

МИНОБРНАУКИ РОССИИ

Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

Д. Н. БОНДАРЕНКО Ф. В. ЧМИЛЕНКО

СИЛОВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

Учебно-методическое пособие

Санкт-Петербург
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
2022

УДК 621.632.019
ББК 32.844.1 04я2
Б81

Бондаренко Д. Н., Чмиленко Ф. В.

Б81 Силовые полупроводниковые приборы: учеб.-метод. пособие. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2022. 52 с.

ISBN 978-5-7629-3119-9

Даны краткие сведения об изучаемых силовых полупроводниковых приборах, основных схемах включения, описания моделей и схем для исследования статических и динамических характеристик силовых полупроводниковых приборов в среде схемотехнического моделирования Micro-Cap.

Предназначено студентам бакалавриата направления «Электротехника, электромеханика, электротехнология» по дисциплине «Силовая электроника».

УДК 621.632.019
ББК 32.844.1 04я2

Рецензент канд. техн. наук К. Е. Пищалев (ООО «Интерм»).

Утверждено
редакционно-издательским советом университета
в качестве учебно-методического пособия

ISBN 978-5-7629-3119-9

© СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2022

1. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

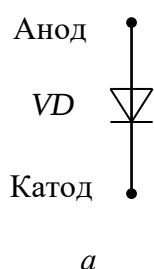
1.1. Исследование статических вольт-амперных характеристик

1.1.1. Основные положения

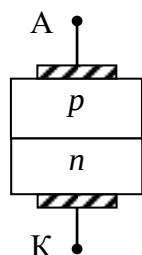
Диодом называют однонаправленный ключ, двухполюсник, который проводит ток в одном направлении – от анода к катоду.

Основным элементом *полупроводникового диода* является полупроводниковая (ПП) пластина с p – n -переходом, в качестве которой используются кремний, германий или арсенид галлия. Область p соединена с анодным выводом, область n – с катодным. Область с повышенной концентрацией основных носителей называется *эмиттером*, с пониженной – *базой*.

На каждом приборе ставится маркировка, однозначно определяющая назначение выводов. Обозначение диода на электрических принципиальных схемах показано на рис. 1.1, а, а на рис. 1.1, б условно изображена соответствующая ПП-структура.



а



б

Рис. 1.1

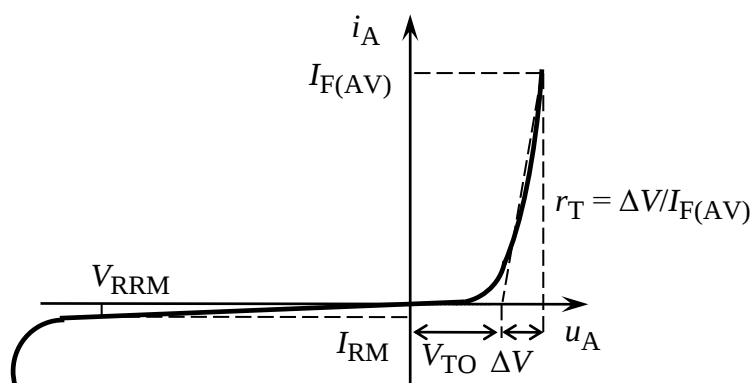


Рис. 1.2

Положительное направление тока диода – от анода к катоду. Типичная вольт-амперная характеристика диода в рабочей области приведена на рис. 1.2. Ветвь в первом квадранте характеризует включенное состояние диода (так называемая прямая ветвь ВАХ), а ветвь в третьем квадранте – выключенное состояние (обратная ветвь ВАХ).

В отсутствие внешнего напряжения на p – n -переходе основные носители заряда (ОНЗ) под действием поля, создаваемого их пространственным зарядом, дрейфуют по направлению друг к другу. В узкой области металлургической границы большая часть ОНЗ рекомбинирует, оставшиеся ионы кристаллической решетки и неосновные носители заряда (ННЗ) создают слабое поле, направленное навстречу полю, создаваемому ОНЗ. В итоге ОНЗ в p - и n -областях оказываются разделенными областью, обедненной ОНЗ.

При прямом смещении p – n -перехода для протекания прямого тока (рекомбинации ННЗ) требуется преодолеть поле пространственного заряда обедненной области, что отражается на ВАХ наличием порогового напряжения V_{TO} . Дальнейший рост тока определяется внешней по отношению к диоду схемой и сопровождается небольшим приростом падения напряжения, связанным с омическим сопротивлением p - и n -областей и контактов металл–полупроводник в местах соединения ПП-кристалла с медными выводами. Падение напряжения при протекании прямого тока приводит к выделению мощности и нагреву ПП-пластины, поэтому в мощных ПП-диодах приходится предусматривать ее охлаждение и ограничивать допустимое значение прямого тока.

При обратном смещении p – n -перехода растет ширина обедненной области, небольшой обратный ток обусловлен только наличием некоторого количества ННЗ. При больших значениях обратного напряжения ННЗ получают значительную энергию, что приводит к резкому увеличению обратного тока, т. е. к пробое. Вначале происходит электрический пробой, связанный с туннельным или лавинным эффектом, являющийся обратимым, т. е. при снижении внешнего напряжения снижается ток. При значительном уровне обратного тока начинается тепловой пробой, который, в отличие от электрического, необратим вследствие действия положительной обратной связи: мощность, выделяемая в диоде, приводит к разогреву ПП-пластины; рост температуры вызывает увеличение концентрации ННЗ, что, в свою очередь, приводит к увеличению обратного тока и дальнейшему разогреву ПП-пластины вплоть до ее разрушения.

Обе ветви ВАХ нелинейные, однако при анализе часто пользуются линейной аппроксимацией ВАХ (см. рис. 1.2). Параметры линеаризованной ВАХ: пороговое напряжение V_{TO} и дифференциальное сопротивление r_T для прямой ветви ВАХ и предельно допустимое обратное напряжение $U_{обр}$ (V_{RRM}) и обратный ток $I_{обр}$ (I_{RM}) для обратной ветви ВАХ приводятся в справочных материалах [1], [2].

Способность диода проводить ток только в одном направлении и запирать цепь при смене направления тока определяет основную область применения диода – выпрямление переменного тока.

Для начала рассмотрим работу диода на промышленной частоте 50 Гц, когда проявляются только статические свойства прибора.

Компьютерное моделирование работы диода и других силовых полупроводниковых компонентов позволяет избежать необходимости использования оборудования для физического моделирования и затрат на выходящие из строя компоненты. Конечно, компьютерное моделирование не может заменить опыт работы с реальными компонентами и оборудованием, но вполне допустимо при начальном освоении.

Пакет схемотехнического моделирования Micro-Cap [5] находится в одном ряду с PSpice, OrCAD PSpice, PCAD, Proteus VSM и др. Все эти пакеты используют SPICE-модели и SPICE-схемы для представления математической модели на уровне электрической схемы замещения. Схема состоит из узлов и компонентов, как линейных (источник напряжения или тока, резистор, конденсатор, катушка индуктивности), так и нелинейных (в нашем случае это прежде всего модели диодов, транзисторов и тиристоров). SPICE-модели диодов, транзисторов имеют сложную структуру, значительный набор параметров настройки. Для удобства пользователя они представлены условными графическими и буквенными обозначениями в виде двухполюсника, трехполюсника и пр. с уникальным именем, совпадающим с наименованием реального компонента.

Transient analysis. Процесс моделирования состоит из составления и рисования схемы замещения реальной схемы, составления задания на расчет и задания начальных условий, собственно расчета и просмотра временных диаграмм токов, напряжения и пр. на выбранном интервале моделирования.

Первый вариант лабораторных работ выполнялся в среде Micro-Cap, лицензированной в ЛЭТИ, версии 9. Сейчас фирма разработчик Спектрум закрылась, версии 10–12 свободны для скачивания [News: Effective 7/4/2019, Spectrum Software is closed. Micro-Cap is now free. <http://www.spectrum-soft.com/download/download.shtm>]. Рекомендуем использовать версию 12.

1.1.2. Пример исследования ВАХ диода

Выбор диода. Встроенная библиотека Micro-Cap содержит большое количество готовых моделей самых разных диодов, но силовых в разделе Rectifier мало. Точнее, диоды с высоким предельным напряжением на 1600 В и даже на 10 кВ найти можно, а вот на ток более 50 А их практически нет.

На рис. 1.3, а приведен список файлов с паспортными данными диодов из библиотеки Micro-Cap. Имя файла начинается с наименования диода, затем идут предельные значения тока и напряжения (или диапазон напряжений

для серий одностипных диодов), для быстродействующих приводится значение времени восстановления с размерностью μs (мкс) или ns (нс), bridge – модуль с 4 диодами (мост). Файлы англоязычные, datasheets (таблицы с данными), собраны в Интернете и отбракованы. Этот список может быть расширен.

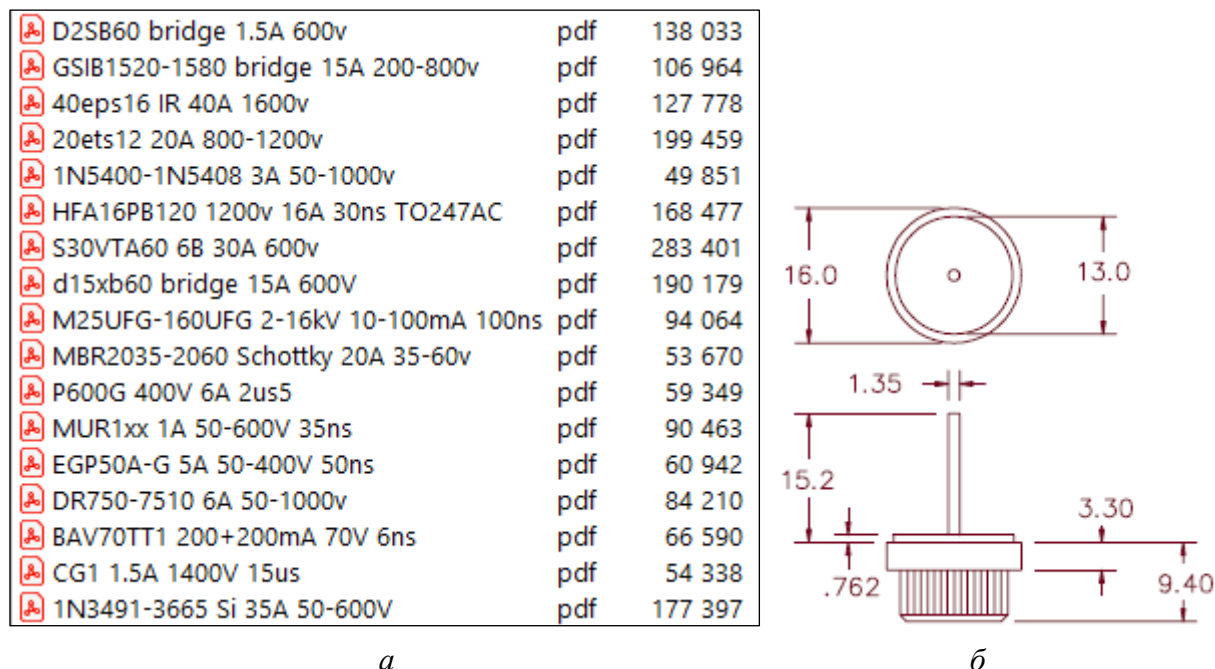


Рис. 1.3

На рисунке виден и файл с выбранным диодом 1N3495 из семейства 1N3491-1N3665. Это кремниевый выпрямительный диод на 400 В и 35 А в металлическом корпусе DO-21 весом 9 г (рис. 1.3, б).

Таблица 1.1

Наименование параметра	Значение (условия измерения)
Средний прямой ток $I_{F(AV)}$, А	35 (133 °C)
Повторяющееся обратное напряжение V_{RRM} , В	400
Максимальное прямое напряжение V_{FM} , В	1.1 (35 А, 25 °C)
Максимальный обратный ток I_{RM} , мкА	10 (25 °C), 2000 (150 °C)
Максимальная рабочая частота f_M , кГц	10

В табл. 1.1 сведены его основные паспортные параметры, остальное можно посмотреть в «даташите». Первые два параметра относятся к предельным, превышение любого из них недопустимо, но модель «все стерпит»!

Остальные параметры описывают свойства диода. Прямое напряжение и обратный ток характеризуют статическую вольт-амперную характеристику. Динамические параметры для данного диода представлены частотой.

Теперь «идем» в Micro-Cap. Для освоения первичных навыков моделирования рассмотрим и работу с готовым примером, и порядок действий по самостоятельному созданию файла.

Запуск приложения: Micro-Cap 12. Основной экран (рис. 1.4): сверху – меню, ниже – пиктограммы, основное поле занимает экран схемного редактора (сворачивается в плавающее окно). И, конечно, интерактивная подсказка на английском.

Выбор компонентов из библиотеки выполняется двумя способами – 1: через меню Component, Analog Library, Diode, Rectifier, 1-, 1N3491-, 1N3495 (в разделе Diode также интересны подразделы Bridge Rectifier, Dual Rectifier, Hexfred, IRED, Schottky); 2: поиск компонента по имени (рис. 1.5), поиск по параметрам отсутствует. Источники напряжения или тока, резисторы и т. п. можно обнаружить в пиктограммах.

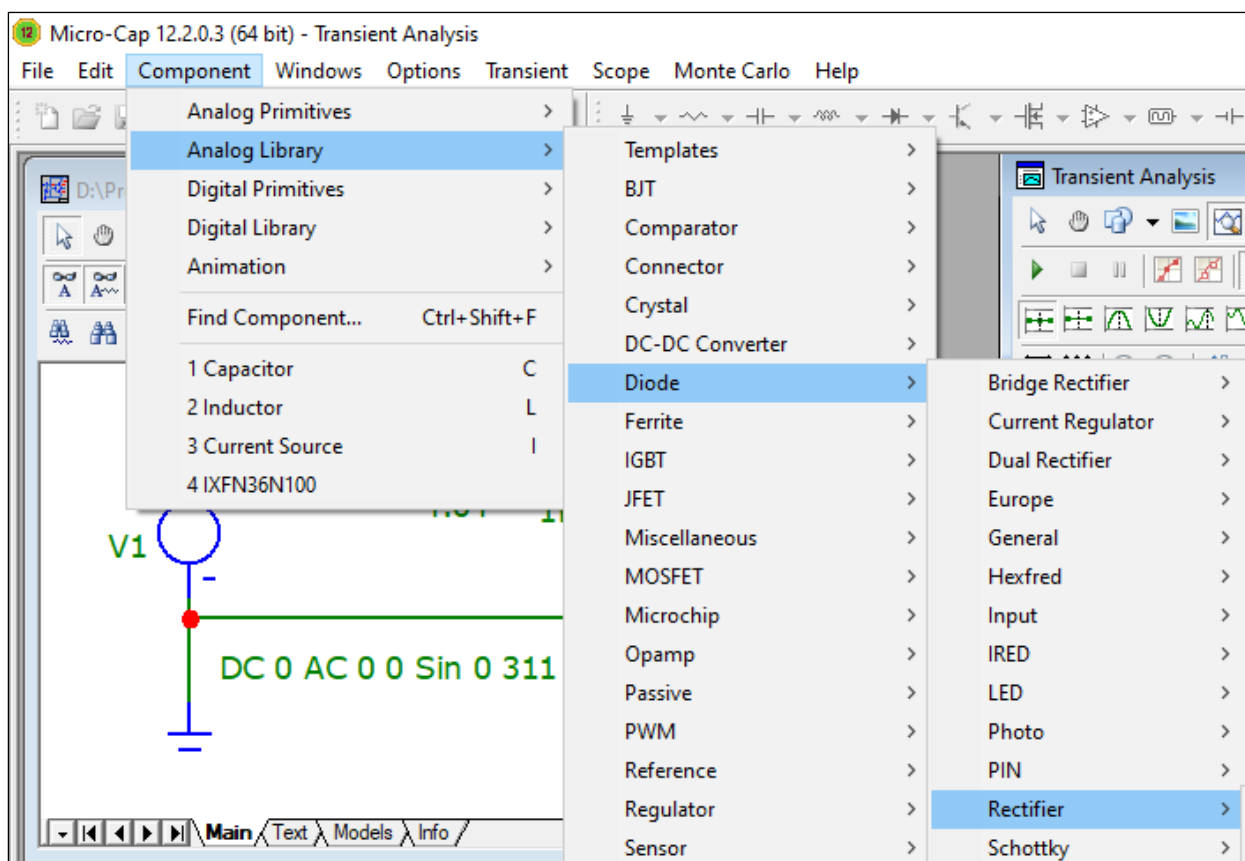


Рис. 1.4

После размещения компонентов следует связать их «проводниками». Один узел должен быть связан со значком «заземления» – это нулевой узел.

Далее можно отредактировать параметры компонентов: настроить источник напряжения, сопротивление резистора, заменить схемные имена компонентов (например, для диода D на VD) и пр.

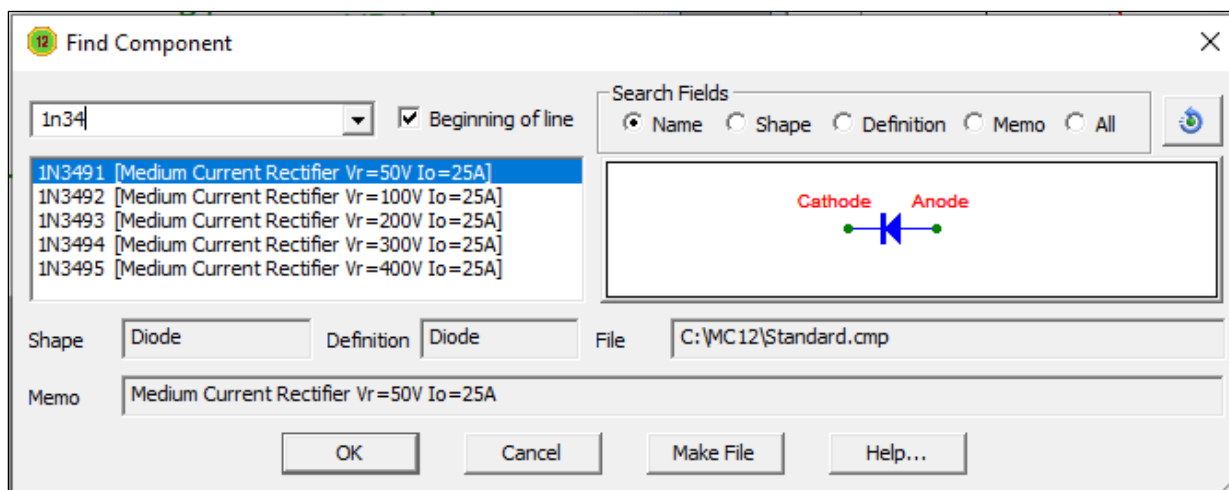


Рис. 1.5

В готовом примере (файл < diod_1N3495_50Hz.cir>) все это уже выполнено. На рис. 1.6 приведена схема для исследования статической ВАХ диода из окна редактора схем Micro-Cap. Схема состоит из источника напряжения V, диода VD1 и резистора R1, цифры в кружках означают номера узлов, нулевой узел «заземлен». (Справа – «вырез» для настройки УГО резистора.)

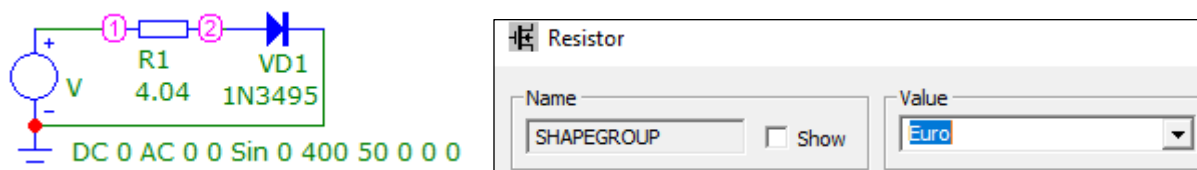


Рис. 1.6

Источник напряжения V синусоидальной формы (закладка Sin во всплывающем окне свойств Voltage Source) с частотой 50 Гц (параметр F0), амплитуда 400 В (параметр VA) выбрана по предельному напряжению диода V_{RRM} .

Сопротивление резистора задает ток диода. При синусоидальной форме тока среднее за период значение $I_{F(AV)}$ в $2 \cdot (2)^{0.5} \approx 2.83$ раза больше амплитудного, поэтому для предельной загрузки по току выбираем сопротивление $R = VA / I_{F(AV)} / 2.83 = 400 / 35 / 2.83 = 4.04 \text{ Ом}$.

Следующий шаг – формирование задания на расчет переходного процесса во времени и построение графиков.

Для этого через меню Analysis, Transient... вызывается окно Transient Analysis Limits (рис. 1.7). Кнопка Run запускает расчет и построение графиков. Длительность расчета задается в ячейке Maximum Run time, значение 20m (20 мс) – это один период на частоте 50 Гц. Шаг расчета по времени в Spice-моделях выбирается автоматически, обычно в ячейке Maximum time step указывается значение не более 1/1000 от длительности расчета. В данной

схеме модель диода «потребовала» уменьшить шаг до 200n (200 нс), иначе обратный ток выглядел неправдоподобно. Ячейка Temperature: 150, -55 позволяет наблюдать влияние температуры.

Пакет нижних строк формирует состав и настройки графиков, появляющихся после завершения расчета. Строки можно добавлять (кнопка Add), удалять (Delete). Каждая строка формирует один график, в ячейки X Expression, Y Expression вписываются имена параметров расчета, в ячейки X Range, Y Range – диапазоны для выбранных параметров. На рис. 1.7 в первой строке формируется график напряжения диода $v(VD1)$ от времени (T), диапазон напряжения от -350 до 50 В с шагом 100 В, диапазон времени совпадает с длительностью расчета – от 0 до 20 мс с шагом 5 мс. Во второй строке – ток диода $i(VD1)$ от времени. Цифра в графе P «включает» показ графика и определяет их расположение: 1 – верхний, 2 – ниже и т. д. Одинаковая цифра в разных строках задает расположение двух графиков в одном поле. Графа Page размещает графики в разных окнах (выбор по нижнему ярлычку).

Page	P	X Expression	Y Expression	X Range	Y Range
	1	T	$v(VD1)$	0.02, 0, 0.005	2, -400, 200
	2	T	$i(VD1)$	0.02, 0, 0.005	100, 0, 50
	3	T	$v(VD1) * i(VD1)$	0.02, 0, 0.005	150, 0, 50
2	1	$v(VD1)$	$i(VD1)$	50, -450, 200	100, -5, 50
3	1	$v(VD1)$	$i(VD1)$	1.4, 0, 0.2	100, 0, 50
4	1	$v(VD1)$	$i(VD1)$	0, -450, 200	100u, -1000u, 200u

Рис. 1.7

При наведении курсора на ячейки Expression и Range появляются всплывающие контекстные меню с выбором готовых вариантов для ввода.

Подробнее возможности Transient Analysis Limits описаны в [5, с. 269].

На рис. 1.8 представлен вид окна Transient Analysis с временными диаграммами по настройкам рис. 1.7, настройка отображения – Scale Mode.

Настройка отображения Cursor Mode позволяет наблюдать численные значения любой точки расчета, например амплитуду прямого напряжения диода 1.373 В.

На рис. 1.9 представлен вид этого же окна для оформления отчета с «увеличенным» размером символов.

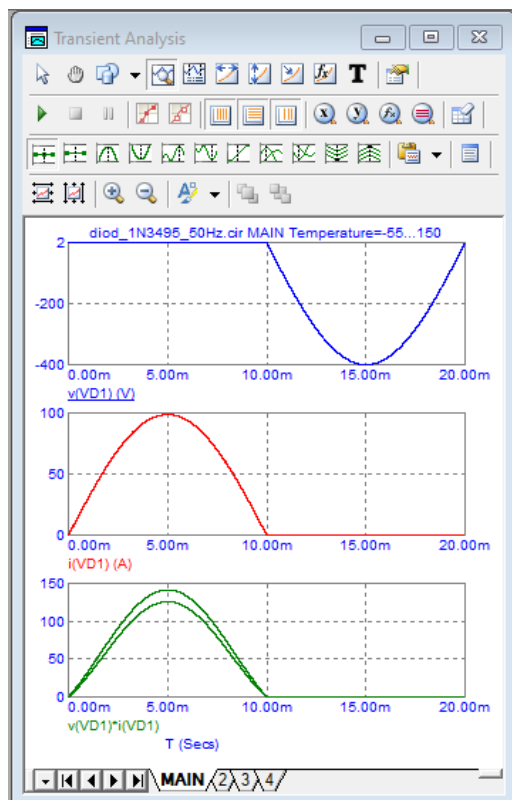


Рис. 1.8

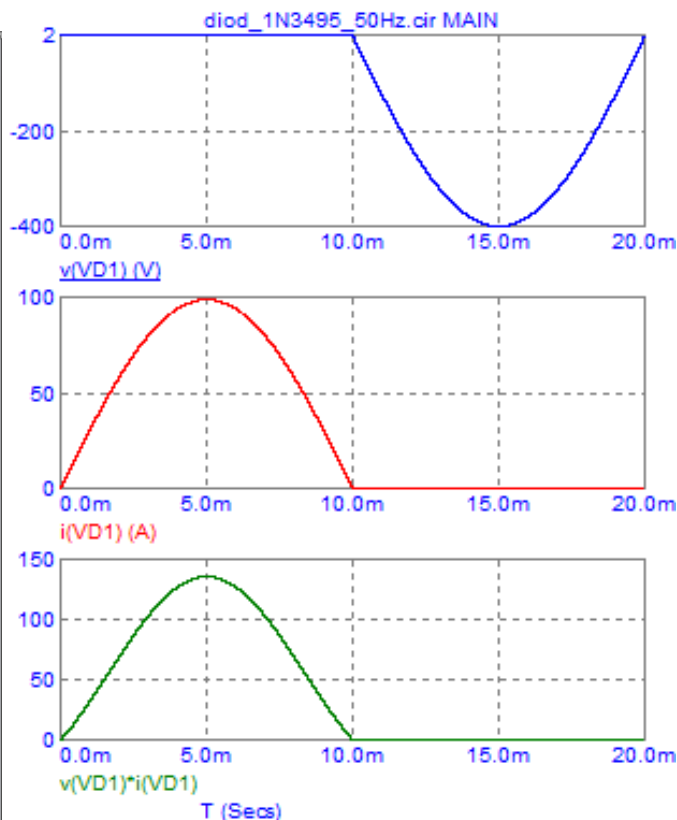


Рис. 1.9

В первой половине периода диод проводит ток, форма тока совпадает с формой напряжения источника; во второй – диод закрыт, его напряжение повторяет форму источника. График произведения напряжения и тока диода $i(VD1) \cdot v(VD1)$, естественно, совпадает по форме с графиком мощности потерь диода $PD(VD1)$. Амплитуда в открытом состоянии – 135 Вт, в закрытом – 0.4 Вт. Средняя за период мощность потерь $P_{VD1} = 135/1.414/2 = 48$ Вт.

Амплитуда тока – 98.7 А, среднее за период $I_{F(AV)} = 98.7/2.83 = 35$ А, мощность в резисторе нагрузки $P_H = I^2 R_1 = 35^2 \cdot 4.04 = 4949$ Вт, КПД выпрямления $P_H/(P_H + P_{VD1}) \cdot 100\% = 4949/(4949 + 48) \cdot 100\% = 99.0\%$.

Строки с четвертой по шестую в окне Transient/Limits (рис. 1.7) позволяют наблюдать зависимость тока диода от напряжения, т. е. ВАХ диода в разных масштабах. В четвертой строке масштаб ВАХ позволяет видеть ее целиком. Вид ВАХ на рис. 1.10 с диапазонами 80, –10, 20 А по току и 50, –350,

100 В по напряжению (как было и для временных диаграмм) представляет собой ВАХ «идеального диода».

В пятой строке масштаб ВАХ настроен для наблюдения только прямого участка (масштаб напряжения (1.5, 0, 0.2), результат – на рис. 1.11.

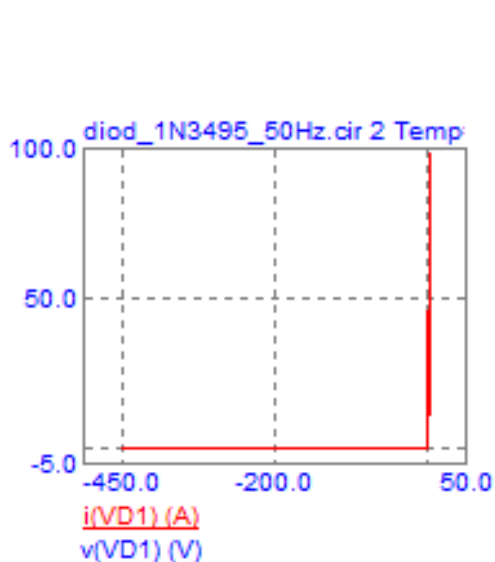


Рис. 1.10

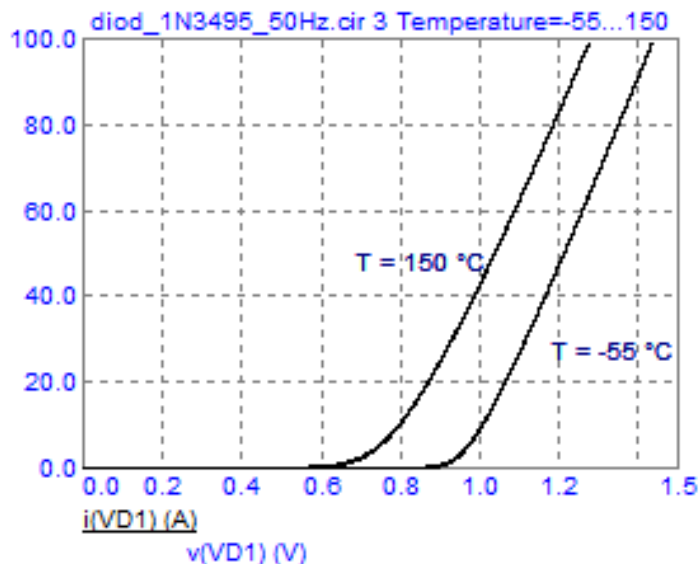


Рис. 1.11

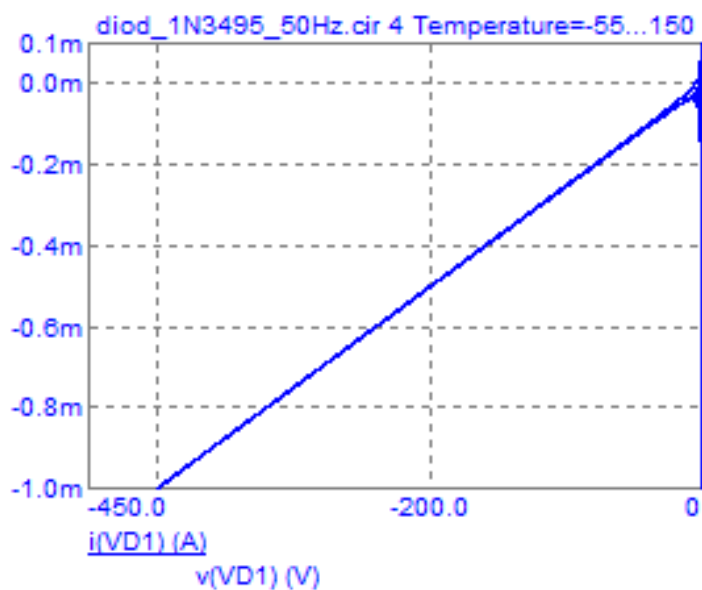


Рис. 1.12

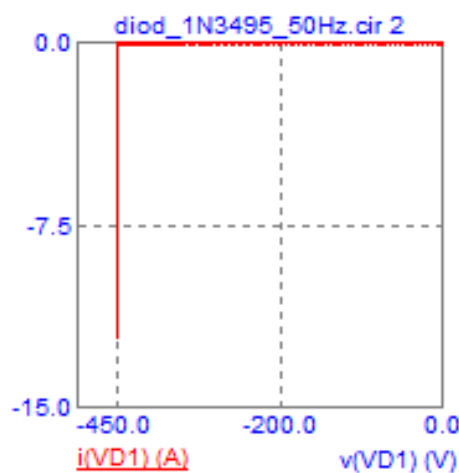


Рис. 1.13

Пороговое напряжение при температуре $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ составляет 0.95 В, с ростом температуры до $+150\text{ }^{\circ}\text{C}$ пропорционально снижается до 0.75 В. Дифференциальное сопротивление от температуры не зависит и составляет $0.2\text{ В} / 40\text{ А} = 5\text{ мОм}$. Рост температуры диода приводит к уменьшению падения напряжения, в основном за счет снижения порогового напряжения (растет подвижность ОНЗ).

Обратную ВАХ модели (рис. 1.12, шестая строка рис. 1.7) наблюдаем при отрицательном напряжении на аноде, диапазон тока подбирается итерационно. Видна линейная зависимость обратного тока от напряжения (0.75 мА при 300 В), влияния температуры нет.

При увеличении амплитуды источника напряжения до 450 В на обратной ВАХ появляется участок пробоя (рис. 1.13). При напряжении более 400 В ток резко нарастает, мощность $400 \text{ В} \cdot 13 \text{ А} = 5200 \text{ Вт}$. Реальный диод обязательно бы вышел из строя, модель «терпит» в виду отсутствия обратной связи по температуре.

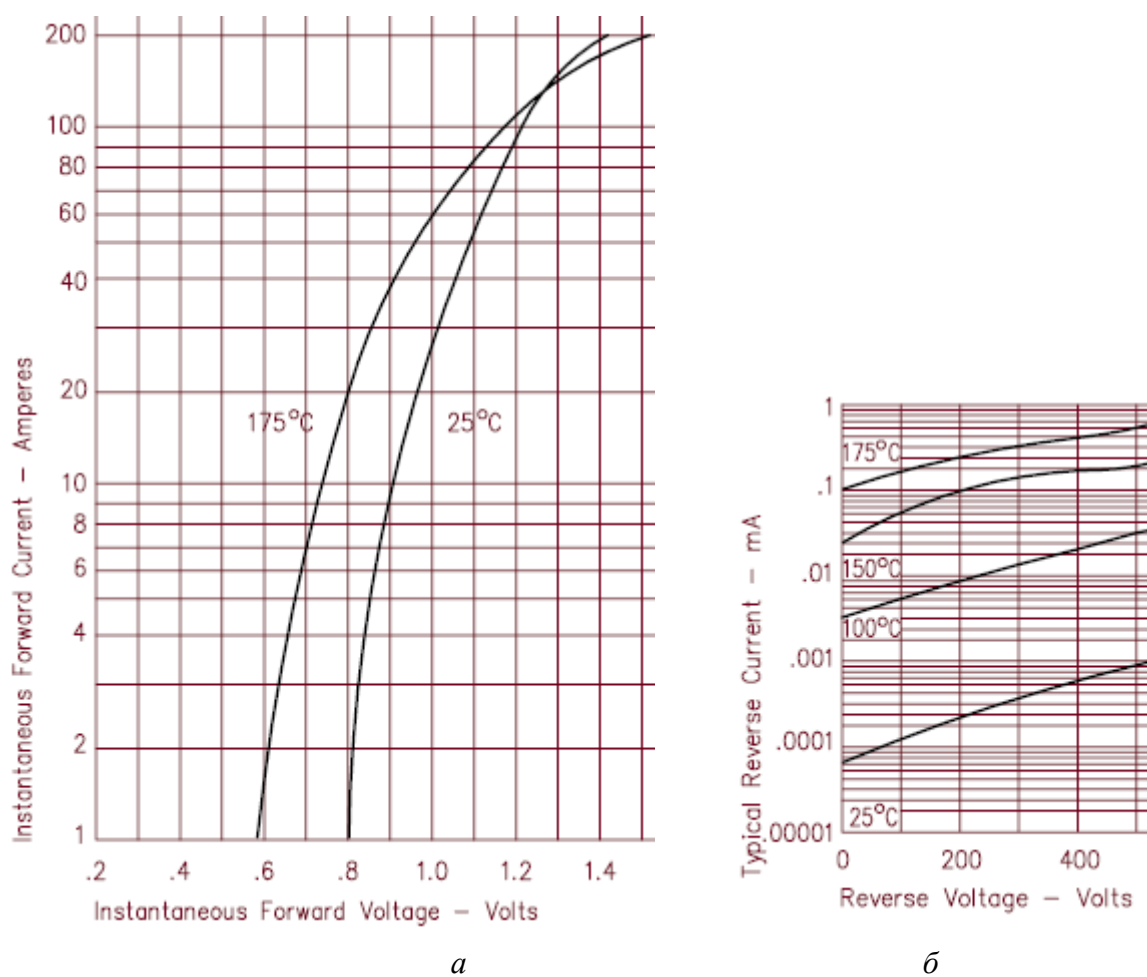


Рис. 1.14

Сравнение модели с паспортными данными. Приведенное в табл. 1.1 значение прямого напряжения 1.1 В при 35 А и 25 °С вполне совпадает с моделью. Дифференциальное сопротивление для таких «слаботочных» диодов в паспортных данных обычно не приводится, но его можно оценить по диаграмме зависимости прямого напряжения от тока (рис. 1.14, а). При токе до 40...50 А дифференциальное сопротивление примерно совпадает и не зависит от температуры, при большем токе рост температуры приводит к более

быстрому росту падения напряжения, т. е. дифференциальное сопротивление растет.

Семейство обратных ВАХ из паспорта (рис. 1.14, б) показывает значительную прямую зависимость обратного тока от температуры (10 мкА при 25 °С и 2 мА при 150 °С). Зависимость обратного тока от напряжения в модели и в паспорте имеет схожий характер.

1.1.3. Самостоятельное исследование ВАХ диода

Выбор диода по табл. 1. Паспортные данные из представленных вам или в Интернете (состав и качество данных имеют значение).

№	Диод	Параметры	№	Диод	Параметры
1	CG1	1.5A 1400V 15us	2	DR754	6A 400V
3	DR7510	6A 1000V	4	MBR2060	20A 60V Schottky
5	D15XB60	15A 600V bridge	5	S30VT60	30A 600V
7	HFA16PB120	16A 1200V 30ns	8	1N5408	3A 1000V
9	20ETS12	20A 1200V	10	40EPS16	40A 1600V
11	GSIB1580	15A 800V bridge	12	VS-8ETU04PBF	8A 400V uf
13	VS-40CTQ150	20A 150V Schottky	14	GSIB2560	25A 600V bridge
15	HFA25TB60	25A 600V uf	16	HFA30PB120	30A 1200V uf
17	HFA320NJ40C	320A 400V uf	18	HFA80NC40SCL	80A 400V uf
19	HFA140NH60R	140A 600V 39ns	20	HFA45HC60C	45A 600V uf

Составить или отредактировать схему модели в Micro-Cap, рассчитать параметры и исправить амплитуды источника и сопротивления нагрузки (при необходимости).

Выполнить расчет работы на периоде промышленной частоты, построить временные диаграммы (рис. 1.9), оценить потери в диоде и КПД выпрямителя. Построить прямую и обратную ВАХ с влиянием температуры (рис. 1.12), сравнить с паспортными значениями (рис. 1.13).

Отчет должен содержать паспортные данные исследуемого диода, моделируемую схему с обоснованием выбора параметров элементов, временные диаграммы, ВАХ, расчетов параметров аппроксимации ВАХ, мощности потерь в диоде, КПД выпрямителя, выводы о назначении диода и о методике исследования.

1.2. Исследование динамических свойств диодов

1.2.1. Основные положения

В импульсном режиме (при крутых фронтах импульсов тока и напряжения диода) существенную роль играет собственная *емкость p – n -перехода* (складывается из *барьерной* и *диффузионной* емкостей), наличие которой обуславливает отклонение в работе диода от режимов, описываемых статической ВАХ. Это проявляется прежде всего в том, что диод пропускает *импульс обратного тока*, если импульс прямого тока имеет крутой задний фронт.

На рис. 1.15, *а, б* представлены, соответственно, схема и временные диаграммы напряжения источника и тока диода, иллюстрирующие особенности импульсного режима работы диода.

Главной причиной возникновения импульса обратного тока служит разряд диффузионной емкости в момент приложения обратного напряжения, т. е. рассасывание зарядов, образованных подвижными носителями в n - и p -областях (главным образом в базе) при протекании через диод импульса прямого тока. Накопление зарядов в базе происходит благодаря меньшей концентрации ОНЗ по сравнению с эмиттером, а в обеих областях – из-за значительной средней длины свободного пробега.

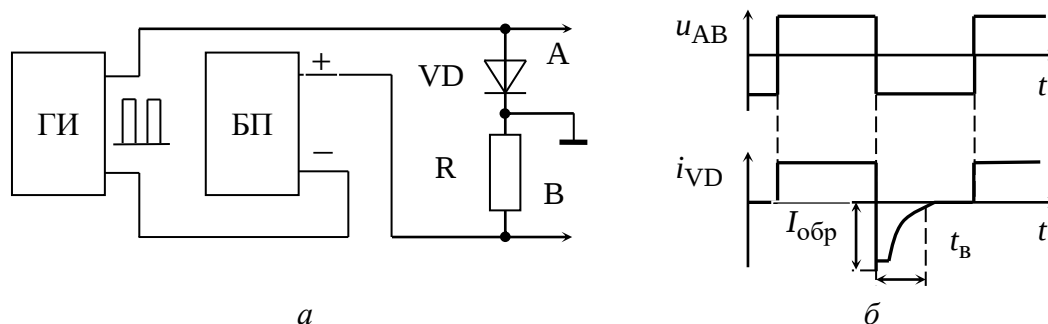


Рис. 1.15

Длительность импульса обратного тока называется *временем обратного восстановления $t_{ГТ}$* , а интеграл обратного тока за это время – *зарядом восстановления $Q_{ГТ}$* . Значения этих величин для высокочастотных и импульсных диодов приводятся в справочниках и должны учитываться при проектировании устройств с применением диодов, так как на высоких частотах диод может вообще перестать выполнять свою основную функцию – выпрямление тока.

Чем больше амплитуда и крутизна спада импульса прямого тока диода, тем большие заряды оказываются в n - и p -областях в момент приложения обратного напряжения и тем больше площадь импульса обратного тока, т. е. заряд. Если сопротивление внешней цепи разряда при этом остается посто-

янным, то, следовательно, увеличивается длительность импульса при неизменной амплитуде. Изменение обратного напряжения, прикладываемого к диоду, не меняет значения накопленного заряда, поэтому импульс обратного тока изменяется по длительности и амплитуде при постоянной площади.

Наличие *барьерной емкости* приводит к снижению скорости изменения обратного напряжения и обусловлено необходимостью изменять ширину области, обедненной ОНЗ.

1.2.2. Пример исследования динамики диода

Схема для исследования импульса обратного тока диода (рис. 1.16 и файл <diod_1n3495_HF.CIR>) отличается от предыдущей только выбором импульсного источника напряжения Pulse вместо Sin. Параметры сигнала: нижний уровень напряжения V1, верхний V2, задержка TD, длительность фронта TR, среза TF, ширина импульса PW, период PER. Нам требуется идеальное прямоугольное двуполярное напряжение с длительностью импульса равной половине периода, поэтому $PW = PER/2$, симметричные амплитуды напряжения $V2 = -V1 = 400$ В, идеальные фронты $TR = TF = TD = 0$. Амплитуда напряжения и резистор выбираются по предельным паспортным данным.

Предварительный выбор частоты следует выполнить, ориентируясь на паспортные параметры: предельную частоту, время восстановления $t_{гт}$. В отсутствие параметров частота подбирается в модели по виду временной диаграммы импульса обратного тока диода на одном периоде.

Для диода 1N3495 рекомендована рабочая частота до 10 кГц, т. е. $PER = 100\mu$, длительность расчета тоже один период (Time Range 100μ , шаг на три порядка меньше – $100n$). Если импульс обратного тока по длительности мал или не заметен, следует повышать частоту, не забывая снижать длительность расчета и шаг. Желательно получить импульс обратного тока длительностью $0.2...0.3$ периода.

DC 0 AC 1 0 Pulse -400 400 10n 10n 0 5u 10u

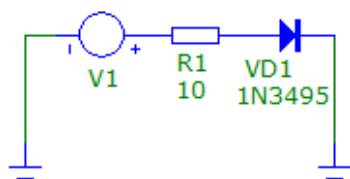


Рис. 1.16

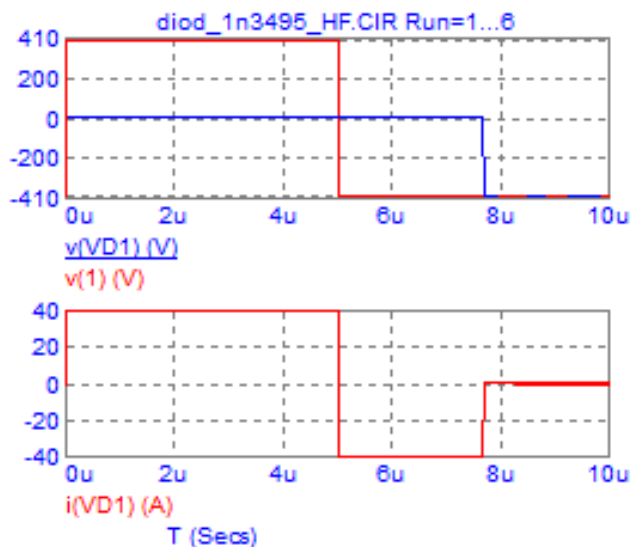


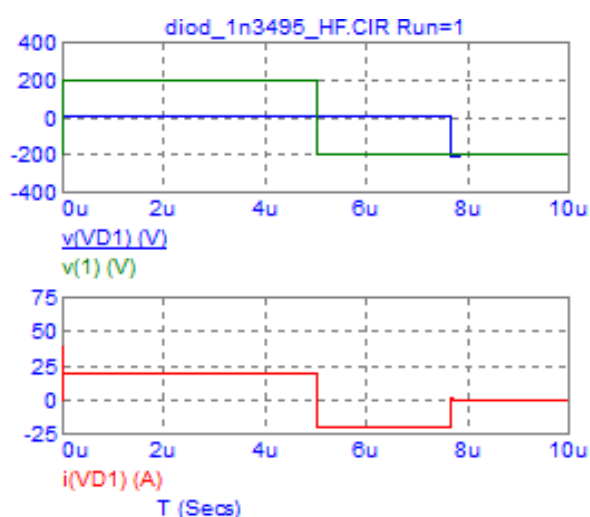
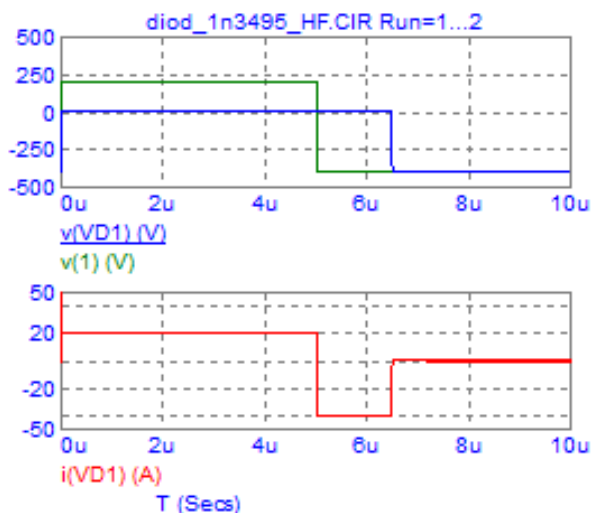
Рис. 1.17

Модель достигла требуемой формы обратного тока при частоте 100 кГц (рис. 1.17). Здесь при прямом токе 40 А и обратном напряжении 400 В получен импульс обратного тока с амплитудой 40 А длительностью 2.7 мкс, заряд обратного восстановления $40 \cdot 2.7 \cdot 10^{-6} = 108$ мкКл. На интервале протекания обратного тока напряжение диода нулевое, т. е. диод напряжения не держит.

Теперь исследуем влияние режима работы диода на амплитуду и длительность обратного тока.

Снижение прямого тока в 2 раза за счет уменьшения V2 (рис. 1.18) привело к снижению длительности импульса обратного тока до 1.5 мкс при той же амплитуде и почти пропорциональное снижение заряда (60 мкКл).

Снижение амплитуды обратного напряжения в 2 раза с помощью V1 (рис. 1.19) уменьшило вдвое амплитуду обратного тока (20 А), длительность выросла практически до первоначальной 2.7 мкс, т. е. заряд почти не изменился (54 мкКл).



Проведенное на модели исследование импульса обратного тока соответствует поведению электронно-дырочного механизма, т. е. модель имеет в своем составе соответствующую емкость.

1.2.3. Самостоятельное исследования динамики диода

Используя выбранный в 1.1.3 диод, скорректировать параметры схемных компонентов модели (источник и резистор при необходимости), подобрать частоту и длительность импульсов для получения временной диаграммы с хорошо заметной длительностью обратного тока.

Выполнить исследование зависимости амплитуды и длительности обратного тока от амплитуды прямого тока и обратного напряжения для выбранного диода.

Отчет должен содержать паспортные данные диода по динамике (при наличии), схему модели, временные диаграммы, требуемые расчеты и выводы по результатам экспериментальных исследований.

Контрольные вопросы

1. Каковы устройство и принцип действия ПП диода?
2. Какие физические явления определяют вид прямого участка ВАХ диода?
3. Какие физические явления определяют вид обратного участка ВАХ диода и стабилитрона?
4. Какие физические явления определяют влияние температуры на параметры ВАХ диода и стабилитрона?
5. Идеальный диод и паспортные характеристики реального диода.
6. Каковы механизмы и условия проявления диффузионной и барьерной емкостей?
7. От чего зависит амплитуда и длительность обратного тока диода в импульсном режиме? Объясните природу этой зависимости.

2. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

2.1. Исследование вольт-амперных характеристик

2.1.1. Основные положения

Биполярные транзисторы (БТ) – полупроводниковые приборы с двумя встречно включенными и взаимодействующими p – n -переходами, образующими трехслойные p – n – p - или n – p – n -структуры. Эти структуры и соответствующие им изображения транзисторов на электрических схемах представлены на рис. 2.1, а, б. Биполярными эти транзисторы называются потому, что протекание тока в них обеспечивается носителями зарядов двух типов – электронами и дырками.

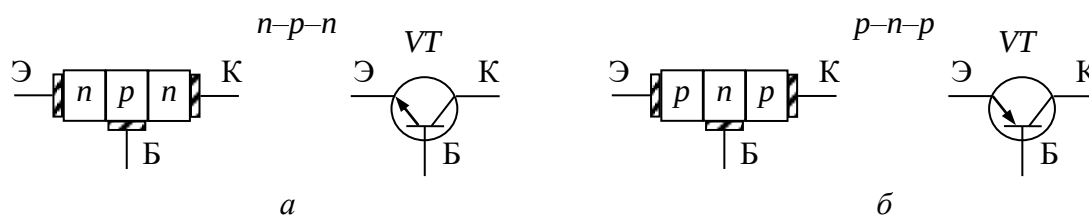


Рис. 2.1

Средняя область полупроводниковой структуры транзистора называется *базой*, а крайние – *эмиттером* и *коллектором*. Такие же названия имеют выводы транзистора; p – n -переход между эмиттером и базой называется *эмиттерным*, а между коллектором и базой – *коллекторным*.

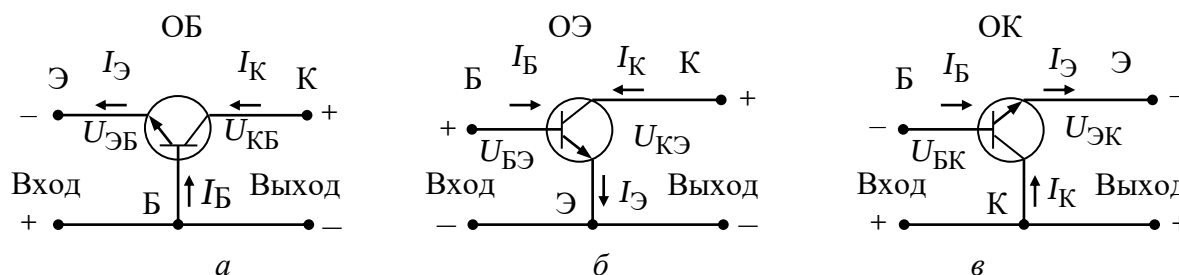
В зависимости от знаков напряжений на p – n -переходах различают следующие режимы работы транзистора: *активный режим* – напряжение на эмиттерном переходе прямое, а на коллекторном – обратное; *режим насыщения* – на обоих переходах прямое напряжение (транзистор открыт); *режим отсечки тока* – на обоих переходах обратное напряжение (транзистор закрыт); *инверсный активный режим* – напряжение на эмиттерном переходе обратное, а на коллекторном – прямое.

В линейных и усилительных схемах БТ работают в активном режиме; при этом используется способность транзистора усиливать ток и мощность. В ключевых схемах БТ работают попеременно в режимах отсечки и насыщения.

В активном режиме ОНЗ из эмиттера под действием прямого напряжения инжектируют в базу, часть их здесь рекомбинирует, но большая часть захватывается полем обратносмещенного коллекторного перехода и достигает коллектора. Это происходит благодаря двум конструктивным особенностям: толщина базы меньше средней длины свободного пробега ННЗ (что способствует уменьшению тока базы) и площадь коллекторного перехода больше площади эмиттерного (чем объясняется несимметрия активного и инверсного режимов). В результате удаётся изменениями небольшого тока базы

управлять током коллектора, что и позволяет говорить о способности БТ усиливать ток. В паспортных данных транзистора приводится коэффициент передачи тока $h_{21э}$, выражающий отношение приращения тока коллектора к приращению тока базы.

Транзистор включают по схеме: с общей базой (ОБ), общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК). Эти схемы изображены на рис. 2.2 а–в, где отмечены положительные направления токов и полярности напряжений, соответствующие активному режиму $n-p-n$ -транзистора.



Для каждой схемы включения определяются семейства входных и выходных характеристик, связывающих, соответственно, входной ток с входным напряжением и выходной ток с выходным напряжением. Типичный вид таких характеристик для схемы с ОЭ показан на рис. 2.3 а, б [3], [4]. Здесь E_K и R_K – напряжение источника питания и сопротивление коллекторной цепи, определяющие так называемую нагрузочную прямую.

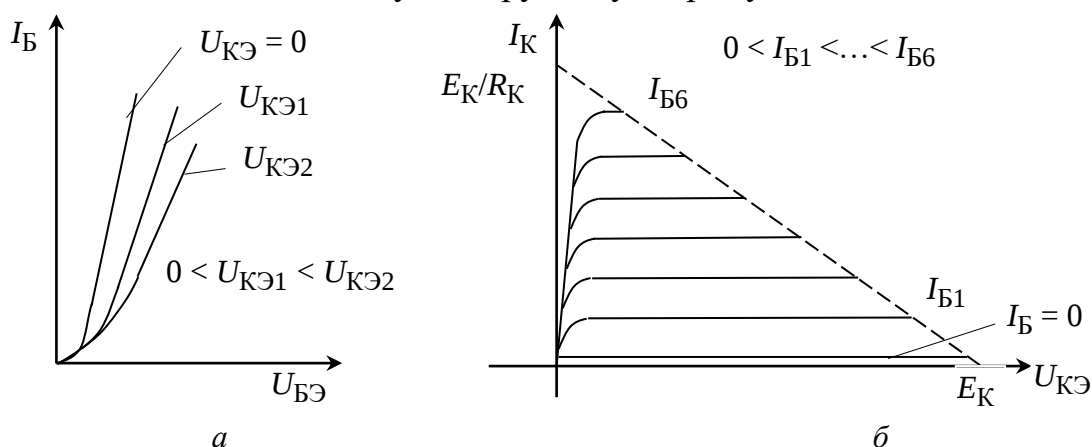


Схема ключа на БТ обычно использует схему с ОЭ, где сравнительно небольшим током базы можно полностью отпирать цепь коллектор–эмиттер.

Таблица 2.1

Тип	Предельные параметры			Корпус	Электрические параметры	
	V_{ceo} , В	I_C , А	P_d , Вт		h_{fe}	$t_{on/off}$

					$V_{ce(sat)}, \text{ В}$ ($I_C, \text{ А}$)	min	max	мкс
2N3054	90	4	25	TO-66	1.0(6.0)	5	150	$f_T, 3 \text{ МГц}$
2N3441	140	3	3/25	TO-66	1.0	4	40	8/15
2N3447	60	7.5	115	TO-3	1.5(3.0)	40	120	—
2N3585	300	2	35	TO-66	0.75	3	—	3/3
2SC5161	400	2	10	SC-63	1(1)	25	50	1/1
2N3766	60	4	25	TO-66	1.0(2.5)	20	160	0.25/2.5
2N5880	80	15	160	TO-3	1.0(4.0)	4	100	0.3/0.3
2N6190	80	5	10	JEDEC	0.7(1.2)	30	120	0.2/0.3
2N6338	100	25	200	TO-3	1.0(1.8)	12	120	0.3/0.25
MJ410	200	5	100	TO-3	0.8	30	90	$f_T, 2.5 \text{ МГц}$
TIP31C	100	3	40	TO-220	1.2	10	50	0.4/0.5

В библиотеке Micro-Cap биполярные транзисторы находятся в папке BJT (Bipolar Junction Transistor), большая часть отобранных мной моделей – в разделе Power, также интересны разделы High Current, High Voltage, Darlington. При наведении курсора обычно появляется подсказка, например NPN 2N5686 80V 50A 300W (предельные параметры). В табл. 2.1 сведены основные паспортные параметры отобранных BJT: предельные значения тока коллектора I_C , прямого напряжения КЭ V_{ce0} , мощность, которую способен рассеять корпус прибора P_d ; тип корпуса; электрические параметры: напряжение насыщения $V_{ce(sat)}$ при заданном токе коллектора, коэффициент передачи тока в схеме ОЭ в режиме малого сигнала h_{fe} , время включения (on) и выключения (off). Изображение транзистора можно настроить на близкий к ГОСТ вариант Euro; русские имена выводов – это транслитерация исходных английских: Base, Emitter, Collector.

2.1.2. Пример исследования ВАХ БТ

Схема для исследования выходной ВАХ БТ 2SC5161 по схеме с ОЭ представлена на рис. 2.5. Управляемая цепь коллектор – эмиттер состоит из синусоидального источника V_{cc} (50 Гц, амплитуда выбрана по предельному напряжению коллектор – эмиттер 400 В), резистора нагрузки R_c (выбран по предельному импульсному току коллектора 4 А, $400/4 = 100 \text{ Ом}$).

Цепь управления база – эмиттер состоит из источника постоянного тока I_{bb} , задает ток базы, отпирающий транзистор. Мы должны определить значение тока базы достаточное для *слабого насыщения*.

При минимуме паспортных данных используют минимальное значение коэффициента передачи по току. Для 2SC5161 $h_{fe} = 25$, ток базы $4/25 = 0.16 \text{ А}$.

В хороших паспортных данных можно найти соотношения между токами коллектора и базы (5 и 10 для 2SC5161). Окончательный выбор делается «на объекте», в нашем случае – в модели, подбором тока базы.

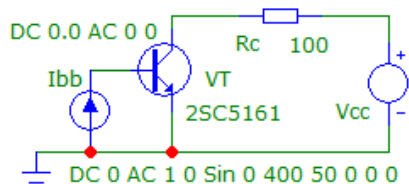


Рис. 2.5

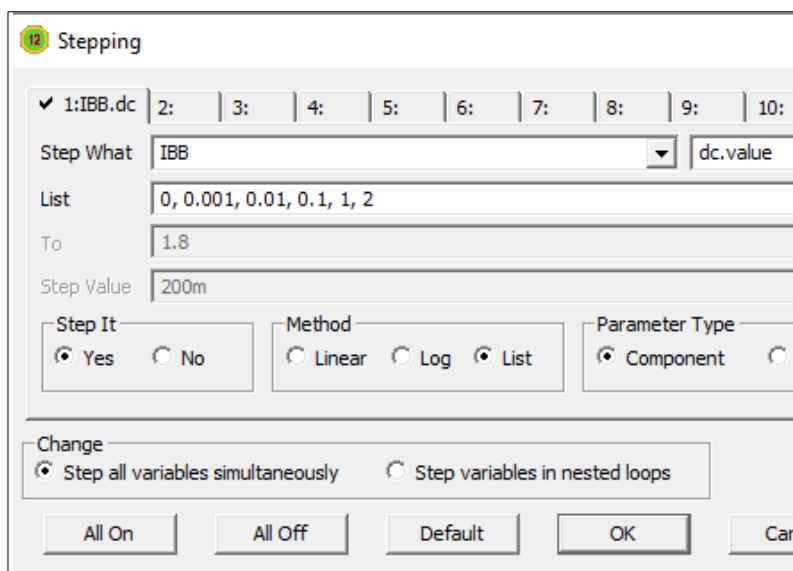


Рис. 2.6

Для получения семейства ВАХ при вариации тока базы удобно использовать режим «Stepping...» (шагать) в окне Transient analysis. Во всплывающем окне (рис. 2.6) в выпадающем списке «Step What» выбран источник тока IBB, задан метод «Method List» и ряд численных значений от 0 до 2 А, активирован режим шага (Step It: Yes).

На рис. 2.7 представлено семейство ВАХ зависимости тока коллектора $I_c(VT)$ от напряжения коллектор-эмиттер $V_{ce}(VT)$, при вариации тока базы I_{bb} от 0 до 2 А и нагрузочная прямая [V_{cc}/R_c , V_{cc}].

При положительном напряжении источника V_{cc} наблюдаем три «основных» режима работы транзистора: отсечки (токи базы и коллектора в нуле), насыщения (минимальное напряжение КЭ) и активный (ток коллектора зависит от тока базы и напряжения КЭ). Отрицательная полуволна приводит к прямому включению коллекторного $p-n$ -перехода – активный инверсный режим.

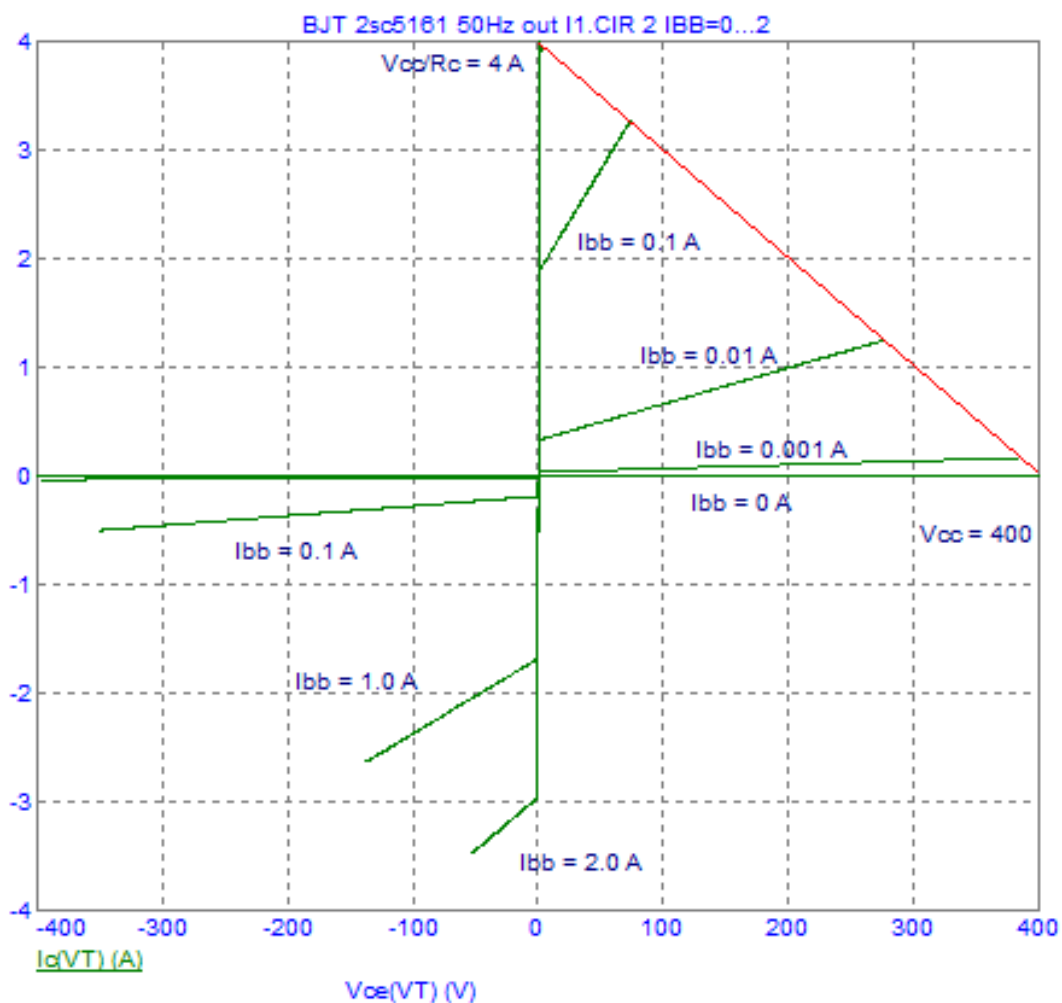


Рис. 2.7

Для работы транзистора в качестве ключа подходят только режимы отсечки и насыщения, в активном и активном инверсном режимах потери много больше. Обычно БТ коммутирует ток только в одном направлении, что ограничивает область его применения в основном цепями постоянного тока.

В режиме отсечки (рис. 2.8) потери практически отсутствуют, ток коллектора не превышает десятков микроампер, пробой не моделируется.

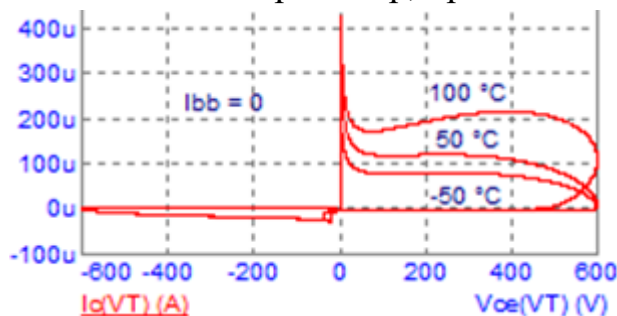


Рис. 2.8

Рассмотрим подробнее участок насыщения при вариации тока базы (рис. 2.9, а) и оценим влияние температуры (рис. 2.9, б).

По сравнению с прямым участком ВАХ кремниевого диода ВАХ БТ имеет малое смещение (~ 0.1 В), далее рост тока сопровождается линейным ростом напряжения. При токе коллектора 4 А напряжение насыщения составляет ~ 0.9 В, рост температуры приводит к незначительному приросту напряжения насыщения.

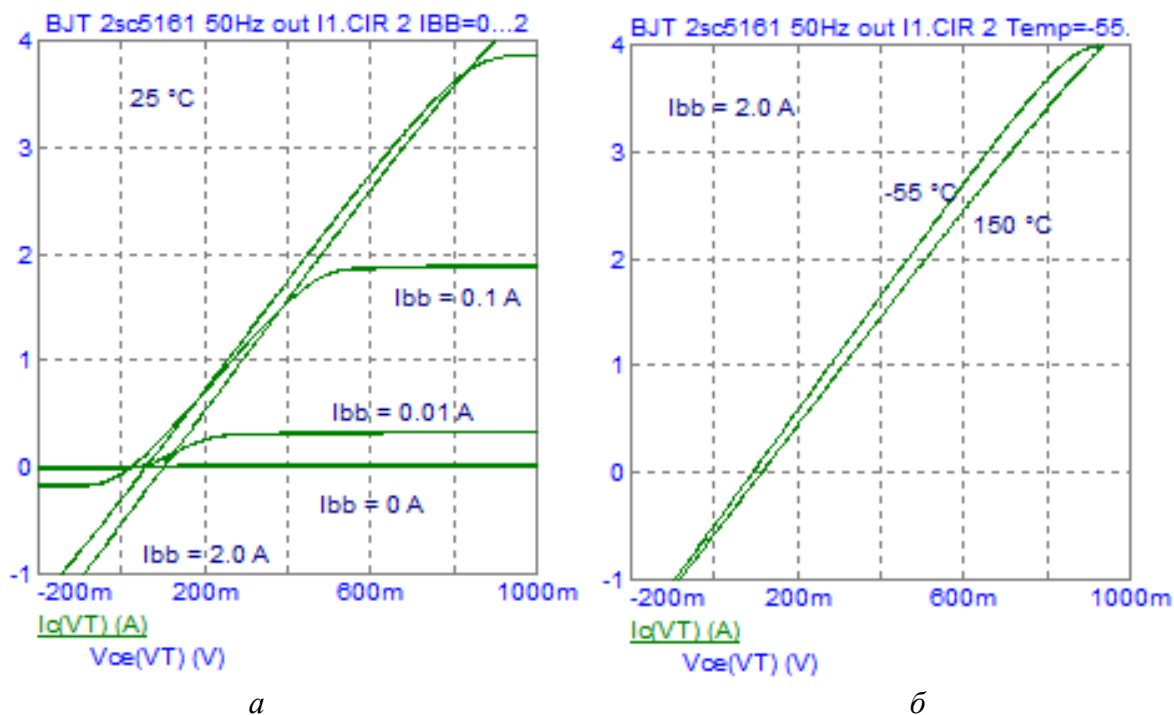


Рис. 2.9

Потери в коллекторе зависят от степени насыщения. Так при токе базы 2.0 А напряжение насыщения составляет 0.9 В, мощность потерь $0.9 \cdot 4 = 3.6$ Вт, при этом мощность потерь в базе $2.4 \text{ В} \cdot 2 \text{ А} = 4.8$ Вт (больше, чем в коллекторе!), суммарные потери 8.4 Вт.

При снижении тока базы до минимального для режима насыщения 1.3 А напряжение коллектора – 0.936 В, мощность потерь – 3.74 Вт, при этом мощность потерь в базе $1.9 \text{ В} \cdot 1.3 \text{ А} = 2.48$ Вт, сумма 6.22 Вт.

Амплитуда мощности в резисторе нагрузки R_c $4 \text{ А} \cdot 399 \text{ В} = 1596 \text{ Вт}$, т. е. КПД ключа в статике порядка $1596 \cdot 100 / (1596 + 7) = 99.5 \%$.

Выбранный ток коллектора для данного транзистора в два раза выше предельного значения 2 А. При снижении амплитуды тока коллектора до 2 А суммарные потери падают почти в 4 раза. Это объясняет меньшую перегрузочную способность БТ по сравнению с диодами.

Схема для исследования входной ВАХ БТ 2SC5161 по схеме с ОЭ (рис. 2.10). Синусоидальный источник напряжения V_{bb} и резистор R_b задают колебания прямого тока базы и обратного напряжения, постоянный источник напряжения V_{cc} и резистор R_c (варьируемый) задают ток коллектора.

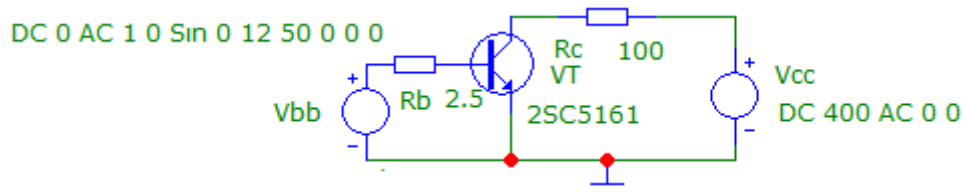


Рис. 2.10

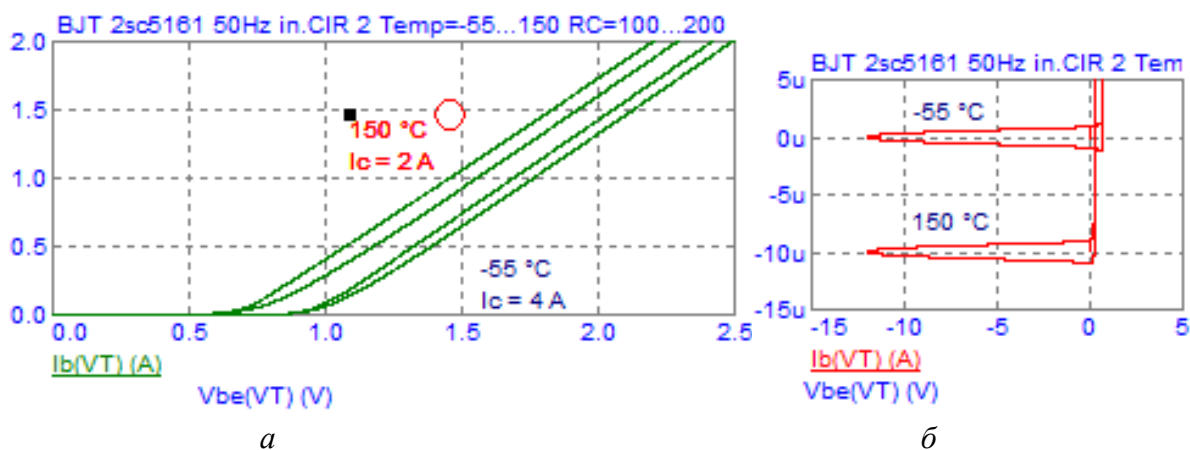


Рис. 2.11

Исследуемый здесь эмиттерный p – n -переход имеет типовую низковольтную ВАХ с прямым участком проводимости (рис. 2.11, а) и обратным участком запертого состояния (рис. 2.11, б). Обратный участок выглядит несколько странно, влияние температуры вполне правдоподобно, а вот пробой ($V_{ebo} = 7$ В) не моделируется даже при 30 В. Прямой участок интересен для оценки потерь в базе, рост температуры снижает пороговое напряжение, увеличение тока коллектора приводит к росту потерь в базе.

2.1.3. Самостоятельное исследования ВАХ БТ

Выбрать БТ n – p – n -типа габаритной мощностью не менее 200 В·А по наличию модели и паспортных данных.

Составить или отредактировать в Micro-Cap схемы для исследования выходной и входной ВАХ БТ по схеме с ОЭ. Рассчитать и отредактировать параметры схем по предельным паспортным данным, выбрать ток базы по электрическим параметрам либо подбором в модели.

Выполнить расчеты работы на периоде промышленной частоты, варьируя токи базы, коллектора, температуру. Выбрать значения тока базы для слабого насыщения при заданном токе коллектора.

Построить графики ВАХ с удобными масштабами, оценить потери в коллекторе, базе, КПД транзисторного ключа, влияние температуры. Сравнить модель с паспортными значениями.

Отчет должен содержать паспортные данные исследуемого БТ, моделируемые схемы с параметрами, обоснованием выбора параметров элементов, графики ВАХ, расчеты мощности потерь, КПД, выводы о приближении БТ к «идеальному ключу» и о методике исследования.

2.2. Транзистор в ключевом режиме

2.2.1. Основные положения

Ключевым называется такой режим работы транзистора, при котором он используется как коммутатор, замыкающий или размыкающий электрическую цепь.

Когда транзистор включен и замыкает цепь, он находится в режиме насыщения; выключенный транзистор размыкает цепь и находится в режиме отсечки. В режиме насыщения транзистор способен пропускать значительно больший ток, чем в активном режиме, так как падение напряжения на насыщенном транзисторе мало и, следовательно, мала мощность потерь (потери проводимости). В режиме отсечки даже при большом напряжении $U_{КЭ}$ мощность потерь практически отсутствует, так как отсутствует ток коллектора.

Мощный транзисторный ключ на БТ может использоваться для бесконтактной коммутации в цепи постоянного тока (вместо реле), а также для высокочастотного преобразования электрической энергии.

На высокой частоте основным показателем эффективности работы транзисторного ключа служит длительность процессов переключения из насыщенного состояния в режим отсечки и наоборот, так как в процессе переключения на транзисторе выделяется значительная мощность (так называемая мощность коммутационных потерь). Как и в других транзисторах, эта мощность пропорциональна частоте и ограничивает частоту коммутации.

Инерционность транзистора определяется процессами накопления и рассасывания носителей зарядов в базе и наличием емкостей $p-n$ -переходов.

2.2.2. Пример исследования динамики ключа на БТ

Схема ключа постоянного тока на БТ (рис. 2.12, *a*) отличается от схемы для исследования входной ВАХ только типом источника напряжения V_{bb} – здесь он импульсный (Pulse). Положительная амплитуда 5 В и резистор 30 Ом обеспечивают слабое насыщение, 0 В – для запираания ключа.

Период 2.5 мкс и длительность 1 мкс импульса подобраны так, чтобы большую часть этих интервалов занимал переходный процесс переключения. Процессы в этой схеме представлены на рис. 2.13 временными диаграммами синего цвета (сплошная линия).

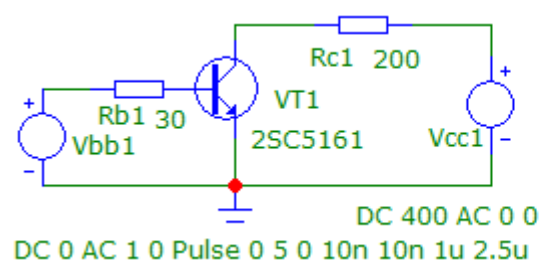
Процесс включения, сопровождаемый ростом тока и спадом напряжения коллектора, длится около 260 нс. На графике мощности потерь $PD(VT1)$ наблюдаем импульс амплитудой 200 Вт, далее потери открытого состояния составляют «всего» 1.2 Вт. Ирония в том, что по паспорту средняя мощность для данного корпуса – 1 Вт и допускается кратковременная перегрузка до 10 В.

Заметим, что в мощность потерь входят как потери в коллекторе, так и в базе, что подтверждается совпадением графиков $I_c(VT1) \cdot V_{ce}(VT1) + I_b(VT1) \cdot V_{be}(VT1)$ и $PD(VT1)$.

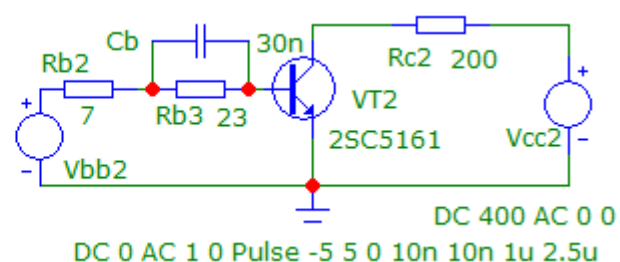
Процесс выключения начинается с задержки (140 нс) для рассасывания зарядов в базе. Далее происходит неспешное снижение тока коллектора и нарастание напряжения длительностью 960 нс. Импульс мощности потерь имеет ту же амплитуду 200 Вт, но длительность импульса больше, а значит больше и интеграл (т. е. энергия).

График $avg(PD(VT1))$ показывает среднее значение мощности потерь ~65 Вт (для его «успокоения» рассматриваем интервал не 0...3, а 10...13 мкс). Доля потерь проводимости $1.2 \text{ Вт} \cdot 1 \text{ мкс} / 3 \text{ мкс} = 0.4 \text{ Вт}$, остальные 64.6 Вт – коммутационные потери. Их значение примерно пропорционально частоте. При снижении частоты переключения на три порядка коммутационные потери станут несущественны.

Увеличение амплитуды тока базы приведет к снижению времени включения, но существенно увеличит задержку выключения. Поэтому лучший путь – увеличение амплитуды тока базы в начале импульса, перед выключением желательно вернуться к режиму слабого насыщения, для рассасывания заряда в базе логично приложить к ней обратное запирающее напряжение.

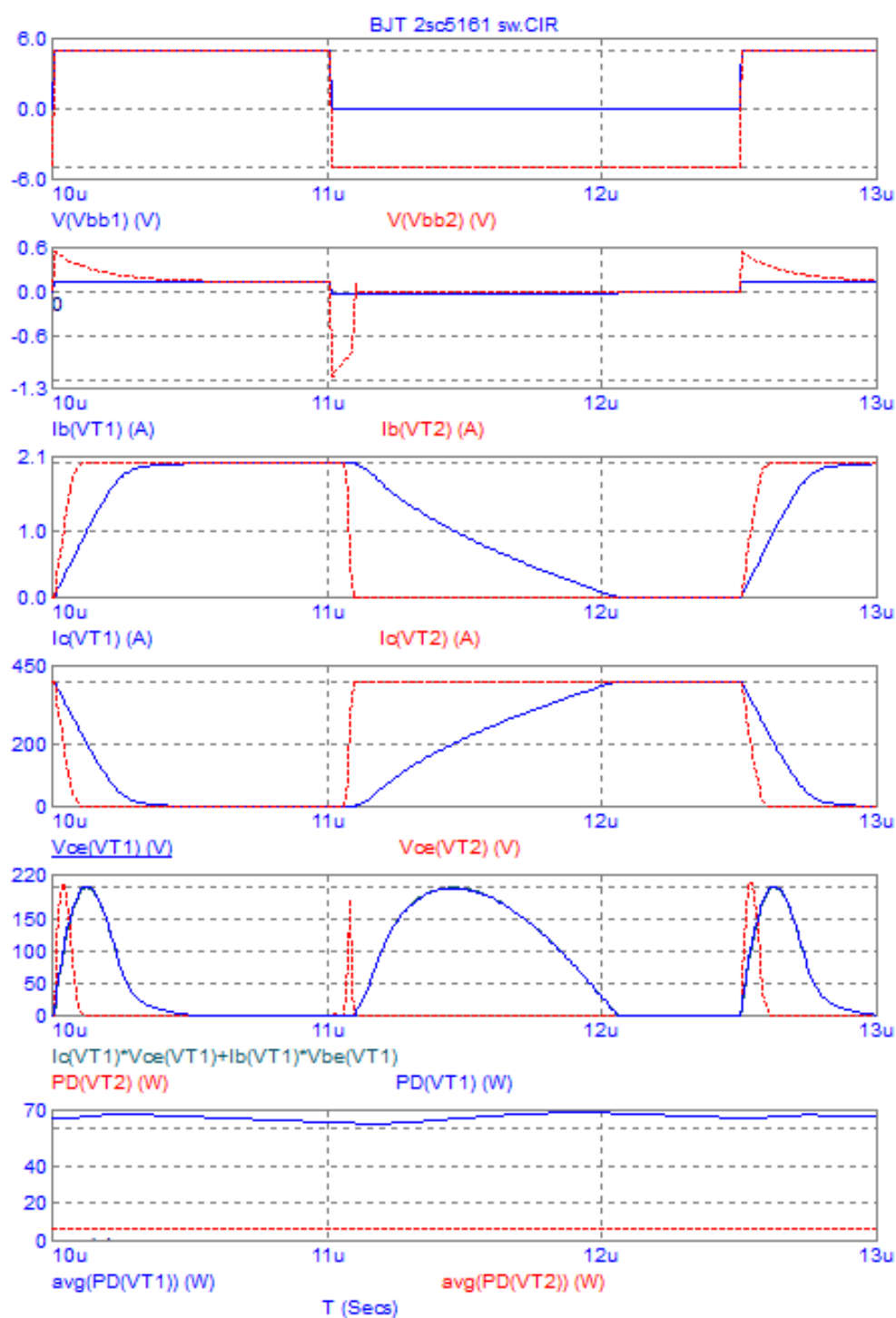


a



b

Puc. 2.12



Puc. 2.13

На рис. 2.12, б представлена схема ключа с улучшенной динамикой переключения. Резистор в цепи базы «разделен» на неравные части (один к четырем) и большая часть шунтирована параллельно подключенным конденсатором C_b . Емкость конденсатора выбрана так, что постоянная времени заряда $R_{b2} \cdot C_b$ должна составлять малую долю длительности импульса. Это позволяет увеличить амплитуду тока базы в момент включения (в 5 раз) при слабом перенасыщении после заряда конденсатора. Дополнительно в момент выключения прикладывается не нулевое, а отрицательное запирающее напряжение $V_1 = -5$ В. В момент выключения накопленный заряд конденсатора и отрицательное напряжение способствуют быстрому выносу носителей из базы транзистора.

Процессы в улучшенной схеме представлены на рис. 2.13 прерывистой линией (красного цвета). Теперь процесс включения сократился почти до 80 нс (в 3.25 раза) даже при чуть большей амплитуде мощности потерь. Процесс выключения состоит из задержки (порядка 60 нс) и импульса потерь длительностью около 35 нс (сокращение в $960 : 35 = 27$ раз) при той же амплитуде. Среднее значение мощности потерь ~ 6.5 Вт – почти на порядок меньше, т. е. на порядок выше допустимая частота коммутаций.

2.2.3. Самостоятельное исследование динамики ключа на БТ

Используя БТ, выбранный при исследовании ВАХ, выполнить настройку схем ключа при однополярном импульсе тока базы со слабым насыщением и улучшенную схему с биполярным источником напряжения и ускоряющей RC -цепью.

Отчет должен содержать схему транзисторного ключа, временные диаграммы сигналов, результаты расчетов и выводы о сравнении режимов работы транзисторного ключа.

Контрольные вопросы

1. Какая полярность напряжений внешних источников обеспечивает активный режим $p-n-p$ -транзистора?
2. Каковы устройство, режимы работ и принцип действия биполярного транзистора?
3. Покажите границы режимов работы транзистора на входных и выходных ВАХ.

4. Объясните назначение основных паспортных параметров статического режима и их положение на ВАХ.

5. Как изменяются ВАХ БТ с повышением температуры и почему?

6. За счет чего обеспечивается ключевой режим работы транзистора в рассмотренной схеме?

7. Каковы оптимальная форма и уровень тока базы для коммутации выбранной нагрузки с минимальными потерями?

3. ТИРИСТОРЫ

3.1. Исследование вольт-амперных характеристик

3.1.1. Основные положения

Тиристоры – ключевые приборы с четырехслойной $p-n-p-n$ -полупроводниковой структурой на основе кремния или арсенида галлия. Крайняя область p соединена с анодным выводом, а крайняя область n – с катодным.

По способу управления тиристоры делятся на диодные (динисторы), триодные незапираемые и запираемые с управлением по аноду и катоду. Наибольшее распространение в силовой электронике получили незапираемые тиристоры с управлением по катоду, изучению которых и посвящена данная работа.

На рис. 3.1, *а* условно показаны четырехслойная полупроводниковая структура и места подключения выводов тиристора такого типа, на рис. 3.1, *б* – обозначение тиристора на электрической схеме.

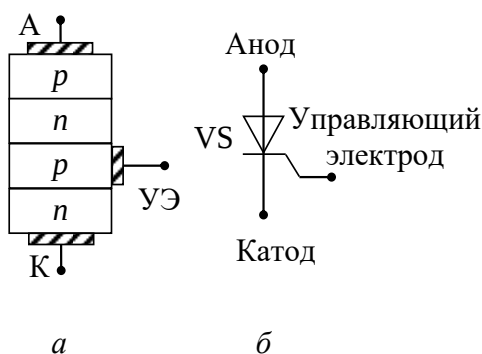


Рис. 3.1

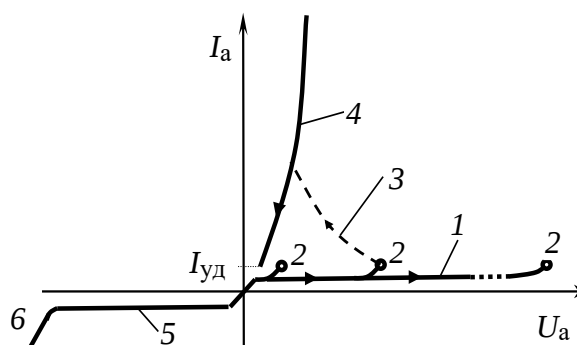


Рис. 3.2

Средние n - и p -области – это базы, они слабо легированы. При прямом внешнем напряжении ($A+$, $K-$) и отсутствии тока управляющего электрода (УЭ) средний $p-n$ -переход между базами заперт, ток анода отсутствует. При подаче положительного напряжения на УЭ отпирается прикатодный $p-n$ -переход, ток УЭ (I_y) приводит к накоплению в p -базе ННЗ, что способствует уменьшению ширины запирающего слоя на границе среднего $p-n$ -перехода.

При определенных значениях U_A и I_y этот p – n -переход пробивается и ток начинает течь от анода к катоду I_A , тиристор включается. Возможно также включение тиристора при отсутствии I_y , только за счет пробоя среднего p – n -перехода (динисторное включение), но такой способ приводит к снижению способности тиристора держать прямое напряжение, что недопустимо.

Включенное состояние тиристора может поддерживаться без I_y , так как ННЗ, накапливающиеся при протекании I_A , смещают средний p – n -переход и поддерживают его в открытом состоянии. При снижении I_A ниже значения, называемого током удержания ($I_{уд}$), процесс рекомбинации начинает преобладать над инжекцией через крайние p – n -переходы, что приводит к выключению тиристора.

Типичная анодная ВАХ тиристора представлена на рис. 3.2, где использованы следующие обозначения: 1 – характеристика закрытого состояния при прямом смещении; 2 – точки переключения; 3 – одна из характеристик включения (область отрицательного динамического сопротивления); 4 – характеристика проводящего состояния; 5 – характеристика обратного непроводящего состояния; 6 – область пробоя; $I_{уд}$ – ток удержания (*англ.* holding).

Напряжение переключения зависит от тока управляющего электрода I_y : чем больше ток управления, тем ниже напряжение переключения.

Тиристор проводит ток только в одном направлении (от анода к катоду), включается при увеличении положительного анодного напряжения до уровня $U_{вкл} = f(I_y)$, а выключается, когда ток анода становится меньше тока удержания $I_{уд}$ (обычно $I_y > I_{y.ном}$, тогда $U_{вкл} \approx 1 \text{ В}$) ($\approx I_{y.ном}$).

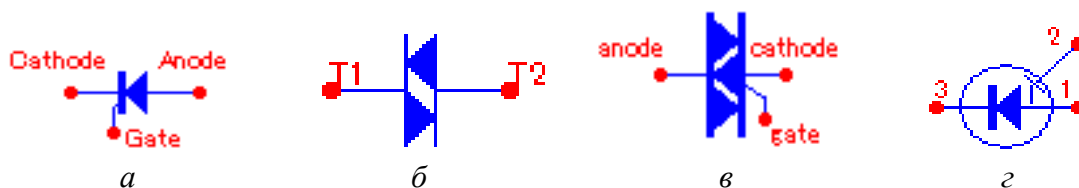


Рис. 3.3

В Micro-Cap библиотека тиристорov Thyristor состоит из нескольких подразделов: SCR (Silicon Controlled Rectifier) – кремниевый управляемый выпрямитель (рис. 3.3, а) – это и есть интересующие нас однооперационные тиристоры, самые распространенные в группе тиристорov. DIAC – динистор (рис. 3.3, б), включается при фиксированном напряжении. TRIAC – симистор

(рис. 3.3, в), аналог пары встречно включенных тиристоров с одним управляющим электродом. MCT (MOS Controlled Thyristor) – тиристор с полевым управлением (рис. 3.3, з).

3.1.2. Пример исследования ВАХ тиристора

Основные паспортные данные выбранного тиристора TIC126D:

- предельное прямое и обратное напряжение 400 В;
- предельный средний ток (угол проводимости 180° , температура корпуса 70°C) 7.5 А;
- средняя мощность потерь на управляющем электроде 1 Вт;
- падение напряжения на аноде при $I_A = 12\text{ А}$ не более 1.4 В;
- минимальный отпирающий ток управления 20 мА;
- напряжение переключения управления от 0.2 до 2.5 В;
- ток удержания 40 мА.

На рис. 3.4 и в файле <scr tic126d aVAH.cir> представлена схема для исследования статической анодной ВАХ. Синусоидальный источник напряжения в цепи анода V_{aa} выбран по аналогии с диодом (см. 1.1.2). Резистор в цепи анода $R_a = V_{aa} / I_{tav} / 2.83 = 311 / 7.5 / 2.83 \approx 15\text{ Ом}$. Источник постоянного тока в цепи управляющего электрода (Gate) I_{gg} 20 мА по паспорту.

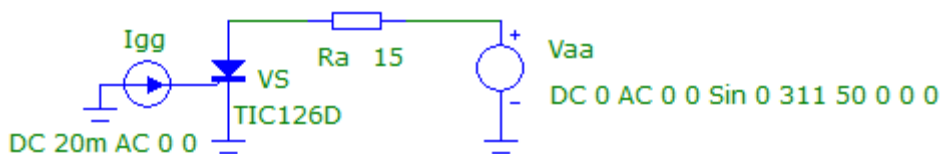


Рис. 3.4

На рис. 3.5 представлены анодные ВАХ тиристора в закрытом ($I_{gg} = 0$) и открытом ($I_{gg} = 20\text{ мА}$) состояниях, при температуре -55 и 150°C . Здесь $V(VS.ANODE)$ – напряжение анода (к катоду), $-I(R_a)$ – ток анода.

Масштаб верхнего графика выбран по максимальным значениям напряжения и тока, видим ВАХ «идеального тиристора»: при токе управления 20 мА это «идеальный диод», при отсутствии тока управления тиристор держит как обратное, так и прямое напряжение. Отношение среднего коммутируемого тока 7.5 А к 20 мА управления дает 375, что показывает явные преимущества тиристора перед биполярным транзистором.

Далее подробнее рассмотрен участок проводимости тиристора, аналогичный диоду, только пороговое напряжение несколько выше, обычно около 1.0 В, дифференциальное сопротивление определяется классом прибора по

току, влияние температуры аналогичное 150 °C: 1.05 В, (1.11 В, 20.6 А), $r = 0.06 : 20.6 = 2.91 \text{ мОм}$; -55 °C: 1.12 В, (1.15 В, 20.6 А), $r = 0.03 : 20.6 = 1.45 \text{ мОм}$.

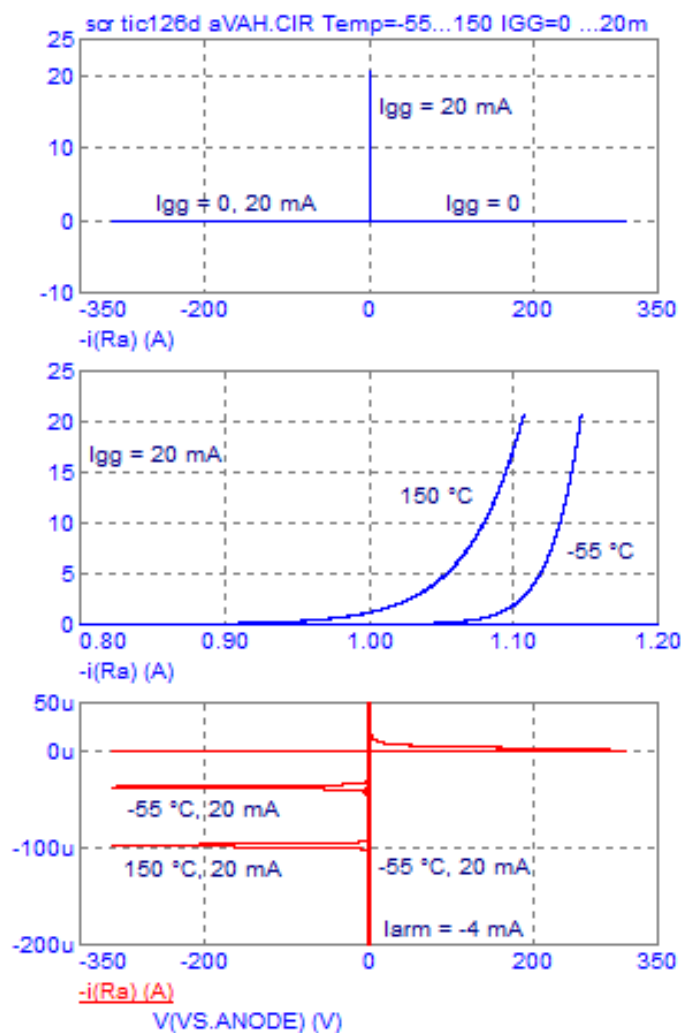


Рис. 3.5

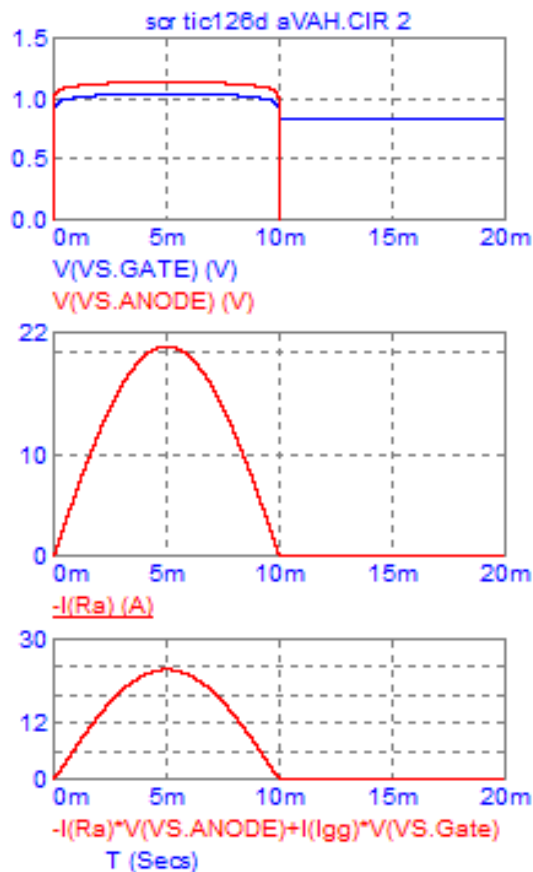


Рис. 3.6

Самый нижний график – участок закрытого состояния тиристора. При токе $I_{gg} = 20 \text{ мА}$ имеем обратный ток, не зависящий от напряжения, но пропорциональный температуре (40 до 100 мкА), и импульс обратного тока 4 мА. При отсутствии тока управления обратный ток практически отсутствует. В паспортных данных приводится только наихудшее значение тока закрытого состояния 2 мА при любой полярности анодного напряжения, температуре 110 °C в отсутствие тока управления.

На рис. 3.6 представлены временные диаграммы напряжений А и УЭ, тока А и мгновенной мощности потерь на А и на УЭ ($-I(Ra) \times V(VS.ANODE) + I(Igg) \cdot V(VS.Gate)$) при токе управления 20 мА и температуре 25 °C. Амплитуда потерь 23.5 Вт, грубый расчет дает среднее значение $23.5 : 2.83 = 8.3 \text{ Вт}$. Для корпуса ТО-220 уже требуется охладитель. Сравнение

по потерям с биполярным транзистором при малых токах и напряжениях может быть и не в пользу тиристора. Но сравнение предельных параметров БТ (сотни вольт, десятки ампер) и тиристоров (десятки киловольт, десятки килоампер), высокая стойкость к перегрузкам по току – явно в пользу тиристоров [6], [7].

Увеличение амплитуды напряжения источника до 450 В при обратном напряжении приводит к пробое, а при прямом – к включению тиристора без тока управления (рис. 3.7 и 3.8). В реальности мощность при пробое 1150 Вт приведет к выходу тиристора из строя. Включение по аноду не обязательно летально, но не стоит это делать на каждом периоде, так как коммутационный пик (2700 Вт длительностью 1 мкс) при повышенных напряжениях и токах «жизнь» тиристора не удлинит. Для силовых тиристоров с большой площадью включения важно не превысить скорость нарастания тока при включении, данному приборчику это не страшно.

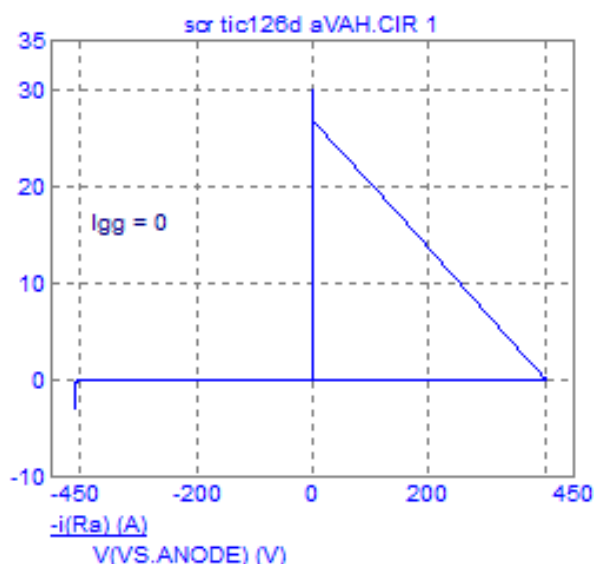


Рис. 3.7

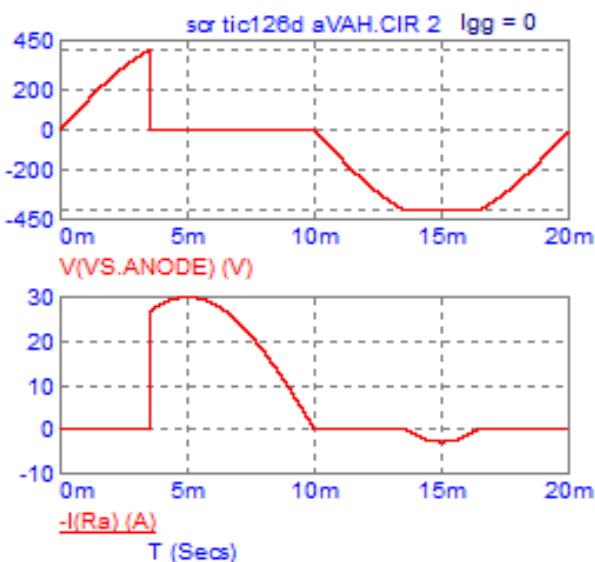


Рис. 3.8

Схема для исследования ВАХ управляющего электрода (рис. 3.9) отличается от схемы для анодной ВАХ сменой типов источников (синус на постоянный), вид ВАХ на рис. 3.10, временных диаграмм на рис. 3.11.

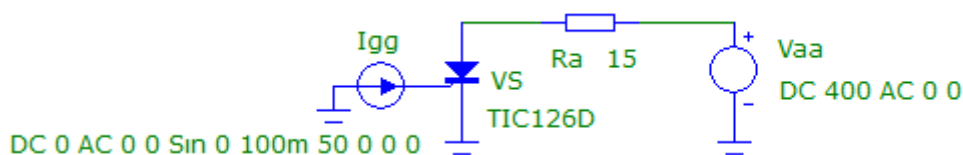


Рис. 3.9

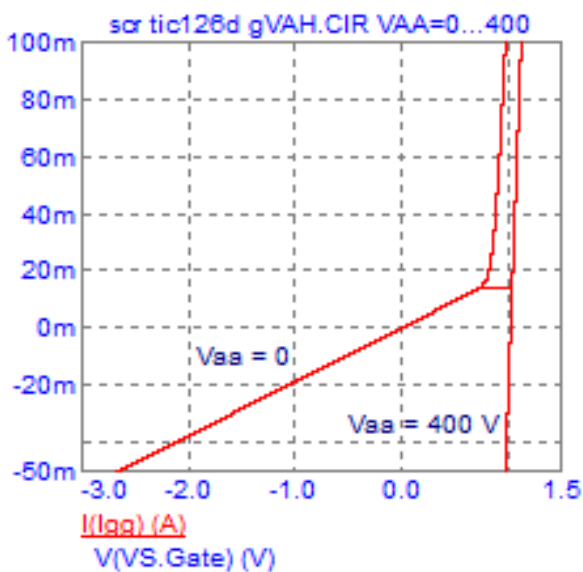


Рис. 3.10

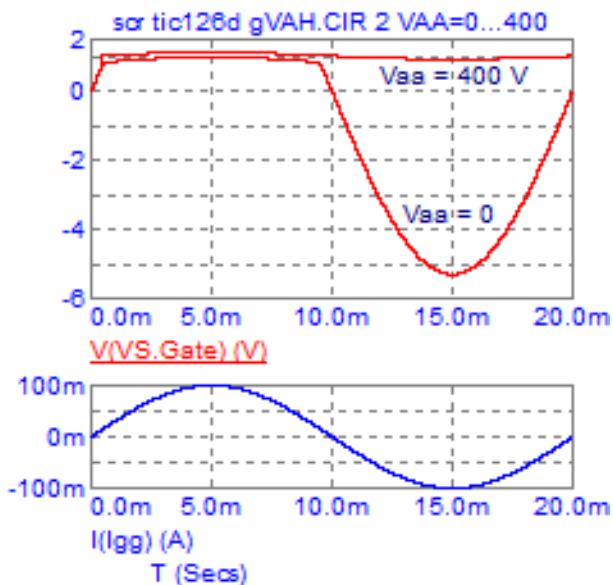


Рис. 3.11

При отсутствии тока анода ($V_{aa} = 0$) наблюдаем характеристику $p-n$ -перехода с быстрым ростом обратного тока. При $V_{aa} = 400$ В при токе управления 14 мА тиристор включается и далее выключиться не может, так как спада тока анода нет, поэтому далее видно чуть большее падение напряжения на УЭ. Превышение мощности управления 1 Вт не наблюдаем.

3.1.3. Самостоятельное исследование ВАХ тиристора

Выбрать модель тиристора габаритной мощностью не менее $1000 \text{ В} \cdot \text{А}$, найти паспортные данные, скорректировать схему модели и ее параметры, выполнить расчет для построения ВАХ, рассчитать параметры аппроксимации прямого участка ВАХ, оценить потери и КПД преобразования.

Отчет должен содержать паспортные данные изучаемого тиристора, схему модели с параметрами, графики ВАХ, полученные на модели, результаты расчетов, сравнение модели с паспортом, а также выводы по результатам исследований.

3.2. Импульсное управление и коммутационные процессы

3.2.1. Основные положения

Однооперационный тиристор – полууправляемый прибор, так как с помощью кратковременного импульса управления (ИУ) его можно только включить (при положительном напряжении на аноде); для выключения же необходимо снизить анодный ток до нуля (точнее, до значения меньше тока удержания) с помощью внешней по отношению к тиристорной схемы.

По способу выключения различают схемы с естественной коммутацией (ЕК), в которых снижение тока анода до нуля обеспечивается за счет источника знакопеременного напряжения (в выпрямительных устройствах), и схемы с искусственной коммутацией (ИК) (в инверторных устройствах), в которых снижение тока анода обеспечивается либо пассивной C - или LC -цепью, либо другим ключевым прибором.

В выпрямительных устройствах использование тиристорov вместо диодов позволяет регулировать выходное напряжение выпрямителя за счет задержки момента включения тиристора по отношению к моменту ЕК (фазовое управление), а также выключить установку прекращением подачи ИУ.

На высоких частотах тиристоры работают в режимах, близких к их предельным возможностям по динамическим параметрам: времени выключения ($t_{\text{выкл}}$) и восстановления ($t_{\text{вос}}$), критической скорости нарастания напряжения в закрытом состоянии $(du/dt)_{\text{кр}}$, критической скорости нарастания тока $(di/dt)_{\text{кр}}$. При этом важную роль играют коммутационные процессы и собственная емкость тиристора.

Процесс включения тиристора зависит от параметров ИУ (амплитуды тока и длительности импульса, а также скорости нарастания тока) и внешней цепи, определяющей скорость нарастания анодного тока. Недостаточная амплитуда и скорость нарастания тока ИУ увеличивают время включения и коммутационные потери тиристора. Превышение критической скорости нарастания анодного тока $(di/dt)_{\text{кр}}$ может привести к локальному перегреву ПП-структуры тиристора и к выходу его из строя.

Процесс выключения тиристора состоит из двух стадий: собственно выключения ($t_{\text{выкл}}$), сопровождающегося протеканием обратного анодного тока, и восстановления способности тиристора держать прямое напряжение ($t_{\text{вос}}$). Первая стадия, как и у диода, определяется амплитудой, скоростью спада прямого тока анода и обратным анодным напряжением. Вторая стадия требует, чтобы после выключения тиристора к нему на время $t_{\text{вос min}}$ не прикладывалось прямое напряжение, иначе возможно нештатное включение.

В выключенном состоянии нештатное включение может произойти не только при превышении допустимого прямого напряжения, но и при превышении критической скорости нарастания прямого напряжения $(du/dt)_{\text{кр}}$.

В силу указанных причин современные тиристоры работают на частотах до единиц килогерц.

3.2.2. Пример исследования импульсного управления тиристором

Схема однофазного выпрямителя на тиристоре (рис. 3.12) состоит из хорошо знакомых компонентов. Источник напряжения V_{aa} имитирует питающую сеть 220 В 50 Гц, тиристор и резистор нагрузки – как в 3.1.2, импульсный источник тока I_{gg} формирует импульсы управления тиристором длительностью 20 мкс, с периодом 20 мс (совпадающим с частотой 50 Гц), варьируемым значением задержки TD. Для однополупериодного выпрямителя значения задержки должны находиться от 0 до полупериода, т. е. до 10 мс.

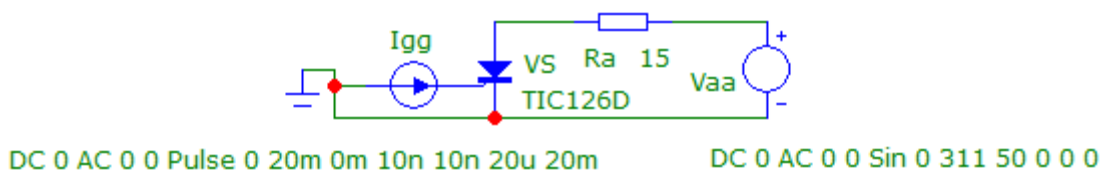


Рис. 3.12

На рис. 3.13 приведены временные диаграммы при задержке от 3 до 9 мс. Площадь выпрямленного тока (график $-I(Ra)$) снижается пропорционально задержке. При задержке более 10 мс включение не происходит.

Попробуйте «измерить» среднее напряжение на нагрузке.

Потери на управление по сравнению с предыдущей схемой еще ниже.

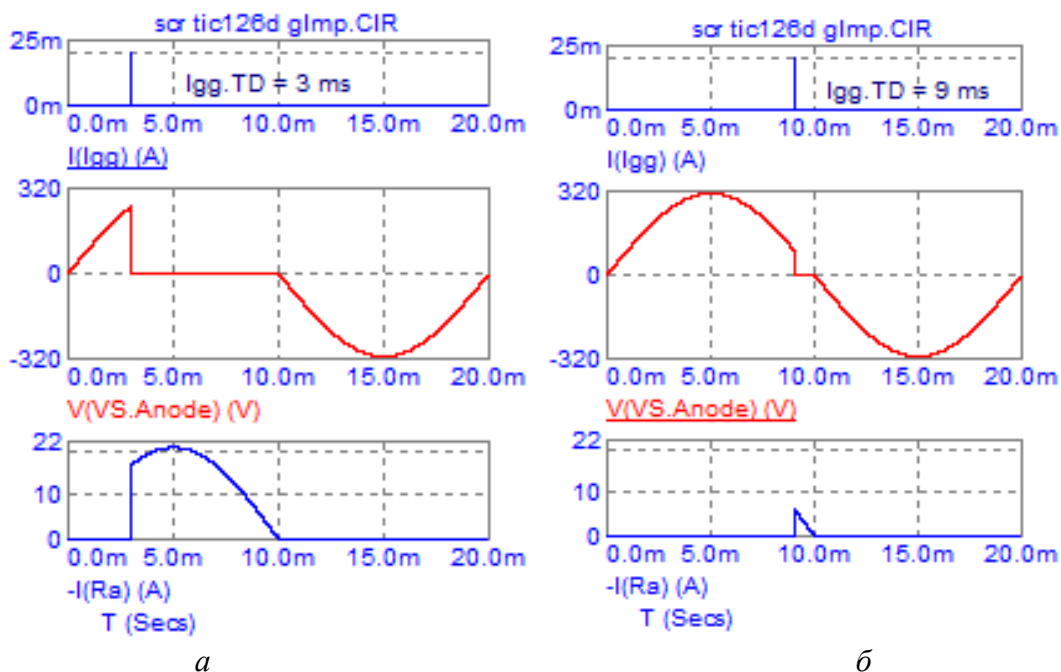


Рис. 3.13

Для оценки динамических параметров тиристора существенно поднимем частоту выпрямляемого напряжения, не забывая синхронно уменьшать период импульсов управления. В схеме на рис. 3.14 частота источника V_{aa}

25 кГц, источник импульсов управления I_{gg} период $1/25 \text{ кГц} = 40 \text{ мкс}$, длительность 2 мкс, задержка 5 мкс (0.25 периода).

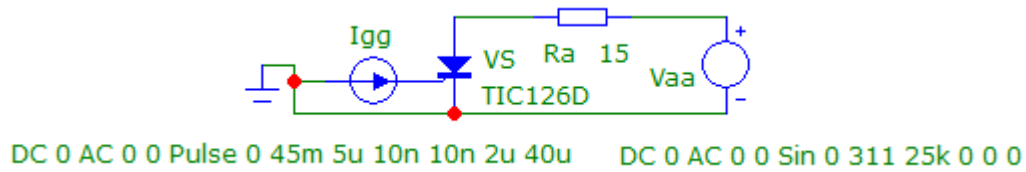


Рис. 3.14

При включении заметны коммутационные потери, при выключении – импульс обратного тока. Процесс включения (рис. 3.15) сопровождается импульсом коммутационных потерь амплитудой 1060 Вт, средняя мощность потерь 23 Вт. Импульс обратного тока амплитудой 50 А длительностью 1.2 мкс. Интервал приложения обратного напряжения, когда тиристор восстанавливает способность держать прямое напряжение – 18.8 мкс. Скорость нарастания напряжения – примерно $100 \text{ В} / 2 \text{ мкс} = 50 \text{ В/мкс}$.

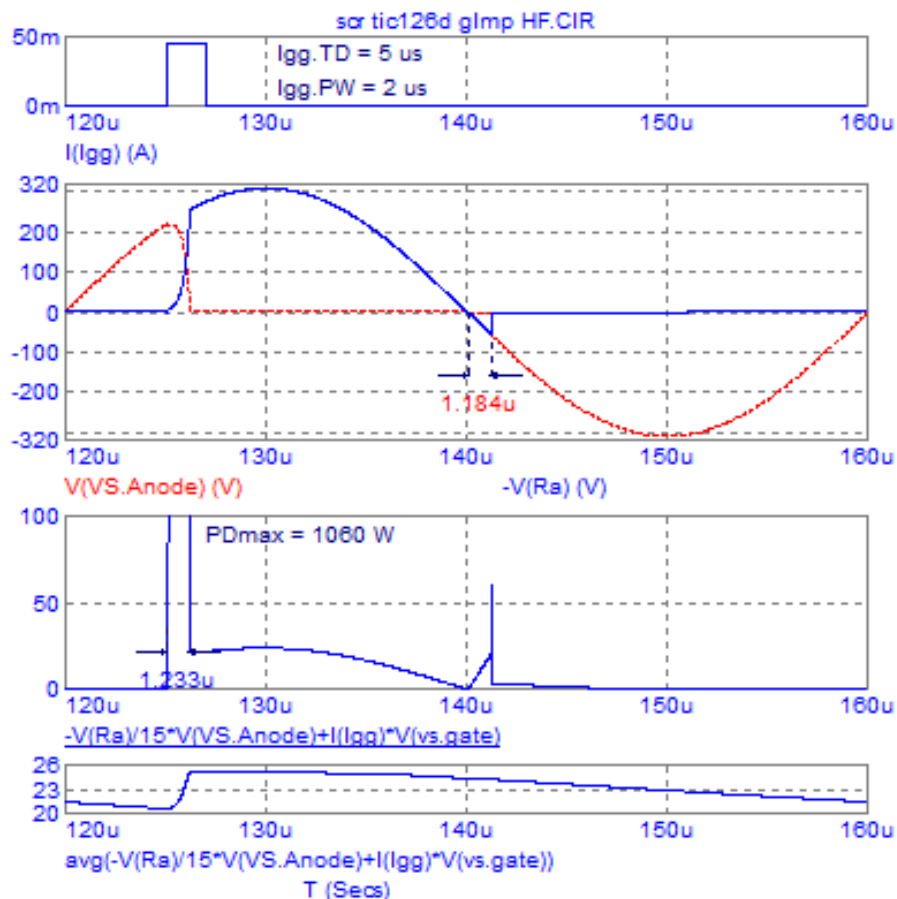


Рис. 3.15

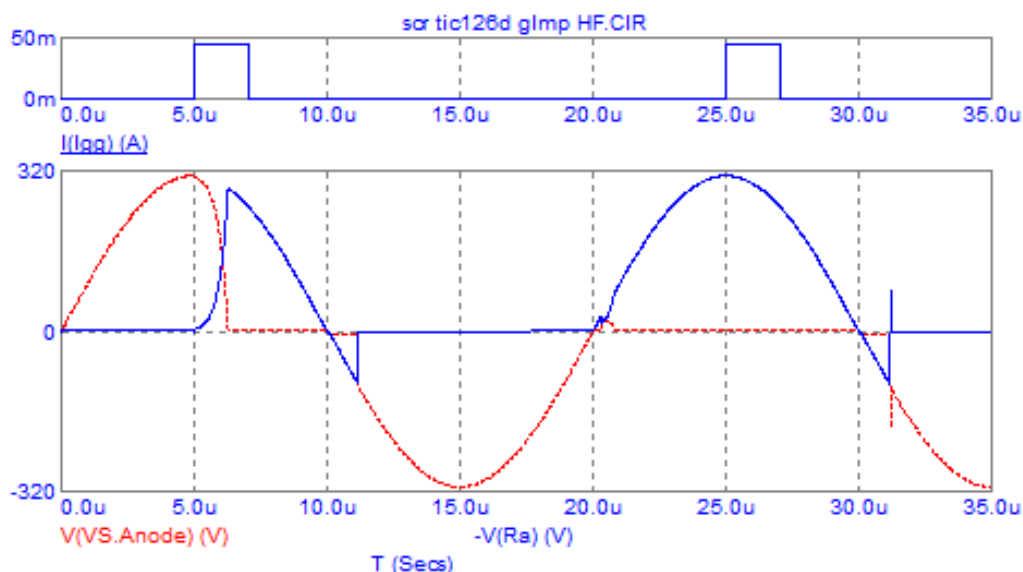


Рис. 3.16

На рис. 3.16 увеличение частоты V_{aa} до 50 кГц (и уменьшение периода I_{gg} до 20 мкс соответственно) привело к самопроизвольному включению тиристора на 20-й микросекунде. Здесь $100 \text{ В} / 1 \text{ мкс} = 100 \text{ В/мкс}$, время восстановления 9 мкс. Паспортное значение допустимой скорости нарастания напряжения 400 В/мкс явно еще не нарушено, других динамических параметров в паспорте нет. Остается предположить, что включение происходит из-за недостаточного времени восстановления.

3.2.3. Самостоятельное исследование импульсного управления

Используя выбранный тиристор, построить или скорректировать схему тиристорного ключа с импульсным управлением, подобрать частоту питания и управления для оценки динамических параметров. Измерить максимальную скорость нарастания тока анода di_A/dt , время выключения $t_{\text{выкл}}$ и восстановления $t_{\text{вос}}$, максимальную скорость нарастания прямого напряжения du_A/dt . Построить временные диаграммы, сравнить результаты оценки с паспортными параметрами.

Отчет должен содержать паспортные данные по динамике, схему с параметрами и расчетами, результаты оценок динамических параметров и сравнения с паспортными значениями, выводы по результатам исследования.

Контрольные вопросы

1. Каковы устройство и принцип действия тиристора?
2. Каковы способы включения и выключения тиристора?

3. Объясните назначение паспортных параметров в статическом режиме и их положение на ВАХ.

4. Зависит ли ток анода от тока управляющего электрода?

5. Как зависит среднее значение выпрямленного напряжения от фазового сдвига ИУ тиристора?

6. Какие причины могут вызвать нештатное включение тиристора? Объясните их природу.

4. СОВРЕМЕННЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ С ПОЛЕВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

4.1. Исследование МОП транзистора

4.1.1. Основные положения

Принцип действия полевых транзисторов основан на изменении проводимости участка полупроводника под действием поперечного электрического поля.

Наибольшее распространение получили полевые транзисторы, имеющие структуру металл–диэлектрик–полупроводник (МДП), англоязычная аббревиатура MOSFET. Как правило, в качестве диэлектрика используется оксид кремния, отсюда еще одно название – МОП-транзистор. На рис. 4.1 представлены элемент структуры и графическое изображение на электрической схеме мощного ключевого МДПТ с вертикальной структурой и индуцированным каналом n -типа.

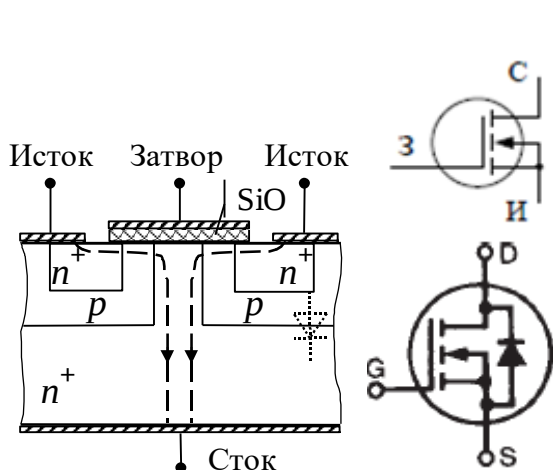


Рис. 4.1

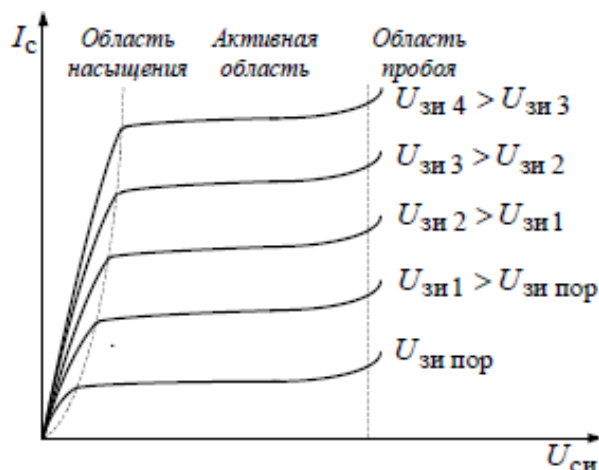


Рис. 4.2

Затвор (металл) отделен диэлектриком от канала, наводящегося (индуцируемого) в подложке. В отсутствие внешнего напряжения между затвором и истоком n^+ -области, контактирующие с выводами стока (С) и затвора (З), разделены двумя встречно расположенными p – n -переходами и ток стока течь

не может. При подаче внешнего положительного напряжения на затвор происходит инверсия типа проводимости ПП под затвором и образуется проводящий канал n -типа.

На рис. 4.2 показано семейство выходных ВАХ. В линейном режиме напряжение на затворе позволяет менять проводимость канала и, следовательно, ток стока. Поэтому в паспортных данных работа прибора на линейном участке характеризуется крутизной $S = \Delta I_C / \Delta U_{ЗИ}$. При отсутствии тока затвора потери мощности на управление в статике ничтожно малы, что является преимуществом МДПТ перед БТ.

В отличие от БТ, напряжение $U_{КЭ}$ которых в открытом состоянии слабо зависит от тока и составляет 0.5...1.5 В, у МДПТ напряжение $U_{СИ\text{ вкл}}$ в открытом состоянии линейно зависит от тока и достигает 10...30 В при максимальных значениях тока стока. Это увеличивает мощность потерь открытого состояния. В паспортных данных приводят сопротивление в открытом состоянии $R_{ВКЛ} = R_{ОН} = U_{СИ\text{ вкл}} / I_{С\text{ вкл}}$.

Основное преимущество МДПТ перед БТ в динамике заключается в более высоком быстродействии, что связано с отсутствием накопления ННЗ в ПП-структуре. Время переключения современных ключевых МДПТ составляет десятки наносекунд и определяется в основном временем перезаряда нелинейной входной емкости. Современные силовые МДПТ применяются на частотах десятки – сотни килогерц, некоторые – до единиц мегагерц.

4.1.2. Пример исследования ВАХ и схемы ключа на МОПТ

В Micro-Cap МОП-транзисторы находятся в библиотеке в разделе Analog Library – MOSFET, биполярные транзисторы с изолированным затвором (БТИЗ) – в разделе IGBT. Изображение MOSFET с наименованиями выводов представлено на рис. 4.3, а (Body – корпус), на рис. 4.3, б показано всплывающее окно с основными параметрами выбранного транзистора (предельные ток и напряжение, сопротивление открытого канала).

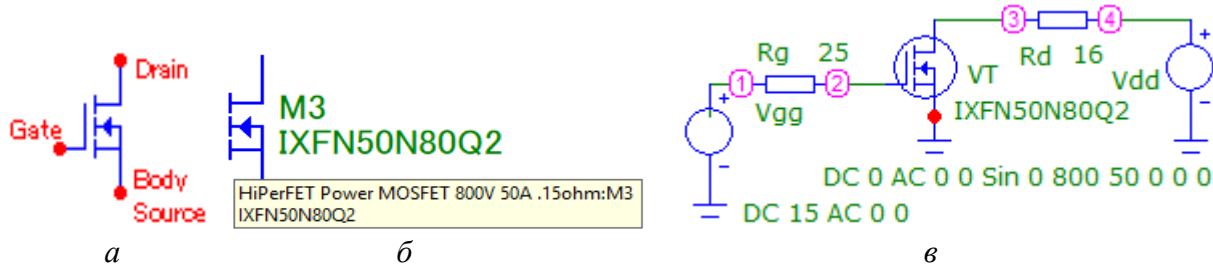


Рис. 4.3

Схема для исследования выходной ВАХ выбранного транзистора IXFN50N80Q2 представлена на рис. 4.3, в. Основные параметры транзистора: предельное напряжение $V_{ds} = 800$ В, предельный ток $I_{d25} = 50$ А, сопротивление канала $R_{ds(on)} \leq 160$ мОм, время восстановления встроенного диода $t_{rr} \leq 300$ нс.

Источник V_{dd} и резистор R_d в цепи СИ выбраны по предельным параметрам. Источник управления затвором V_{gg} варьируется в диапазоне от 0 до 15 В (выше порогового напряжения $V_{gs(th)} = 3.0...5.5$ В), значение R_g – от единиц до сотен ом (в статике не имеет значения).

На рис. 4.4 представлена выходная ВАХ – зависимость тока стока $I_d(VT)$ от напряжения СИ $V_{ds}(VT)$: *а* – при температуре 25 °С и вариации напряжения ЗИ (V_{gg}) от полностью открытого состояния до закрытого, *б* – открытое состояние при температуре –55 и 150 °С, *в* – закрытое.

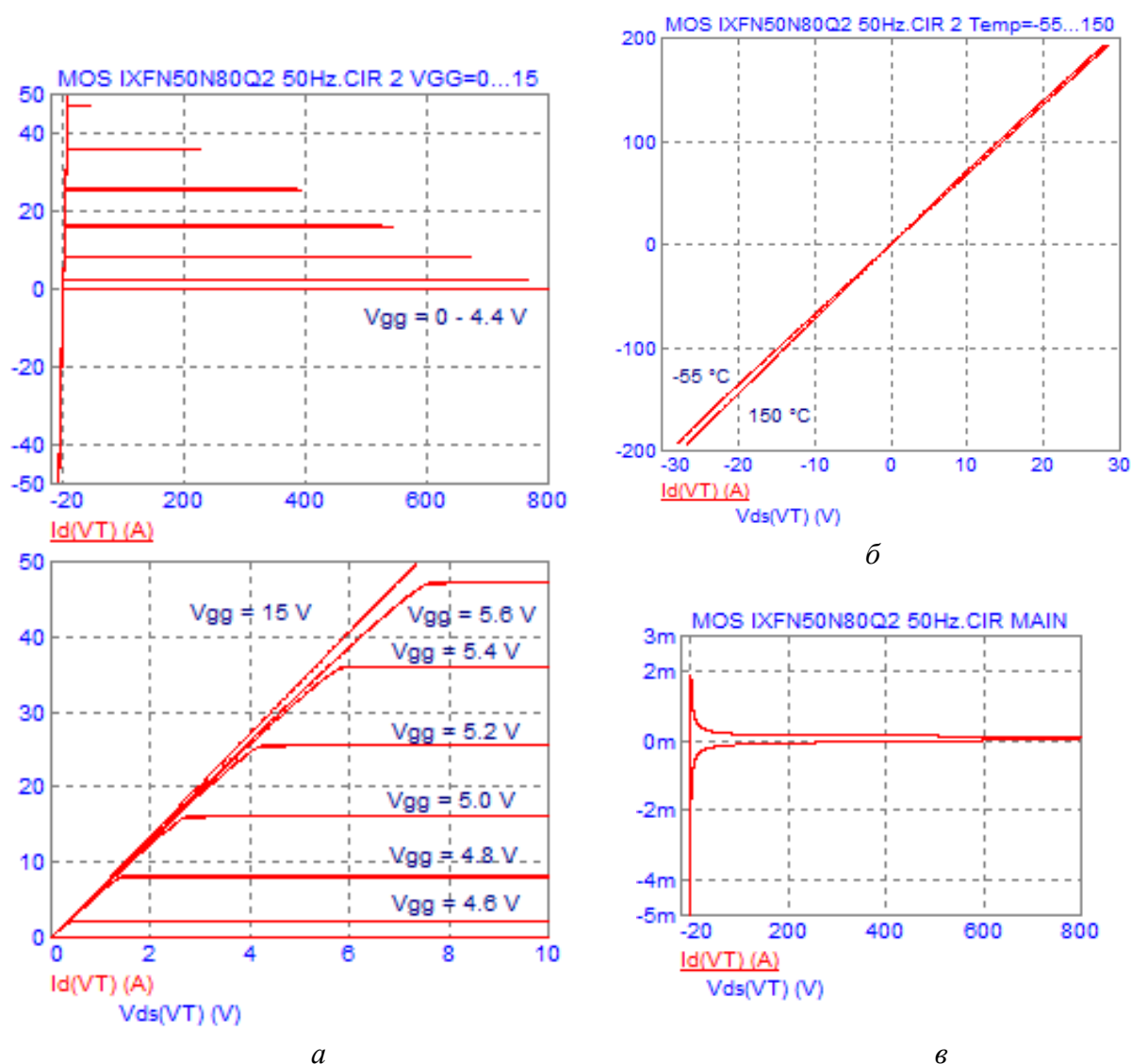


Рис. 4.4

Общий вид ВАХ (рис. 4.4, а, сверху) наглядно показывает используемые в ключевом режиме состояния: полностью закрытого (при $V_{gg} = 0$) и полностью открытого (при $V_{gg} > 6$ В) при положительном напряжении на стоке. При отрицательном напряжении проводит ток встречно включенный диод (Source-Drain Diode), на схемном изображении его нет, но он есть в любом MOSFET'е. Далее подробнее показан участок ВАХ при малых положительных напряжениях.

Масштаб ВАХ на рис. 4.4 позволяет оценить падение напряжения $V(DS)$ и рассчитать сопротивление открытого канала $6 \text{ В} / 41 \text{ А} = 146 \text{ мОм}$, близко к паспортному значению. Участок ВАХ диода выглядит как продолжение ВАХ транзистора, что не соответствует его паспортным данным (V_{sd} не более 1.5 В при $I_f = 50 \text{ А}$). Зависимость напряжения в открытом состоянии от температуры в модели практически отсутствует, хотя по паспортным данным рост температуры с 25 до 125 °С приводит к росту $R_{ds(on)}$ в 2...2.6 раза. Потери – амплитуда $50 \text{ А} \cdot 7.2 \text{ В} = 360 \text{ Вт}$, среднее значение около 127 Вт, при предельной по паспорту 1135 Вт (25 °С).

Ток утечки в закрытом состоянии в модели (рис. 4.4, в) не превышает доли миллиампера, что совпадает с указанным в паспорте от 50 мкА до 3 мА.

Схема ключа постоянного тока на МОПТ (рис. 4.5) аналогична схеме ключа на БТ (рис. 2.12, а), т. е. это схема с общим истоком. Параметры модели скорректированы по условиям измерения временных параметров в паспортных данных: $V_{gs} = 10 \text{ В}$, $V_{ds} = 0.5 V_{dss} = 400 \text{ В}$, $I_d = 0.5 I_{d25} = 25 \text{ А}$, $R_g = 1 \text{ Ом}$. Период (200 нс) и длительность импульса (100 нс) источника управления ключом V_{gg} подобраны так, чтобы переходный процесс коммутации занимал большую часть длительности периода.

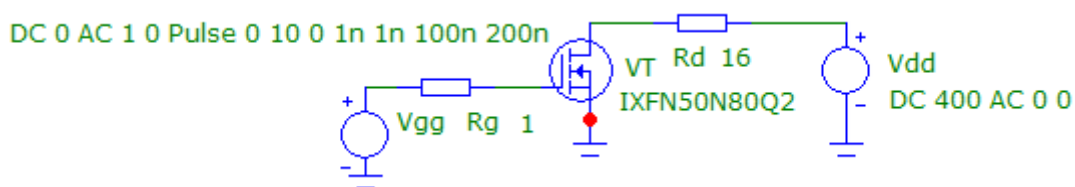


Рис. 4.5

На рис. 4.6 представлена временная диаграмма напряжений и токов. Фронт напряжения V_{gg} приводит к броску тока заряда входной емкости транзистора и линейному росту напряжения на затворе. Примерно через 10 нс оно достигает уровня порога 5 В, после чего начинается отпирание транзистора, по паспорту это время задержки включения $t_{d(on)} = 26 \text{ нс}$.

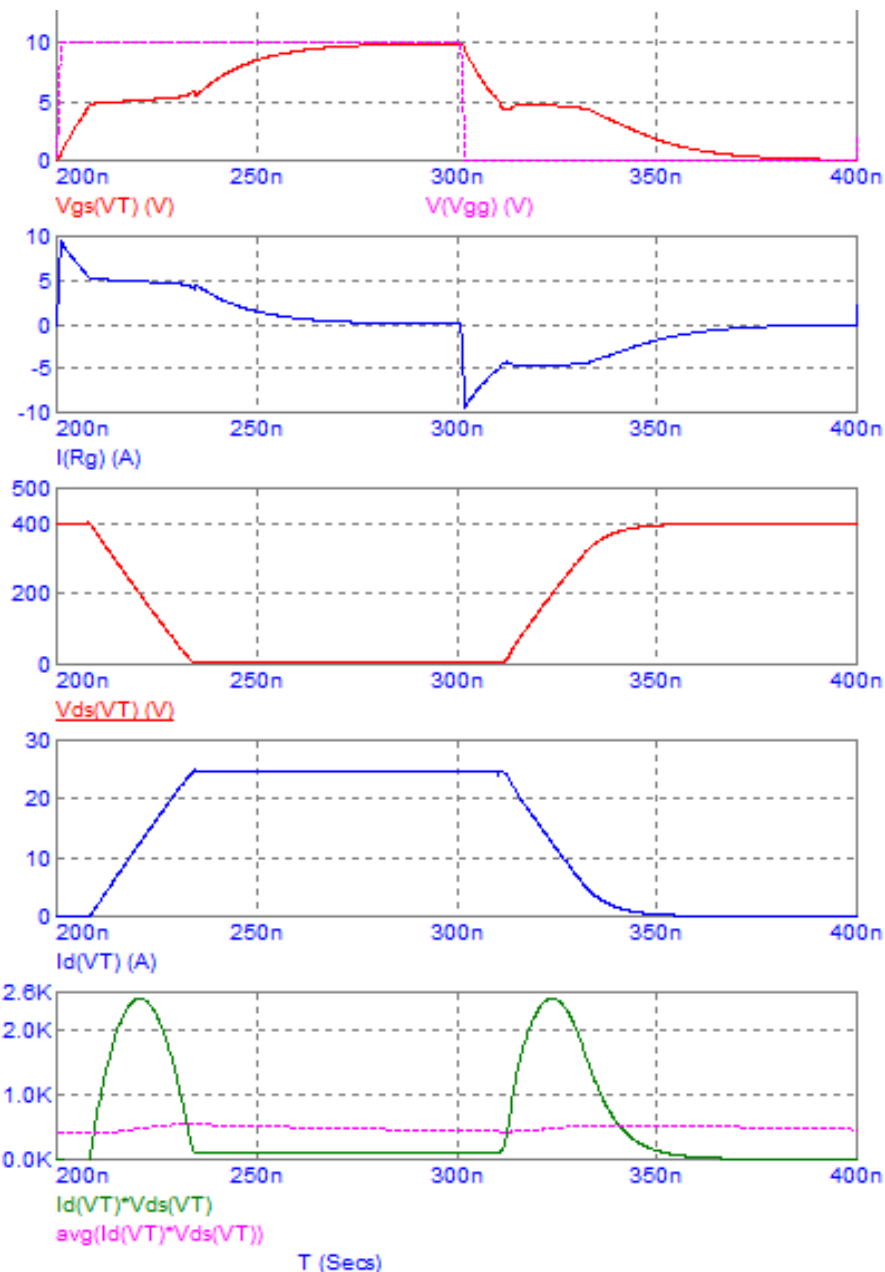


Рис. 4.6

Далее процесс заряда входной емкости замедляется из-за эффекта Миллера (положительная обратная связь через емкость $3C$ при спаде напряжения СИ). Этот интервал в модели занял ~ 25 нс, в паспортных данных он называется временем нарастания $t_r = 25$ нс. Он сопровождается выделением значительной энергии в виде импульса мощности амплитудой 2500 Вт.

После полного отпираания транзистора продолжается заряд входной емкости транзистора до 15 В по экспоненте, что сопровождается незначительным снижением падения напряжения СИ до уровня 3.67 В, при токе 25 А это дает 92.5 Вт – потери открытого состояния.

Процесс выключения стартует по срезу импульса напряжения V_{gg} и протекает в обратном порядке, скорость процессов примерно та же. Сначала идет задержка выключения $t_{d(off)} = 60$ нс по паспорту, в модели – около 12 нс. Затем идет выключение транзистора с коммутационным импульсом потерь той же амплитуды 2500 Вт с чуть большей длительностью 30 нс, по паспорту – это время спада тока $t_f = 13$ нс.

При частоте коммутации 5 МГц средняя мощность потерь в модели составляет около 500 Вт. При снижении частоты на порядок пропорционально снизится и средняя мощность. Но для продления жизни транзистора следует не только снижать частоту, но и стремиться уменьшить импульсы коммутационных потерь за счет перехода от жесткой коммутации к более мягкой.

4.1.3. Самостоятельное исследование ВАХ и схемы ключа на МОПТ

Выбрать модель МОПТ с паспортными данными и габаритной мощностью не менее 10 кВ·А, пересчитать параметры, скорректировать схемы. Выполнить расчеты для построения ВАХ на частоте 50 Гц, построить графики, оценить сопротивление канала, статические потери, сравнить с паспортными. Выполнить расчет работы схемы ключа с параметрами из паспортных данных, подобрать период и длительность импульса, построить временную диаграмму, оценить времена задержек, нарастания спада, сравнить с паспортными. Сделать выводы. Составить отчет.

4.2. Исследование биполярного транзистора с изолированным затвором

4.2.1. Основные положения

БТИЗ (IGBT) (рис. 4.7) является комбинацией между МДПТ и БТ и отличается по структуре от МДПТ p^+n^- -переходом на стороне стока (коллектора). Управление транзистором осуществляется напряжением затвора, как у МДПТ, мощность управления очень низка. Достаточно высокое напряжение затвора $U_{зз}$ вызывает инжекцию электронов в канале. Образующийся ток электронов со своей стороны ведет к инжекции носителей заряда (дырок) в базовую зону n^- , из-за чего снижается, по сравнению с МДПТ, сопротивление в открытом состоянии. Таким образом, БТИЗ объединяет преимущества МДПТ (высокое входное сопротивление) и БТ (меньшие потери проводимости).

Паразитные емкости у БТИЗ больше, чем у MOSFET, поэтому быстродействие несколько ниже. Внутренний $p-n-p$ -транзистор и паразитный $n-p-n$ -транзистор IGBT образуют тиристорную структуру. При большом токе и

высокой скорости выключения (di_K/dt) этот тиристор может включиться (Latch-up-эффект); IGBT потеряет способность управления. При помощи соответствующих технологии и конструкции удалось надежно избежать этого эффекта даже при сверхтоке – коротком замыкании с критической скоростью нарастания тока во всей области температур. Проводимость в обратном направлении, которая есть у MOSFET, не существует у IGBT из-за дополнительного коллекторного p – n -перехода.

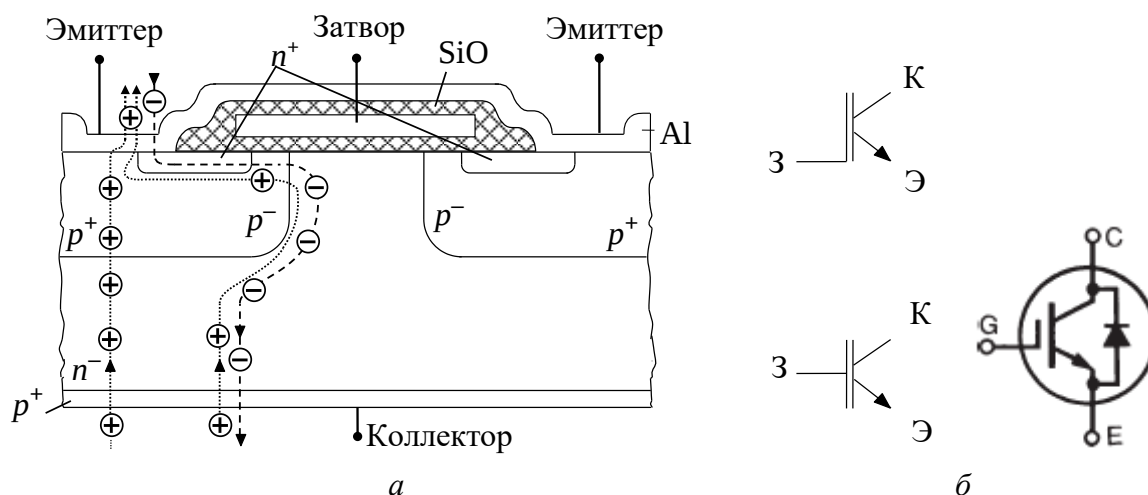


Рис. 4.7

Связь между униполярным и биполярным принципами действия определяет процессы переключения. Если затвор и эмиттер короткозамкнуты, IGBT находится в закрытом состоянии. Объемный заряд, как у MOSFET, блокирует протекание коллекторного тока.

Процесс включения. При приложении напряжения затвора выше порогового $U_{ЗЭ(пор)}$ включается МОП-транзистор так, что коллекторный ток I_K почти скачкообразно растет. После этого коллекторный ток повышается из-за инжекции дырок из p^+ -эмиттера, причем падает внутреннее сопротивление и дополнительные дырки проходят через p – n – p -транзистор к эмиттеру. Нарастание коллекторного тока последнего определяет время включения IGBT.

Процесс выключения. Для выключения IGBT достаточно замкнуть коротко затвор с эмиттером. Отрицательное управляющее напряжение теоретически не требуется. Емкость между затвором и эмиттером разряжается. Когда напряжение затвора становится ниже порогового, канал исчезает и подпитка n^- -зоны электронами прекращается. Нужные для поддержания коллекторного тока электроны снимаются с эмиттерного края n -базы. Вследствие этого

возникает зона объемного заряда, которая возьмет на себя напряжение коллектор–эмиттер. Коллекторный ток остается практически постоянным до момента, когда напряжение достигает уровня питающего напряжения. После этого коллекторный ток резко падает.

Рекомбинация остальных накопленных носителей заряда в n^- -области образует хвостовой ток, который почти не зависит от температуры. С помощью технологических мероприятий удалось снизить хвостовой ток. Тем не менее потери от хвостового тока, а также потери включения и выключения необходимо учитывать, особенно при работе с высокой частотой.

4.2.2. Пример исследования ВАХ и схемы ключа на БТИЗ

Выбран БТИЗ со встроенным диодом IXGH28N120BD1, основные паспортные параметры напряжение КЭ $V_{ces} = 1200$ В, ток коллектора $I_{C25} = 50$ А, напряжение насыщения $V_{ce(sat)} \leq 3.5$ В, время спада тока $t_{fi} \leq 170$ нс. Схема для наблюдения выходной ВАХ (рис. 4.8) настроена по предельным данным.

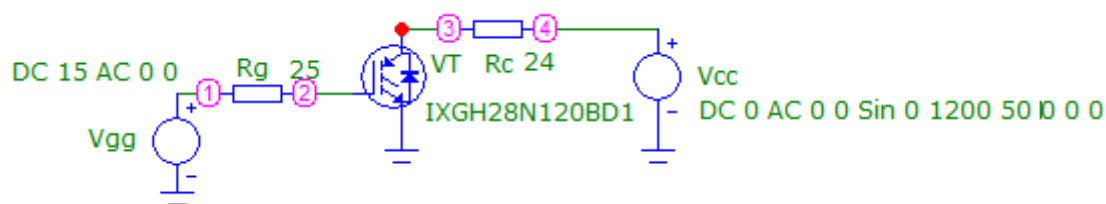


Рис. 4.8

Вид ВАХ БТИЗ (рис. 4.9) во многом совпадает с ВАХ МОПТ, имеет два существенных отличия на ветви открытого состояния ключа. Первое – падение напряжения КЭ составляет 4 В при токе 50 А (против 7 В в МОПТ при том же токе), пропорционально меньше и мощность потерь (амплитуда 200 Вт, среднее 70 Вт), корпус прибора рассчитан на 250 Вт. Второе отличие – нелинейный характер зависимости напряжения насыщения от тока: 2.76 В при нулевом токе, 7.7 В при 200 А, т. е. $U_{gh} = 2.76$ В, $r_{диф} = (7.7 - 2.76)/200 = 24.7$ мОм. Для хорошего приближения стоит учитывать и диапазон токов, и диапазон температур. Аналогично аппроксимируем ветвь ВАХ встроенного диода: 0.7 В – пороговое напряжение, зависит от температуры, 10 В при 126 А, дифференциальное сопротивление $9.3/126 = 74$ мОм – практически не зависит от температуры.

Ток в закрытом состоянии не превышает 100 мкА, по паспорту – от 50 до 250 мкА, максимальные потери 0.3 Вт, т. е. несущественные.

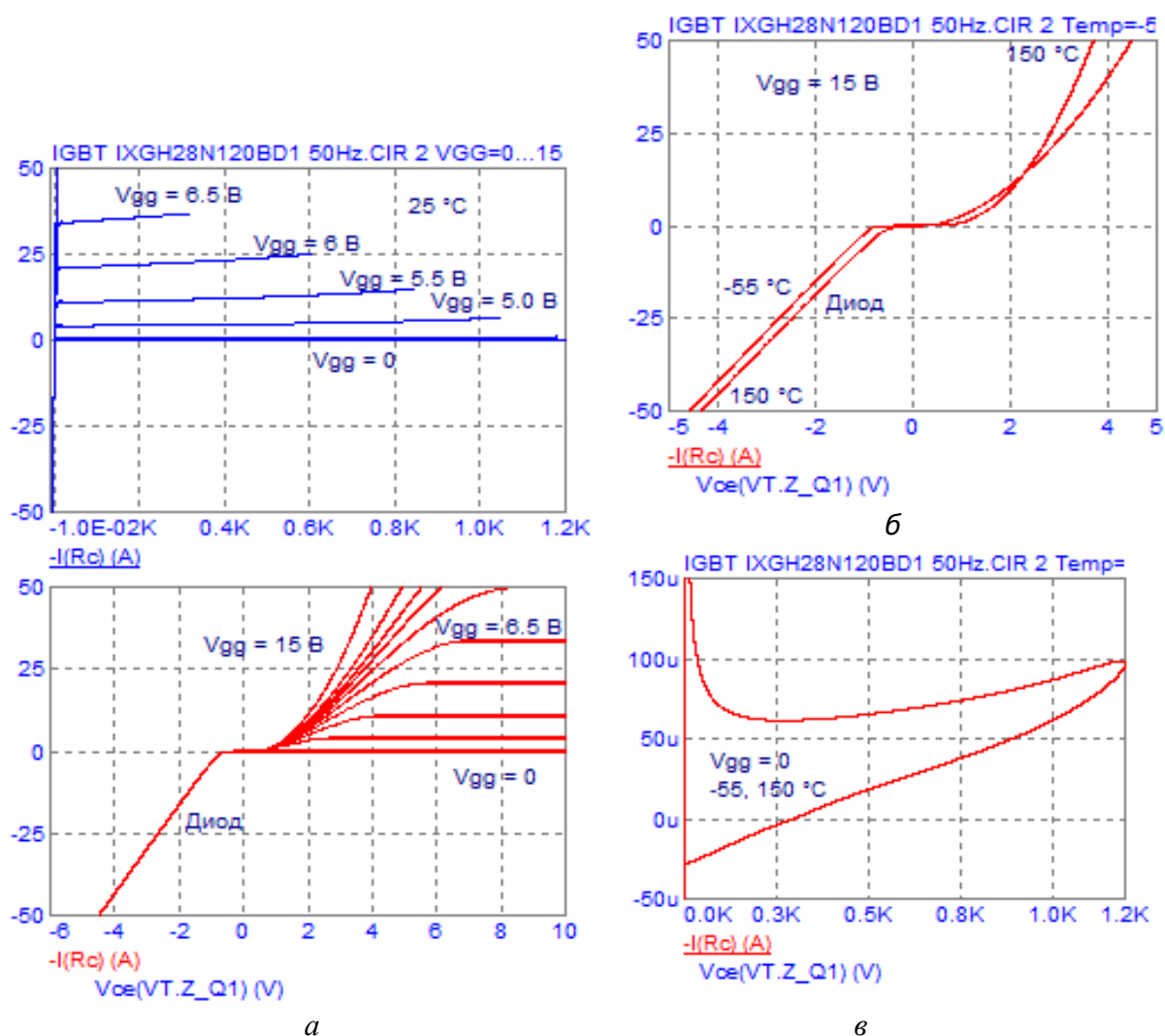


Рис. 4.9

Исследование динамики в схеме ключа постоянного тока на R нагрузку (рис. 4.10) по «Test Conditions» к временным параметрам: $V_{CC} = 1200 \cdot 0.8 = 960$ В, $R_c = 960/28 = 34.3$ Ом.

Временные диаграммы при длительности импульса 200 нс, паузы 600 нс (рис. 4.10). Задержка включения 7 нс, нарастание тока 15 нс, задержка выключения 67 нс, спад тока состоит из сравнительно быстрой фазы 33 нс (с 28 до 13 А), затем медленно спадающий хвост 300 нс.

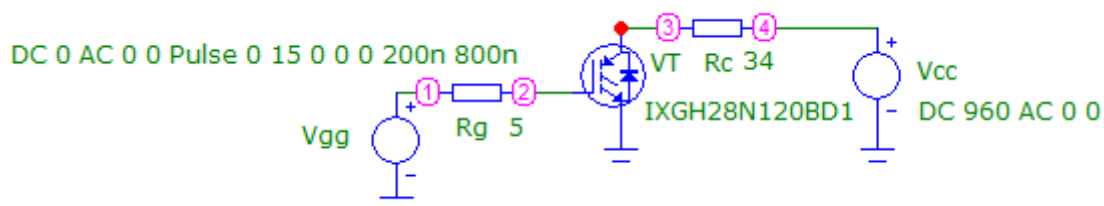


Рис. 4.10

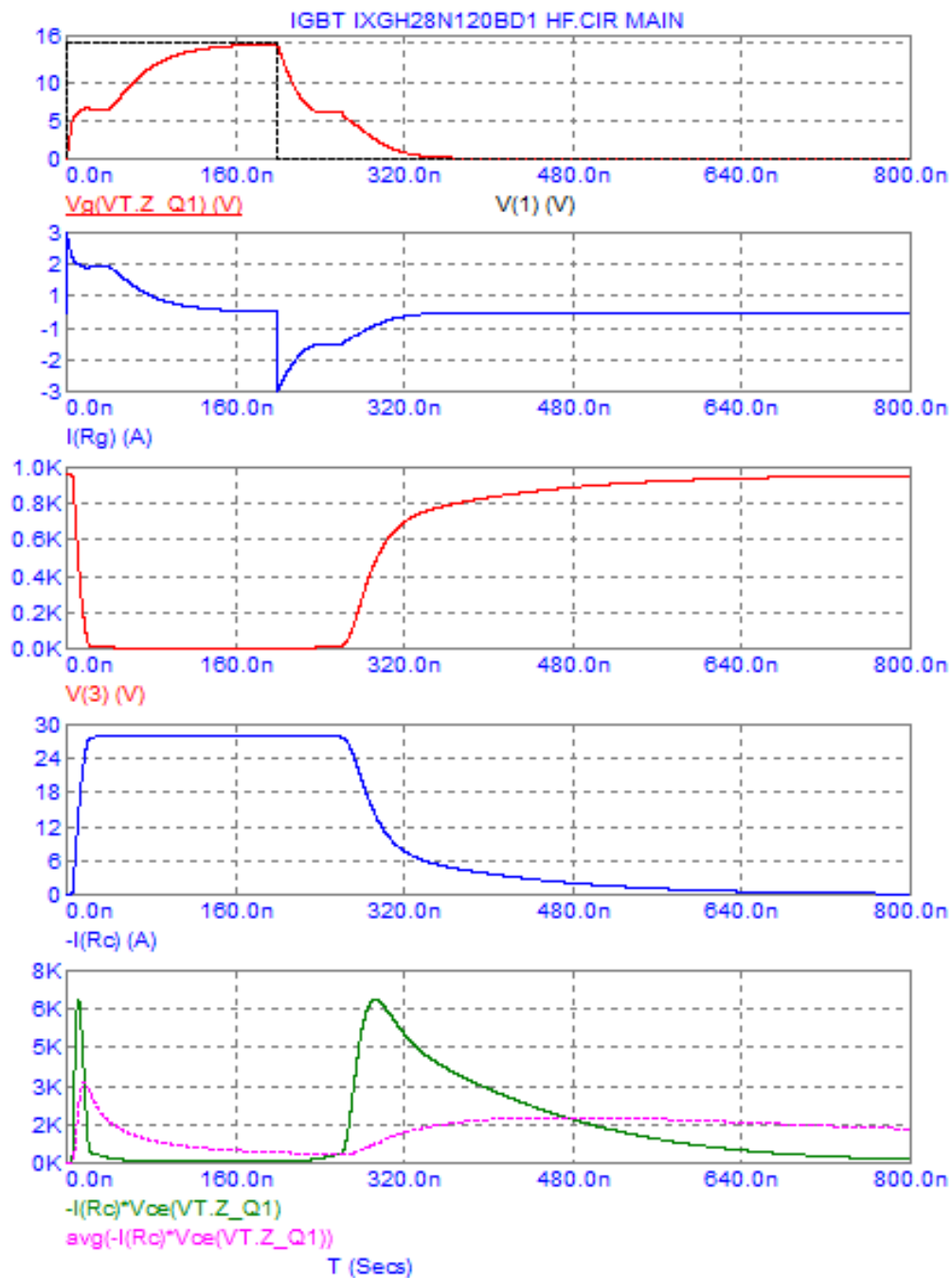


Рис. 4.11

Потери проводимости $3.3\text{В} \cdot 28\text{ А} = 92.4\text{ Вт}$, коммутационный пик – 6770 Вт, средняя мощность потерь – 1420 Вт (против 500 Вт у МОПТ). Амплитуда мощности потерь включения и выключения одинаковая – 6.7 кВт, но энергия включения $10\text{ нс} \cdot 6.7\text{ кВт} = 67\text{ мкДж}$, а выключения – $(34 + 100) \times 6.7 = 898\text{ мкДж}$, на порядок больше.

Основное отличие временных диаграмм ключа на БТИЗ по сравнению с МОП – длинный «хвост» тока при выключении при сравнительно похожей динамике включения. Именно поэтому здесь частота лишь 1.25 МГц.

Вывод: на высокой частоте ключ на МОПТ имеет существенные преимущества перед БТИЗ. При желании можно выполнить аналогичное сравнение работы этих ключей на средних частотах, например на 20 кГц.

4.2.3. Самостоятельное исследование ВАХ и схемы ключа на БТИЗ

Выбрать модель БТИЗ с паспортными данными, желательно с предельными параметрами, близкими к ранее выбранному МОПТ; пересчитать параметры, скорректировать схемы. Выполнить расчеты для построения ВАХ на частоте 50 Гц, построить графики, оценить сопротивление канала, статические потери, сравнить с паспортными. Выполнить расчет работы схемы ключа с параметрами из паспортных данных, подобрать период и длительность импульса, построить временную диаграмму, оценить времена задержек, нарастания спада, сравнить с паспортными. Сравнить параметры статики и динамики БТИЗ и МОПТ, сделать выводы. Представить отчет.

Контрольные вопросы

1. Расскажите об устройстве и принципе действия полевых транзисторов на примере МОП-транзистора с индуцированным каналом n -типа.
2. Что определяет скорость переключения транзисторов в ключевой схеме? Укажите способы повышения быстродействия.
3. Сравните свойства БТ и МДПТ в ключевом режиме работы.
4. Каково предельно допустимое напряжение управления биполярного транзистора с изолированным затвором? Что изменяется при увеличении напряжения управления транзистором? Какое напряжение управления можно считать оптимальным и почему?
5. Как различаются динамические свойства биполярного транзистора с изолированным затвором и полевого транзистора?

Список литературы

1. Полупроводниковые приборы: диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы: справ. / под ред. Н. Н. Горюнова. М.: Энергоатомиздат, 1987.
2. Силовые полупроводниковые приборы: справ. / сост.: О. Г. Чебовский, Л. Г. Моисеев, Р. П. Недошивин. М.: Энергоатомиздат, 1985.
3. Полупроводниковые приборы: транзисторы: справ. / под ред. Н. Н. Горюнова. М.: Энергоатомиздат, 1985.
4. Мощные полупроводниковые приборы: транзисторы: справ. / под ред. А. В. Голомедова. М.: Радио и связь, 1985.
5. Амелина М. А., Амелин С. А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap. Версии 9, 10. Смоленский филиал НИУ МЭИ. Смоленск, 2013.
6. Основы силовой электроники. Силовые полупроводниковые приборы: учеб. пособие / под ред. Ф. И. Ковалева, В. А. Усачева. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2012.
7. Воронин П. А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение / 2-е изд., перераб. и доп. М.: ДМК Пресс, 2015.

Содержание

1. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ	3
1.1. Исследование статических вольт-амперных характеристик	3
1.2. Исследование динамических свойств диодов	13
Контрольные вопросы	16
2. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ	17
2.1. Исследование вольт-амперных характеристик.	17
2.2. Транзистор в ключевом режиме	24
Контрольные вопросы	27
3. ТИРИСТОРЫ	28
3.1. Исследование вольт-амперных характеристик	28
3.2. Импульсное управления и коммутационных процессы.	33
Контрольные вопросы	37
4. СОВРЕМЕННЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ С ПОЛЕВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ ..	38
4.1. Исследование МОП транзистора	38
4.2. Исследование биполярного транзистора с изолированным затвором	43
Контрольные вопросы	48
Список литературы	49

Бондаренко Дмитрий Николаевич
Чмиленко Федор Викторович

Силовые полупроводниковые приборы
Учебно-методическое пособие

Редактор Н. В. Лукина

Подписано в печать 00.00.22 Формат 60×84 1/16.
Бумага офсетная. Печать цифровая. Печ. л. 3,25.
Тираж 41 экз. Заказ

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
197376, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, 5