обратном смещении?

## ЛИТЕРАТУРА

1. Гаман В.И. Физика полупроводниковых приборов: Учебное пособие. – Томск: Изд-во НТЛ, 2000. – 426 с.
2. Гаркуша И.П. Элементы физики полупроводников: учебное пособие: – Д.: Национальный горный университет, 2012, 77 с.
3. Шалимова К.В. Физика полупроводников. Учебник. – СПб.: Лань, 2010. – 400 с.
4. Петер Ю., Кардона М. Основы физики полупроводников /Под ред. Б.П. Захарчени. – М.: Физматлит. 2002. – 560 с.
5. Лебедев А.И. Физика полупроводниковых приборов. – М.: Физматлит, 2008. – 488 с.
6. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. М.: Мир, 1984. Т.1. 456 с. Т.2. – 456 с.
7. Степаненко И.П. Основы микроэлектроники: Учеб. пособие – М.: Лаборатория базовых знаний, 2003. – 488 с.
8. Прянишников В.А. Электроника: Полный курс лекций. - СПб, Корона Принт, 2004. – 416 с.
9. Кучумов А.И. Электроника и схемотехника. Учебное пособие. – Москва «Гелиос АРВ», 2002. – 336 с.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>ВВЕДЕНИЕ .....</b>	<b>3</b>
<b>1. СИСТЕМА МОДЕЛИРОВАНИЯ LT Spice.....</b>	<b>5</b>
1.1. Схемный редактор LT Spice.....	5
1.2. Редактирование параметров компонент.....	11
1.3. Средства визуализации вычислений в LTSpice.....	14
1.4. Графический постпроцессор LT Spice.....	15
1.5. Краткая инструкция по использованию LTSpice.....	17
<b>2. ИССЛЕДОВАНИЕ СИЛОВЫХ ПОЛУПРОВОД- НИКОВЫХ ПРИБОРОВ В LTSpice.....</b>	<b>21</b>
Лабораторная работа №1. Измерение ВАХ для силового диода, Часть 1 .....	21
Лабораторная работа №2. Измерение ВАХ для силового диода, Часть 2.....	29
Лабораторная работа №3. Измерение времени обратного восстановления для силового диода.....	34
Лабораторная работа №4. Изучение ВАХ диода Шоттки.....	39
Лабораторная работа №5. Измерение ВАХ биполярного транзистора .....	52
Лабораторная работа №6. Измерение напряжения насыщения биполярного транзистора .....	59
Лабораторная работа №7. Изучение процессов отпирания и запирания биполярного транзистора.....	70
Лабораторная работа №8. Исследование статических характеристик МДП транзистора .....	89
Лабораторная работа №9. Исследование динамических характеристик МДП транзистора.....	94
Лабораторная работа №10. Изучение процессов отпирания и запирания тиристора.....	106
Лабораторная работа №11. Изучение ВАХ солнечного элемента.	112
<b>ЛИТЕРАТУРА.....</b>	<b>118</b>

**З.Т. Кенжаев, С.В. Ковешников**

# **СИЛОВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ**

**методические указания для выполнения лабораторных работ**

**Редактор: Ахмеджанова Г.М.**