

(Д — фотодиод, Т — фототранзистор, У — фототиристор и т. д.). За тремя буквами в обозначении следует трехзначный порядковый номер n , наконец, буква, определяющая группу приборов данного типа.

У бескорпусных оптопар в конце обозначения добавляется еще одна цифра, характеризующая вид конструктивного исполнения. Например, АОД 120А-1 — бескорпусная диодная оптопара, порядковый номер 120, исполнение 1 (с гибкими выводами), группа А ($k_t = 1\%$).

Контрольные вопросы

1. Перечислите и дайте определение оптическим параметрам СЧД. Оцените относительное пропускание фильтра контраста для СЧД с $\lambda_{\max} = 585$ нм.

2. Определите основные особенности излучающих диодов на основе гетероструктур.

3. Дайте определение лазера, лазерного усиления, населенности и инверсии населенности, порога генерирования лазера, расходимости лазерного излучения. Определите необходимые условия генерации лазерного излучения.

4. Определите условия лазерного усиления в инжекционном лазере. Перечислите и поясните особенности эксплуатации полупроводниковых лазеров по сравнению с лазерами других типов.

5. Нарисуйте семейство ВАХ фотодиода. Покажите области ВАХ, соответствующие диодному и фотогальваническому режимам работы фотодиода. Поясните, почему в отличие от обычного диода фотодиод не может работать при прямом смещении.

6. Поясните физические причины повышения быстродействия фотодиодов с $p-i-n$ структурой, со структурой металл — полупроводник и гетероструктурой. Определите преимущества и недостатки лавинных фотодиодов.

7. Определите, произойдет ли включение тиристорной оптопары типа АОУ 103, если между анодом и катодом тиристора оптопары появится импульс прямого напряжения с амплитудой $\Delta U_a = 200$ В и длительностью фронта 1 мкс.

8. Определите граничное минимальное значение входного тока транзисторной оптопары типа АОТ 123Б, обеспечивающее насыщение транзистора оптопары при $E_k = 20$ В, $R_k = 1$ кОм.

9. Оцените минимально необходимую длительность импульса управления тиристорной оптопарой при включении на активно-индуктивную нагрузку: напряжение анодного питания 200 В, сопротивление нагрузки 10 Ом, индуктивность нагрузки 50 мГн, ток включения тиристора 50 мА, амплитуда тока управления 100 мА.

Глава шестая

МОДЕЛИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

6.1. МОДЕЛИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ В СИСТЕМЕ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

6.1.1. ОСОБЕННОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

В зависимости от степени использования ЭВМ при проектировании электронных устройств можно выделить четыре уровня.

1. На первом уровне с помощью ЭВМ проводится расчет по отдельным формулам.

2. Второй, более высокий уровень применения ЭВМ характеризуется использованием стандартных программ общего математического обеспечения.

3. На третьем уровне используются специальные программы проектирования заданного класса электронных устройств.

4. На четвертом уровне проектирования специальные программы объединяются в одну систему, обеспечивающую автоматизацию основных трудоемких вычислительных операций.

Сам процесс проектирования электронного устройства разбивается на ряд последовательных этапов, для каждого из которых разрабатываются соответствующие математические, программные и технические средства автоматизации проектирования.

Разработка принципиальной схемы является важнейшим этапом проектирования электронного устройства, в который входят (рис. 6.1):

1. Синтез (выбор) принципиальной схемы на основе опыта создания схем подобного класса (блоки 1, 2а). Общих регулярных алгоритмов для синтеза схем большинства электронных устройств не существует, и выбор схемы неоднозначен. Собственный опыт разработчика и его интуиция играют при этом существенную роль.

II. Выбор типов элементов схемы и формирование математических моделей элементов. Запоминание моделей в библиотеке моделей внешней памяти ЭВМ, составление уравнений функционирования устройства на основе информации, содержащейся в техническом задании и в библиотеке моделей (блоки 2б, 3, 4).

III. Оптимизация электрического режима электронного устройства. Здесь производится решение уравнений, представляющих собой математическую модель устройства (блок 5), и формируется так называемая целевая функция (блок 6). По целевой функции оценивается качество функционирования устройства и производится корректировка параметров элементов для улучшения целевой функции (блок 7). Если корректировка параметров элементов не исправляет положения, то производят изменение схемы или ее замену.

IV. Оптимизация теплового режима электронного устройства. Здесь производится выбор тепловых моделей элементов (блок 8), определяется температурное поле устройства и предельный режим эксплуатации (блок 9).

Последовательность и содержание основных этапов проектирования электронных устройств показывают, что этот процесс итерационный, требующий при выполнении очередного этапа неоднократных возвратов к предыдущим расчетам. Такой алгоритм проектирования определяется тем, что трудоемкость выполнения работ на последующих этапах значительно больше, чем на предыдущих.

По сравнению с натурным макетированием проектируемого электронного устройства математическое моделирование имеет следующие преимущества. В задачах синтеза моделирование обеспечивает проверку правильности работы синтезированных схем путем расчета их математических моделей; такая проверка на ЭВМ выполняется гораздо быстрее, чем с помощью макетирования каждой синтезированной схемы.

В задачах анализа моделирование позволяет проанализировать выходные параметры и характеристики схемы в предельных и аварийных режимах, провести анализ воздействия на схему внешних условий без натуральных климатических и других испытаний, анализ не реализуемых на макете зависимостей выходных параметров схемы от внутренних параметров полупроводниковых приборов.

В задачах оптимизации электронного устройства, т. е. определения наилучших значений выходных параметров, возможности макета ограничены диапазонами регулирования регулирующих элементов: в модели можно изменять любые управляемые параметры в целях максимального улучшения заданного выходного параметра.

Точность математического моделирования на ЭВМ электронных устройств, а также вычислительные затраты в зна-

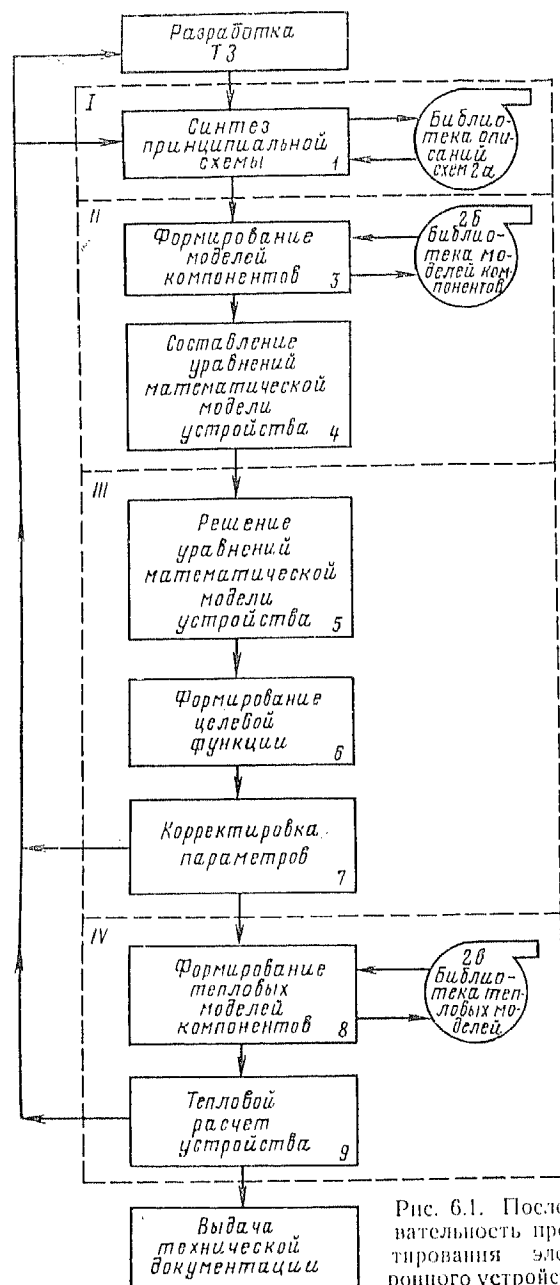


Рис. 6.1. Последовательность проектирования электронного устройства

чительной степени определяются математическими моделями полупроводниковых приборов. Поэтому выбор и необходимая корректировка моделей приборов всякий раз встают при постановке моделирования электронной схемы. В настоящее время практически все системы автоматизированного схемотехнического проектирования содержат встроенные модели полупроводниковых приборов. Такими моделями можно пользоваться, вводя их в математическую модель устройства автоматически. Однако и в этом случае необходимо представлять особенности и ограничения используемых моделей.

Математической моделью полупроводникового прибора называется система уравнений, описывающих физические процессы в приборе, представленная в форме, допускающей ее объединение в математическую модель электронного устройства. Один и тот же прибор описывается большим количеством моделей, отличающихся степенью учета его особенностей и соответственно разной степенью точности, универсальности и экономичности.

Точность модели прибора, т.е. степень соответствия объекта (прибора) и его модели, оценивается только с точки зрения точности функционирования электронного устройства. Пусть результатом анализа схемы при использовании данной модели полупроводникового прибора являются выходные параметры y_i ($i=1, 2, \dots, m$). Относительная погрешность определения параметра y_i

$$\epsilon_i = (y_{i\text{мод}} - y_{i0})/y_{i0},$$

где $y_{i\text{мод}}$ — значение параметра y_i , полученное на модели схемы; y_{i0} — истинное значение параметра y_i .

Трудности количественной оценки точности модели следующие.

1. Точное (истинное) значение y_{i0} , как правило, неизвестно. Обычно в качестве y_{i0} используют экспериментальное значение, измеренное с погрешностью $\epsilon_{i\text{эксп}} \ll \epsilon_i$.

2. Погрешность ϵ_i включает в себя не только погрешность модели прибора, но и погрешности моделей других элементов и методов анализа.

3. Оценка ϵ_i для одного и того же выходного параметра y_i в разных схемах и режимах эксплуатации оказывается различной, так как параметры модели прибора зависят от режима.

Точность модели прибора определяют либо методом контрольной схемы, либо статистическим методом. В пер-

вом случае используется специальная схема с элементами, имеющими высокую точность (кроме модели прибора). Режим эксплуатации прибора и набор выходных параметров схемы соответствуют типичным условиям моделируемого класса электронных устройств.

Статистический метод идентификации¹ модели предполагает накопление достаточного статистического материала анализа схем с помощью данной модели. Тогда статистическая оценка ϵ_i может быть принята в качестве меры точности модели прибора.

Экономичность модели полупроводникового прибора при ее использовании в модели электронного устройства характеризуется затратами машинного времени и времени на подготовку задачи к решению, затратами машинной памяти, затратами на измерение параметров модели. При прочих равных условиях перечисленные затраты будут больше, чем сложнее модель прибора и чем большим количеством параметров она описывается.

Степень *универсальности модели* определяется ее применимостью к анализу более или менее широкого класса схем. Низкая универсальность будет у модели прибора, которая может применяться в модели лишь одной конкретной схемы в одном режиме эксплуатации. Естественно, что в САПР стремятся использовать модели приборов с высокой степенью универсальности, освобождая разработчика от необходимости выбора или разработки модели для каждой новой схемы.

Противоречивость требований высокой точности и высокой степени универсальности, с одной стороны, и высокой экономичности модели, с другой стороны, очевидна: чем подробнее в модели прибора отражены его свойства, тем точнее и универсальнее модель, но тем больше объем вычислений и используемой памяти ЭВМ, тем большим числом параметров описывается модель и выше трудоемкость ее идентификации.

Таким образом, современные модели полупроводниковых приборов лишь приближенно отображают свойства реальных приборов. Степень этого приближения зависит от уровня знаний и точности математического описания процессов в приборе, а также от возможностей используемых ЭВМ, информационного обеспечения описания моделей.

¹ Идентификация — определение степени соответствия модели и объекта.

6.1.2. КЛАССИФИКАЦИЯ МОДЕЛЕЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

В зависимости от задач проектирования используют функциональные, физико-топологические и технологические модели полупроводниковых приборов.

Функциональная модель описывает основные функции, выполняемые прибором в схеме, и характеризуется параметрами, измеряемыми на внешних выводах прибора (внешними параметрами). Эта модель — основной предмет изучения данной главы. *Физико-топологическая модель* описывается параметрами, связанными с геометрией и физическими свойствами структуры прибора (внутренними параметрами). Измерение внутренних параметров часто производят на промежуточных стадиях изготовления прибора, непосредственно на структуре. Как правило, физико-топологические модели сложнее функциональных и имеют большую точность.

Технологическая модель описывается параметрами технологических режимов и применяется для анализа и оптимизации технологических режимов изготовления полупроводниковых приборов.

Функциональные модели приборов в зависимости от целей расчета и моделируемых прибором функций делятся на электрические, тепловые и электротепловые модели. *Электрическая модель* описывается параметрами, связанными с электрофизическими свойствами структуры прибора; некоторыми величинами в таких моделях являются ток и напряжения на выходных электродах прибора. *Тепловая модель* характеризуется параметрами, связанными с теплофизическими свойствами структуры; основной искомой величиной в тепловой модели является температура структуры.

Взаимосвязь между комплексом программ электрического анализа электронного устройства и программой теплового расчета в простейшем случае иллюстрируется рис. 6.2. Результаты электрического расчета мощ-

ности потерь передаются в программу теплового расчета, из библиотеки тепловых моделей вызывается соответствующая модель, составляются расчетные уравнения и определяется температура структуры.

Современные тенденции развития мощных электронных устройств и появления электротепловых моделей приборов: стремление к повышению плотности монтажа приводит к увеличению плотности выделения тепла и усилению взаимозависимости электрических и тепло-

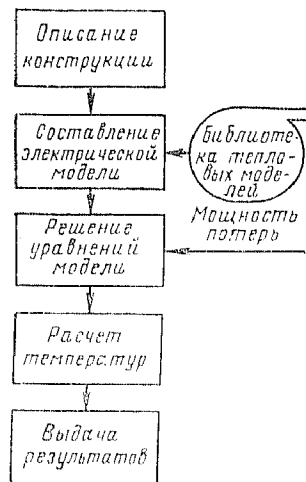


Рис. 6.2. Взаимосвязь программ электрического и теплового расчета электронного устройства

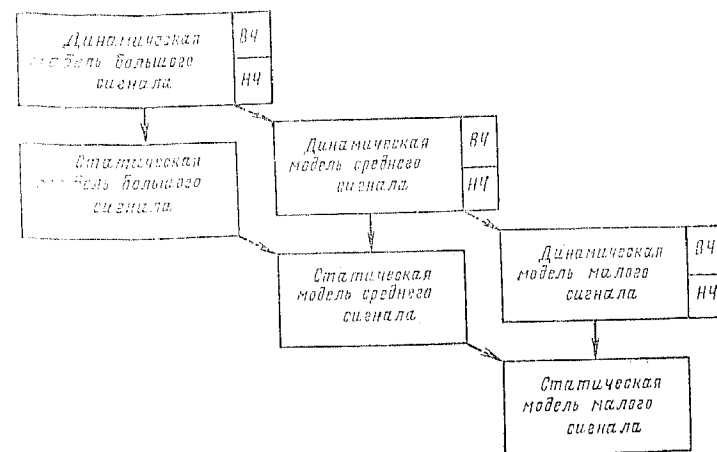


Рис. 6.3. Классификация моделей полупроводниковых приборов (ВЧ и НЧ — высокочастотная и низкочастотная модели)

вых процессов в приборе; аналогичные последствия вызывает непрерывное увеличение энергии, преобразуемой единичным прибором. Таким образом, *электротепловая модель* отражает неразрывность электрических и тепловых процессов в приборе.

По степени универсальности модели полупроводниковых приборов разделяют на статические и динамические, для малого и большого сигналов, низкочастотные и высокочастотные; такая классификация позволяет организовать иерархический ряд моделей, отличающихся вычислительными затратами и допускающими переход от одной модели к другой в процессе моделирования. Очевидно, что наиболее точной и универсальной в таком ряду является динамическая высокочастотная модель большого сигнала.

В качестве основных признаков в классификации моде-

лей используются диапазон амплитуд и полоса частот сигналов, проходящих через моделируемый полупроводниковый прибор (рис. 6.3). Диапазон амплитуд соответствует разности максимального и минимального значений амплитуды сигнала; полоса частот определяется интервалом между нижней и верхней частотными составляющими сигналов.

В зависимости от диапазона амплитуд сигналов раз-

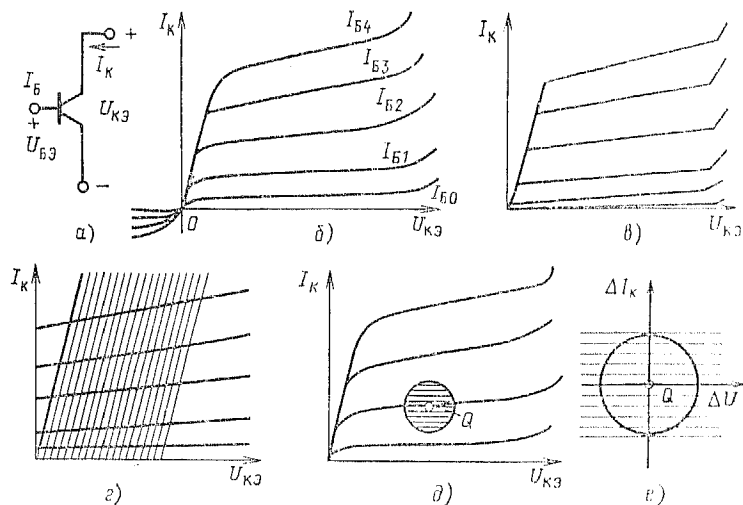


Рис. 6.4. Построение моделей биполярного транзистора:

а — транзистор по схеме ОЭ; б — реальные выходные ВАХ биполярного транзистора; в — аппроксимация выходных ВАХ для модели большого сигнала; г — аппроксимация для модели среднего сигнала; д — рабочая область выходных ВАХ при малом сигнале; е — выходные ВАХ малосигнальной модели

чают в первом приближении модели большого сигнала и модели малого сигнала: первые относятся к нелинейным моделям и описываются нелинейными уравнениями, вторые — к линейным и описываются линейными уравнениями.

Малосигнальные модели используются, когда анализ передачи сигнала сводится к анализу временных зависимостей приращений токов и напряжений по отношению к токам и напряжениям режима покоя. При малых приращениях ВАХ прибора линейны в окрестности рабочей точки и модель получается достаточно простой. Модели малого сигнала широко используются при анализе частотных и пе-

реходных характеристик усилителей, активных фильтров и т. п.

Для анализа схем, работающих в ключевом режиме, применяются модели большого сигнала (той или иной степени нелинейности) и соответственно универсальности. Чем больше нелинейностей учитывает модель, тем она универсальнее и тем большее количество электронных устройств можно моделировать на ее основе. Однако сложность модели при этом возрастает, а экономичность снижается.

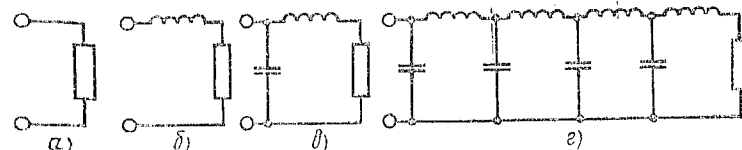


Рис. 6.5. Изменение модели резистора с ростом рабочей частоты

В качестве иллюстрации рассмотрим выходные ВАХ биполярного транзистора и их учет в моделях большого и малого сигналов (рис. 6.4, а). Реальные выходные характеристики изображены на рис. 6.4, б; выходные ВАХ, используемые в модели большого сигнала высокой степени универсальности, показаны на рис. 6.4, в (для транзисторов, работающих в ключевом режиме). Выходные характеристики менее универсальной модели показаны на рис. 6.4, г: аппроксимация в этом случае удовлетворительна лишь в заштрихованной области (для транзисторов, работающих в схемах усилителей мощности, например). Отметим, что если транзистор предназначен для работы только в заштрихованной области, то решение, полученное при использовании этой более простой модели большого сигнала даст точность не ниже модели на рис. 6.4, в.

При использовании транзистора в малосигнальном режиме рабочая область сигналов будет лежать в ближайшей окрестности точки Q (рис. 6.4, д), все характеристики в пределах этой области — параллельные прямые линии (рис. 6.4, е).

Таким образом, классификацию моделей по амплитуде сигнала можно сравнить с фотографией образца, полученными с помощью микроскопа при разных степенях увеличения. Чем больше увеличение, тем больше подробностей можно рассмотреть, тем универсальнее модель. Модель

малого сигнала подобна видимой через сильный микроскоп малой части образца.

Кроме «сигнальных» моделей различают статические и динамические модели. *Статическая модель* отличается от динамической тем, что не содержит частотно-зависимых элементов — конденсаторов и индуктивностей. Такие модели отражают статические состояния полупроводникового прибора при неизменных управляющих сигналах и не учитывают переход из одного статического состояния в другое.

Динамические модели позволяют учесть переходные процессы в приборе при изменении сигналов во времени — это частотно-зависимые модели. Различают низкочастотные динамические модели и высокочастотные. Первые применяются при моделировании электронных устройств, в которых скорость изменения сигналов ниже скорости переходных процессов в приборе. Высокочастотные динамические модели учитывают собственную инерционность прибора.

В качестве иллюстрации влияния частоты на построение динамической модели покажем изменение модели резистора с ростом частоты (рис. 6.5, а). На низких частотах (ниже 10 МГц) модель представляет собой собственно резистор. При частотах выше 10 МГц начинает оказывать влияние индуктивность выводов (рис. 6.5, б). На частотах выше 1 ГГц для обеспечения необходимой точности моделирования должна быть добавлена паразитная емкость (рис. 6.5, в), а на еще более высоких частотах (более 100 ГГц) резистор моделируется длинной линией (рис. 6.5, г).

Таким образом, если использовать уже знакомую аналогию с образом в микроскопе, то можно сказать следующее: чем больше частота сигнала, тем «больше увеличение микроскопа», тем больше физических инерционных эффектов необходимо учесть в модели прибора, тем сложнее динамическая модель. Здесь же следует подчеркнуть такую закономерность: чем больше сигнал по амплитуде, тем раньше сказывается инерционность прибора, другими словами, в моделях большого сигнала переход к высокочастотной динамической модели происходит при меньшей частоте, чем в малосигнальной модели.

Чтобы сделать более наглядными соотношения между рассматриваемыми моделями, вернемся к рис. 6.3: стрелки показывают переход к более простой модели. Например, если начать с наиболее сложной и точной динамической

модели большого сигнала, то, исключив из нее некоторые нелинейные элементы, можно получить более простую динамическую модель; далее, исключив в полученной модели конденсаторы и индуктивности, перейдем к статической модели большого сигнала и т. д.

6.1.3. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ МОДЕЛЕЙ

Функциональные модели полупроводниковых приборов по сравнению с физико-топологическими моделями менее универсальны и достаточно тесно связаны с режимом эксплуатации или типом проектируемого электронного устройства. Основная форма представления функциональной модели — электрическая эквивалентная схема; используются также аналитические выражения, системы уравнений и логических условий, таблицы. В современных системах автоматического схемотехнического проектирования модель представляется эквивалентной электрической схемой, содержащей управляемые элементы (источники тока, резисторы, конденсаторы и др.), которые заданы аналитическими выражениями или таблицами.

Параметры функциональной модели определяются с помощью измерений на внешних электродах готового прибора. Часто определяющее значение для надежной работы прибора имеют процессы, проходящие в полупроводниковой структуре, непосредственный доступ к которой невозможен. Поэтому методы измерения параметров и идентификации функциональных моделей имеют свои особенности. Например, при построении физико-топологической модели структуру прибора обычно разбивают на две области: внутреннюю — «активную» и внешнюю — «паразитную». Внутренняя область представляет собой при этом идеализированный прибор, а внешняя включает в себя межэлектродные емкости, сопротивления, индуктивности. Полная физико-топологическая модель прибора получается объединением моделей двух областей. Для функциональной модели такое разделение прибора на две области практически невозможно и параметры модели характеризуют прибор в целом. Отметим здесь же, что применение ЭВМ при идентификации и определении параметров функциональной модели также повышает экономичность проектирования.

Справочные данные не содержат необходимой информации для определения параметров функциональных моде-

лей полупроводниковых приборов. Для получения таковых составной частью схемотехнического проектирования должны быть измерительно-вычислительные комплексы и специальное программное обеспечение (рис. 6.6). Первый уровень такого обеспечения содержит программы автоматизированных испытаний, управляющие источниками питания

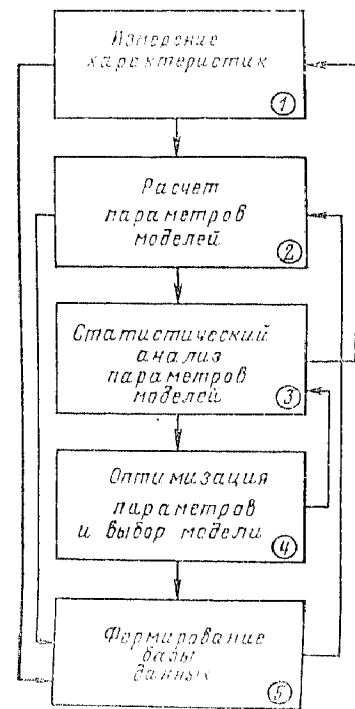


Рис. 6.6. Структура программного обеспечения определения параметров моделей полупроводниковых приборов

и сигналами в процессе измерений. На этом уровне для различных полупроводниковых приборов (выпрямительных, импульсных и других диодов, стабилитронов, биполярных транзисторов, полевых транзисторов, тиристоров, оптоэлектронных приборов) получают статические и динамические характеристики в результате измерений на автоматизированных измерительных системах (или с помощью моделирования на ЭВМ с применением более точной модели). Результаты испытаний записываются в базу данных под шифром типа прибора и затем используются при расчете, анализе и оптимизации параметров моделей приборов на следующих уровнях программного обеспечения.

Второй уровень содержит программы расчета параметров моделей, третий предназначен для статистической обработки параметров моделей (расчет математического ожидания, дисперсии, оценка доверительных интервалов и т. д.). Для получения параметров статической нелинейной модели биполярного транзистора, например, с точностью 1 % требуется более 200 экспериментальных точек.

К процедурам оптимизации четвертого уровня программ-

ного обеспечения относятся программы, в которых часть величин находится методами формальной оптимизации, а в качестве критериев оптимизации выбирается мера совпадения расчетных и экспериментальных характеристик, здесь же обычно предусматриваются процедуры перехода к более точным моделям в иерархическом ряду моделей. Программы пятого уровня реализуют выдачу документации о параметрах моделей для различных типов приборов.

6.1.4. ОСОБЕННОСТИ ФИЗИКО-ТОПОЛОГИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

Моделирование приборов предполагает, что физические процессы в любом из них могут быть описаны некоторой системой уравнений, которую будем называть исходной. В общем случае она включает в себя уравнения непрерывности, Пуассона и переноса.

Уравнения непрерывности потока, которым в любой момент времени подчиняется движение носителей заряда¹ в полупроводнике, можно представить в виде

$$\frac{\partial p}{\partial t} = \Delta g_p - \frac{p - p_0}{\tau_p} - \frac{1}{q} \operatorname{div} (J_p); \quad (6.1a)$$

$$\frac{\partial n}{\partial t} = \Delta g_n - \frac{n - n_0}{\tau_n} + \frac{1}{q} \operatorname{div} (J_n); \quad (6.16)$$

где $(p - p_0) = \Delta p$, $(n - n_0) = \Delta n$ — избыточные концентрации носителей; Δg_p , Δg_n — скорости генерации носителей под действием внешних факторов; τ_p , τ_n — времена жизни; J_p , J_n — плотности токов.

Слагаемые в правых частях уравнений математически отражают возможные причины изменения концентрации носителей во времени: накопление носителей за счет генерации Δg , рассасывание носителей при рекомбинации $\Delta p/\tau_p$, $\Delta n/\tau_n$, накопление или рассасывание носителей, обусловленное неравенством потоков, втекающих и вытекающих из некоторого элементарного объема $\frac{1}{q} \operatorname{div} J_p$.

Уравнение Пуассона устанавливает зависимость дивергенции вектора напряженности электрического поля E от плотности объемного заряда:

$$\operatorname{div} E = \rho/\epsilon_r \epsilon_0 \text{ или } \nabla^2 \varphi = -\rho/\epsilon_r \epsilon_0. \quad (6.2)$$

где ϵ_r — относительная диэлектрическая проницаемость полупроводника; $\epsilon_0 = 8,86 \cdot 10^{-12}$ Ф·м⁻¹; φ — электростатический потенциал.

Уравнение Пуассона привлекается в тех случаях, когда напряжен-

¹ Ниже для краткости просто «носителей».

ность E существенно зависит от координаты, т. е. в полупроводнике имеется значительный объемный заряд.

Уравнения переноса показывают, что плотность тока в полупроводнике в общем случае обеспечивается дрейфом носителей заряда в электрическом поле, напряженностью E и диффузией носителей под воздействием градиента концентрации:

$$J_p = q(\mu_p E - D_p \text{grad } p); \quad (6.3a)$$

$$J_n = q(\mu_n E + D_n \text{grad } n), \quad (6.3b)$$

где J_p и J_n — дырочная и электронная составляющие плотности тока.

Плотность полного тока J в полупроводнике равна сумме плотностей дырочного тока, электронного тока и тока смещения:

$$J = J_p + J_n + J_{em}, \quad (6.4)$$

где $J_{em} = -e_f \epsilon_0 \partial(\nabla \varphi) / \partial t$.

При замещении прибора электротепловой моделью переходную систему уравнений дополняют уравнением теплопроводности, которое описывает тепловой режим прибора.

Исходная система уравнений (6.1)–(6.4) справедлива для макроскопических процессов и не учитывает влияние магнитного поля и неоднородностей структуры. В общем случае решение такой системы уравнений представляет собой нелинейную, неоднородную и непрерывную задачу. Нелинейность задачи связана с тем, что коэффициенты в уравнениях исходной системы зависят от плотности тока, напряженности поля и температуры, которые в свою очередь меняются с изменением режима эксплуатации прибора. Задача в общем случае неоднородная, так как электрические и тепловые процессы протекают в объеме структуры и зависят от времени и координаты. Модель прибора непрерывна по времени и пространству, т. е. структура прибора представляет собой единое целое и ее деление на отдельные области (база, переход, канал) является некоторым допущением.

Исходная система уравнений (6.1)–(6.4) является основой построения физико-топологических моделей. При этом уравнения в частных производных часто замещают системой алгебраических уравнений, которая получается в результате представления производных в конечно-разностной форме.

Пусть, например, электрические процессы в базе биполярного транзистора описываются одномерным уравнением непрерывности:

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{\Delta p}{\tau_p} + D_p \frac{\partial^2 p}{\partial x^2}, \quad (6.5)$$

Заменим производные в уравнении конечными разностями по формулам

$$\frac{\partial p}{\partial t} \approx \frac{(p_{k,j+1} - p_{k,j})}{\Delta t}; \quad \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} \approx \frac{(p_{k+1,j} - 2p_{k,j} + p_{k-1,j})}{\Delta x^2}, \quad (6.6)$$

где Δt — шаг по времени; Δx — шаг по координате; $p_{k,j+1}$ — концентрация дырок в точке с координатами $(k, j+1)$.

В итоге преобразований дифференциальное уравнение в частных производных примет алгебраический вид

$$p_{k,j+1} = p_{k,j} + \Delta t \left(-\frac{p_{k,j} - p_{0k,j}}{\tau_p} + D_p \frac{p_{k+1,j} - 2p_{k,j} + p_{k-1,j}}{\Delta x^2} \right). \quad (6.7)$$

Применяя (6.6) последовательно к каждому узлу прибора, можно вычислить распределение концентрации $p(x, t)$ в любой момент времени. При этом для обеспечения сходимости и точности решения необходимо выбирать значения Δx и Δt достаточно малыми, что предопределяет большие вычислительные затраты.

Более экономичны модели, в которых структура прибора разбивается на сосредоточенные объемные элементы и каждый такой физический элемент замещается электрической схемой. В итоге прибор замещается распределенной электрической линией с конечным числом элементов, которую можно анализировать методами с применением стандартных программ расчета электронных схем. С математической точки зрения такой подход к моделированию означает, что конечно-разностными соотношениями заменяются только пространственные производные.

Рассмотренный подход реализуется в распределенной модели Ливвилла: разобьем базу биполярного транзистора на N элементарных объемов. Для k -го объема такого разбиения можно записать линейное дифференциальное уравнение относительно времени t :

$$\frac{dp_k}{dt} \approx -\frac{p_k - p_{0k}}{\tau_p} + D_p \left[\frac{(p_{k+1} - p_k)/\Delta x_{k+1} - (p_k - p_{k-1})/\Delta x_k}{(\Delta x_{k+1}/2) + (\Delta x_k/2)} \right]. \quad (6.8)$$

Полностью распределение носителей в базе описывается системой обыкновенных дифференциальных уравнений N -го порядка.

Теперь представим в конечно-разностной форме плотность диффузионного тока k -го элемента разбиения:

$$J_{diffk} = -qSD_p (\partial p / \partial x) = qSD_p \frac{p_{k-1} - p_k}{\Delta x_k} = H_{dk} (p_{k-1} - p_k), \quad (6.9)$$

где $H_{dk} = qSD_p / \Delta x_k$ — элемент диффузии распределенной модели Ливвилла; ток через элемент диффузии H_{dk} пропорционален разности концентраций на внешних выводах этого элемента.

Аналогичным образом определяется связь процессов генерации, рекомбинации и накопления носителей заряда с концентрацией на внеш-

них выводах элемента разбиения, и уравнение непрерывности представляется в виде

$$S_k (dp_k/dt) + H_{ek} (p_k - p_0) = I_{\text{диф}k} - I_{\text{диф}k+1}, \quad (6.10)$$

где $S_k = qS(\Delta x_{k+1} + \Delta x_k)/2$ — элемент накопления; $H_{ek} = qS(\Delta x_{k+1} + \Delta x_k)/(2\tau_p)$ — элемент рекомбинации. Каждый член уравнения (6.10) имеет размерность электрического тока, т.е. для k -го узла получаем выражение первого закона Кирхгофа с «концентрационными» потенциалами (используется разность концентраций, а не разность потенциалов) — рис. 6.7.

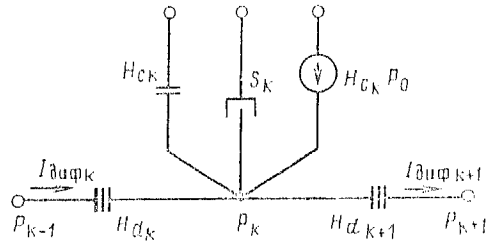


Рис. 6.7. Элементы модели Линивилла

Рассмотренные конечно-разностные методы являются универсальными (пригодны для полупроводниковых приборов любого типа). Такие методы используются для теоретического анализа и расчета полупроводниковых приборов и компонентов интегральных микросхем на основе физико-топологических и технологических моделей. Они могут служить основой для синтеза более простых функциональных моделей полупроводниковых приборов; в программах расчета электронных устройств с большим числом полупроводниковых приборов их применение ограничено резким возрастанием вычислительных затрат.

6.2. МОДЕЛИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ

Полупроводниковые диоды используют как в дискретной, так и в интегральной схемотехнике. В интегральных схемах функции диодов обычно выполняют транзисторы в диодном включении. Применение дискретных диодов характеризуется широким диапазоном преобразуемых сигналов как по мощности, так и по быстродействию. Следует подчеркнуть, что потери мощности и инерционность современных диодов соизмеримы с аналогичными параметрами управляемых приборов — транзисторов, тиристоров.

6.2.1. СТАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ДИОДОВ

Для построения статической модели диода полную ВАХ диода представляют отрезками прямых так, чтобы они наилучшим образом (с наибольшей точностью) аппроксимировали реальную характеристику в заданном конкретном режиме эксплуатации (в рабочем диапазоне токов и напряжений).

Аппроксимирующие отрезки прямых можно провести касательными к реальной характеристике или секущими; точность аппроксимации выше при введении секущих пря-

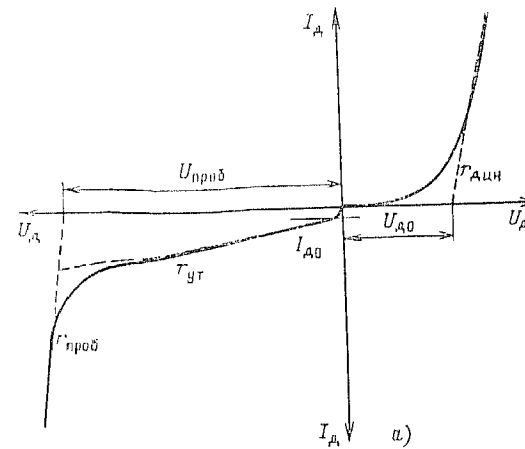
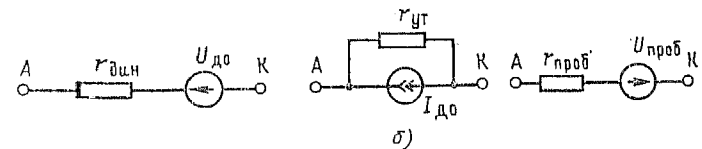


Рис. 6.8. Кусочно-линейная аппроксимация ВАХ диода (а), статические модели диода малого сигнала (б)



мых (рис. 6.8). Разделим реальную ВАХ диода с помощью секущих прямых на три области:

область проводимости $U_d \geq U_{до}$

$$U_d = U_{до} + I_d r_{\text{длин}}; \quad (6.11a)$$

область отсечки $-U_{\text{проб}} < U_d < U_{до}$

$$U_d = -I_d r_{\text{ут}} + I_{до} r_{\text{ут}}; \quad (6.11б)$$

область пробоя $U_d < -U_{проб}$

$$U_d = -U_{проб} - I_d r_{проб} \quad (6.11в)$$

Каждой из выделенных областей ВАХ можно поставить в соответствие статические модели диодов в виде электрических схем замещения (рис. 6.8, б). Непосредственно из рис. 6.8, а видно, что наибольшая погрешность моделей приходится на граничные участки между областями (в частности, при $0 < U < U_{до}$).

6.2.2. ДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДИОДА

Динамическую модель диода получают добавлением к «идеальному» диоду элементов, учитывающих реальные параметры (рис. 6.9)¹. Сопротивление r_B представляет собой омическое сопротивление базы (высокоомной области структуры диода), сопротивление $r_{ут}$ — сопротивление утечки реального диода. Увеличение тока через диод при обратных напряжениях U_d , близких к напряжению пробоя $U_{проб}$, моделируется источником тока $I_{проб}$:

$$I_{проб} = I_0 [\exp(-U_d/q\phi_0) - 1] (U < 0), \quad (6.12)$$

где I_0 и $q\phi_0$ — параметры аппроксимации ВАХ диода вблизи области пробоя.

Динамические свойства диода отражаются барьерной $C_{бар}$ и диффузионной $C_{диф}$ емкостями. Для барьерной емкости обычно используют следующее упрощенное выражение зависимости емкости от напряжения на диоде:

$$C_{бар} = C_{бар0}^2 (1 - U_d/\phi)^{\gamma}, \quad (6.13)$$

где $C_{бар0}$ — значение барьерной емкости при напряжении на диоде $U_d = 0$; ϕ , γ — параметры аппроксимации; в первом приближении можно принять $\phi = 1$; $\gamma = 0,3 \div 0,5$.

¹ «Идеальным» называют диод, ВАХ которого совпадает с ВАХ $p-n$ перехода, т. е. $I_d = I_s [\exp(U/q\phi) - 1]$, [см. (1.109)]; на рис. 6.9 выделен пунктиром.

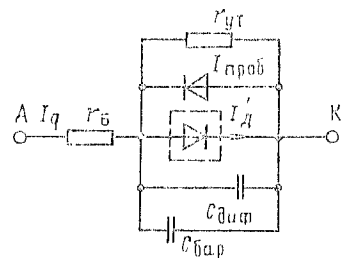


Рис. 6.9. Динамическая модель диода

Диффузионную емкость, отражающую накопление неосновных неравновесных носителей заряда, можно представить в виде

$$C_{диф} = dQ_B/dU_d = d(I_d \tau_s)/dU_d = \tau_s (I_s + I_d)/m\phi_T, \quad (6.14)$$

где τ_s — эффективная постоянная времени (равна времени жизни неосновных носителей в базе диода для диодов с широкой базой и времени пролета носителей через базу для диодов с узкой базой).

Таким образом, для анализа электрических схем с использованием описанной динамической модели диода необходимо предварительно определить следующие параметры модели:

$$I_s, \phi_T, I_0, \phi_0, r_B, r_{ут}, C_{бар}, \phi, \gamma, \tau_s.$$

6.2.3. ДИНАМИЧЕСКАЯ ЗАРЯДУПРАВЛЯЕМАЯ МОДЕЛЬ

Для расчета переходных процессов в схемах с диодами необходимо иметь динамические модели, отражающие инерционные свойства диодов. Когда $p-n$ переход смещен в обратном направлении, инерционность диода определяется перезарядом его барьерной емкости $C_{бар}$. В заданном диапазоне изменения обратного напряжения $U_1 - U_2$ барьерную емкость усредняют по формуле

$$\bar{C}_{бар} = \frac{1}{U_2 - U_1} \int_{U_1}^{U_2} C_{бар}(U) dU, \quad (6.15)$$

где зависимость $C_{бар}(U)$ описывается выражением (6.13).

Накопление и рассасывание неосновных носителей заряда в базе диода при прямом смещении подчиняются уравнению заряда:

$$I_d(t) = dQ_B/dt + Q_B/\tau_s. \quad (6.16)$$

Это линейное дифференциальное уравнение может быть представлено электрической схемой замещения с источником тока Q_B/τ_s и накопителем электрической энергии S_B (рис. 6.10). Накопитель S_B эквивалентен по физическому смыслу конденсатору с бесконечно большой емкостью, так как напряжение на нем должно быть равно нулю при $Q_B \geq 0$.

Рассмотренные динамические модели (рис. 6.9 и 6.10) очень приближенно описывают поведение диода при его пе-

область пробоя $U_d < -U_{проб}$

$$U_d = -U_{проб} - I_d r_{проб}. \quad (6.11b)$$

Каждой из выделенных областей ВАХ можно поставить в соответствие статические модели диодов в виде электрических схем замещения (рис. 6.8, б). Непосредственно из рис. 6.8, а видно, что наибольшая погрешность моделей приходится на граничные участки между областями (в частности, при $0 < U < U_{до}$).

6.2.2. ДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДИОДА

Динамическую модель диода получают добавлением к «идеальному» диоду элементов, учитывающих реальные параметры (рис. 6.9)¹. Сопротивление r_b представляет собой омическое сопротивление базы (высокоомной области структуры диода), сопротивление $r_{ут}$ — сопротивление утечки реального диода. Увеличение тока через диод при обратных напряжениях U_d , близких к напряжению пробоя $U_{проб}$, моделируется источником тока $I_{проб}$:

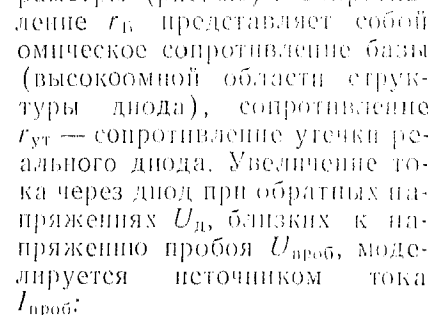


Рис. 6.9. Динамическая модель диода

$$I_{проб} = I_0 [\exp(-U_d / \varphi_0) - 1] (U < 0), \quad (6.12)$$

где I_0 и φ_0 — параметры аппроксимации ВАХ диода вблизи области пробоя.

Динамические свойства диода отражаются барьерной $C_{бар}$ и диффузионной $C_{диф}$ емкостями. Для барьерной емкости обычно используют следующее упрощенное выражение зависимости емкости от напряжения на диоде:

$$C_{бар} = C_{бар0} / (1 - U_d / \psi)^\gamma, \quad (6.13)$$

где $C_{бар0}$ — значение барьерной емкости при напряжении на диоде $U_d = 0$; ψ , γ — параметры аппроксимации; в первом приближении можно принять $\psi = 1$; $\gamma = 0,3 \div 0,5$.

¹ «Идеальным» называют диод, ВАХ которого совпадает с ВАХ $p-n$ перехода, т.е. $I_d = I_s [\exp(U/\varphi_1) - 1]$, [см. (1.109)]; на рис. 6.9 выделен пунктиром.

Диффузионную емкость, отражающую накопление неосновных неравновесных носителей заряда, можно представить в виде

$$C_{диф} = dQ_B / dU_d = d(I_d \tau_s) / dU_d = \tau_s (I_s + I_d) / m\varphi_s, \quad (6.14)$$

где τ_s — эффективная постоянная времени (равна времени жизни неосновных носителей в базе диода для диодов с широкой базой и времени пролета носителей через базу для диодов с узкой базой).

Таким образом, для анализа электрических схем с использованием описанной динамической модели диода необходимо предварительно определить следующие параметры модели:

$$I_s, \varphi_d = m\varphi_s, I_0, \varphi_0, r_b, r_{ут}, C_{бар}, \psi, \gamma, \tau_s.$$

6.2.3. ДИНАМИЧЕСКАЯ ЗАРЯДУПРАВЛЯЕМАЯ МОДЕЛЬ

Для расчета переходных процессов в схемах с диодами необходимо иметь динамические модели, отражающие инерционные свойства диодов. Когда $p-n$ переход смещен в обратном направлении, инерционность диода определяется перезарядом его барьерной емкости $C_{бар}$. В заданном диапазоне изменения обратного напряжения $U_1 - U_2$ барьерную емкость усредняют по формуле

$$\bar{C}_{бар} = \frac{1}{U_2 - U_1} \int_{U_1}^{U_2} C_{бар}(U) dU, \quad (6.15)$$

где зависимость $C_{бар}(U)$ описывается выражением (6.13).

Накопление и рассасывание неосновных носителей заряда в базе диода при прямом смещении подчиняются уравнению заряда:

$$I_d(t) = dQ_B / dt + Q_B / \tau_s. \quad (6.16)$$

Это линейное дифференциальное уравнение может быть представлено электрической схемой замещения с источником тока Q_B / τ_s и накопителем электрической энергии S_B (рис. 6.10). Накопитель S_B эквивалентен по физическому смыслу конденсатору с бесконечно большой емкостью, так как напряжение на нем должно быть равно нулю при $Q_B \geq 0$.

Рассмотренные динамические модели (рис. 6.9 и 6.10) очень приближенно описывают поведение диода при его пе-

реключении из проводящего состояния в непроводящее. Появляющаяся погрешность связана с тем, что после окончания этапа рассасывания заряда ($I_d=0$ или $Q_B=0$) изменение обратного тока в этих моделях определяется только барьерной емкостью $C_{бар}$. Реально (см. § 1.3.7) спад обратного тока происходит также за счет экстракции неосновных носителей из базы диода (особенно существенно этот эффект сказывается в диодах с широкой базой). Для повышения точности моделирования подобных режимов эксплуатации диодов зарядное уравнение по окончании этапа рассасывания представляют в виде

$$\begin{cases} I_d(t) = dQ_1/dt + Q_1/\tau_{11} - Q_2/\tau_{21}; \\ 0 = Q_1/\tau_{11} - Q_2/\tau_{21} - dQ_2/dt, \end{cases} \quad (6.17)$$

где Q_1 — заряд неосновных носителей, накапливаемых вблизи перехода; Q_2 — заряд неосновных носителей, нако-

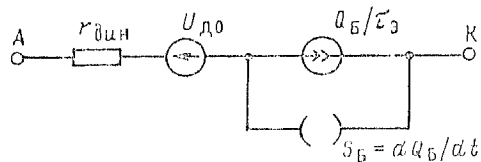


Рис. 6.10. Динамическая зарядоуправляемая модель диода

ливаемых в глубине базы; τ_{11} , τ_{22} — постоянные времени, характеризующие скорости рассасывания зарядов Q_1 и Q_2 соответственно.

Точность расчетов переходного процесса выключения на этапе спада обратного тока повышается, но вычислительные затраты увеличиваются (модель усложняется, и число ее параметров увеличивается — четыре постоянные времени вместо одной).

6.2.4. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ МОДЕЛЕЙ ДИОДА

Параметры статических моделей диодов определяются обычно непосредственно из ВАХ. Сопротивления $r_{дин}$, $r_{ут}$, $r_{проб}$ оцениваются по наклону прямых, аппроксимирующих соответствующие участки ВАХ диода; по длине отсекаемых на осях координат отрезков определяются параметры $I_{д0}$, $U_{д0}$, $U_{проб}$ (см. рис. 6.8, а).

Параметры динамических моделей определяются графоаналитическим методом или с помощью ЭВМ. При гра-

фоаналитическом методе прямая ветвь ВАХ диода задается уравнением [см. (1.114)]

$$U_d = U_{пр} + U_{рБ} = \varphi_d \ln \left(1 + \frac{I_d}{I_s} \right) + I_d r_B, \quad (6.18)$$

где $I_s = I_{д0}$.

При малых токах падение напряжения на диоде определяется напряжением на ОПЗ перехода [первое слагаемое выражения (6.18)]. Построив зависимость $U_d(I_d)$ в полударифмическом масштабе и аппроксимировав ее при малых токах прямой линией, можно определить по наклону прямой значение параметра φ_d :

$$\varphi_d = (U_{д2} - U_{д1}) / \ln(I_{д2}/I_{д1}). \quad (6.19a)$$

Далее из (6.18) получим для расчета параметра I_s (при $I_d r_B \approx 0$)

$$I_s = I_{д2} / \exp[(U_{д2}/\varphi_d) - 1]. \quad (6.19b)$$

При больших токах — на «омическом» участке ВАХ диода — падение напряжения на диоде определяется напряжением на базе, тогда для определения параметра модели — сопротивления базы r_B — имеем

$$r_B = U_{рБ} / I_d = (U_d - U_{пр}) / I_d. \quad (6.20)$$

С помощью ЭВМ параметры модели φ_d , I_s , r_B определяются следующим образом. Составляется целевая функция, например, в виде среднеквадратичной погрешности:

$$F = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (1 - U_{выч}^{(i)} / U_{изм}^{(i)})^2, \quad (6.21)$$

где n — число измерительных точек; $U_{изм}$ — измеренные значения напряжений для ряда значений прямых токов; $U_{выч}$ — вычисленные по выражению (6.18) значения напряжений для тех же значений токов.

Для ЭВМ составляется программа оптимизации, в которой параметры φ_d , I_s , r_B (аргументы) изменяются таким образом, чтобы функция F достигла минимального значения. Очевидно, что параметры модели при этом определяются точнее, чем графоаналитическим методом.

Параметры модели γ и $C_{бар0}$, характеризующие зависимость барьерной емкости от обратного напряжения, задают, используя так называемый метод выравнивания характеристики, при этом зависимость $C_{бар}(U)$ перестраивают

в таких координатах, чтобы ее график превратился в прямую линию. Введем новые переменные X, Y :

$$X = \ln(1 - U/\psi); \quad Y = \ln C_{бар}. \quad (6.22a)$$

Тогда (6.13) преобразуется к виду

$$Y = A + BX. \quad (6.22б)$$

Если экспериментальная характеристика $C_{бар}(U)$ хорошо описывается выражением (6.13), то в координатах $Y(X)$ экспериментальные точки будут лежать на прямой с коэффициентом $B = -\gamma$, и для $C_{бар0}$ получим

$$C_{бар0} = C_{бар}^{(i)} [1 - U^{(i)}/\psi]^\gamma. \quad (6.22в)$$

Следует отметить, что использование выражения типа (6.13) для расчета параметра $C_{бар}$ при моделировании на ЭВМ ограничивается некоторым значением напряжения $U > 0$, иначе в итерационных процедурах ситуация $(U/\psi) \leq 1$ вызывает аварийный останов. Вместо введения ограничения по напряжению можно использовать кусочно-нелинейную аппроксимацию зависимости $C_{бар}(U)$ или более сложную математическую модель, например, в виде выражения

$$C_{бар} = C_{бар0} [1 + ba/(1 - a)(x^2 + b)]/(x^2 + b)^{N/2}, \quad (6.22г)$$

где $C_{бар0}, a, b, N$ — параметры модели [27].

Усредненное значение $\bar{C}_{бар}$ определяется интегрированием по выражению (6.15) с учетом зависимости емкости от обратного напряжения. Приблизительно интегрирование можно провести по формуле трапеций для трех-четырех измерительных точек, например если известны значения барьерной емкости $C_{бар}(0), C_{бар}(U/2), C_{бар}(U)$, то интегрирование по формуле трапеции для двух участков зависимости $C_{бар}(U)$ дает

$$\bar{C}_{бар} = [C_{бар}(0) + C_{бар}(U)]/4 + C_{бар}(U/2)/2. \quad (6.23)$$

Постоянная времени τ_Σ зарядоуправляемой модели диода определяется с помощью измерений времени рассасывания заряда t_p (см. рис. 1.19). Пусть в установившемся проводящем состоянии через диод протекал ток I_d . При подаче на диод обратного напряжения $U_{обр}$ через сопротивление R ток диода на этапе рассасывания задается внешней цепью

$$I_{обр} = \frac{U_{обр}}{R} \quad (\text{при } U_{обр} \gg U_{д0}; \quad R \gg r_{дин}), \quad (6.24)$$

и в соответствии с эквивалентной схемой (рис. 6.10) имеем

$$-I_{обр} = dQ_r/dt + Q_b/\tau_\Sigma. \quad (6.25)$$

Решая уравнение (6.25) при начальном условии $Q_b(0) = I_{дт\Sigma}$ и учитывая, что $Q_b(t_p) = 0$, получаем

$$t_p = \tau_\Sigma \ln(1 + I_{дт\Sigma}/I_{обр}). \quad (6.26)$$

По (6.26) при заданных значениях $I_d, I_{обр}$ и измеренному значению времени рассасывания t_p можно рассчитать τ_Σ . В реальных режимах эксплуатации сказывается зависимость постоянной времени τ_Σ от прямого тока I_d .

6.3. МОДЕЛИ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

6.3.1. ДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭБЕРСА—МОЛЛА

Одной из наиболее распространенных математических моделей биполярного транзистора является модель Эберса—Молла. Схема замещения, соответствующая этой математической модели для $n-p-n$ транзистора, показана на рис. 6.11. Диоды D_Σ и D_K замещают $p-n$ переходы транзистора (через них протекают инжекционные токи эмиттера I'_Σ и коллектора I'_K), а зависимые источники тока $\alpha_I I'_K$ и $\alpha_N I'_\Sigma$ моделируют взаимодействие переходов через базу транзистора. Инерционные свойства транзистора отражаются диффузионными $C_{диф}$ и барьерными $C_{бар}$ емкостями. Резисторы $r_{\Sigma\Sigma}, r_{KK}, r_B$ замещают сопротивления слоев эмиттера, коллектора и базы соответственно.

Инжекционные токи связаны с напряжениями на переходах выражениями

$$I'_\Sigma = I_{\Sigma 0} [\exp(U_\Sigma/m_\Sigma \varphi_T) - 1]; \quad (6.27a)$$

$$I'_K = I_{K0} [\exp(U_K/m_K \varphi_T) - 1], \quad (6.27б)$$

где $I_{\Sigma 0}$ — тепловой ток эмиттерного перехода (при напряжении на переходе $U_\Sigma < 0$ и $|U_\Sigma| \gg m_\Sigma \varphi_T$); I_{K0} — тепловой ток коллекторного перехода (при напряжении на переходе $U_K < 0$ и $|U_K| \gg m_K \varphi_T$); $r_{\Sigma\Sigma}, r_{KK}$ — сопротивления утечки; α_K, α_I — коэффициенты передачи тока для нормального ($U_{B\Sigma} > 0; U_{BK} < 0$) и инверсного ($U_{B\Sigma} < 0; U_{BK} > 0$) включений транзистора соответственно.

Диффузионные и барьерные емкости представляются, как и для диода, в виде

$$C_{i\text{диф}} = \tau_i I_i / m_i \varphi_T; \quad (6.28a)$$

$$C_{i\text{бар}} = C_{i\text{бар}0} / (1 - U_i / \psi_i)^{v_i}, \quad (6.28б)$$

где вместо индекса i можно подставить или Э (эмиттер) или К (коллектор);

$\tau_{\text{Э}}$ и $\tau_{\text{К}}$ — постоянные времени пролета носителей через базу при нормальном и инверсном включении транзистора соответственно.

Стрелками на схеме рис. 6.11 показаны положительные направления токов и напряжений (для n - p - n транзистора, $U_{\text{Э}} = U_{\text{БЭ}}$, $U_{\text{К}} = U_{\text{БК}}$). Модель Эберса—Молла лишь приближенно отражает реальные характеристики транзистора.

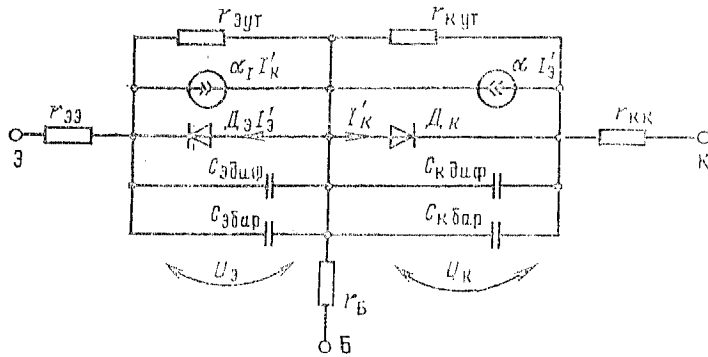


Рис. 6.11. Динамическая модель биполярного транзистора Эберса—Молла ($\alpha = \alpha_N$)

В частности, она не учитывает в рассмотренном виде зависимость параметров модели α_N , $\alpha_{\text{Б}}$, $r_{\text{КК}}$, $r_{\text{Б}}$ от режима. Известно, например, что с увеличением тока $I_{\text{К}}$ коэффициент передачи тока α_N сначала увеличивается, затем спадает; с ростом обратного напряжения $U_{\text{К}}$ на коллекторном переходе α_N также возрастает (см. гл. 2). Достаточно хорошо эти зависимости учитываются с помощью упрощенного выражения:

$$\beta_N = \frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N} = \frac{1 - U_{\text{К}}/A_0}{A_0 + A_1 (\ln I_{\text{К}}/A_2)^2}, \quad (6.29)$$

где A_0 , A_1 , A_2 , A_3 — параметры модели.

Модель не учитывает также изменение токов вблизи режима пробоя транзистора. В некоторых модификациях модели влияние ударной ионизации вблизи области пробоя уточняют с помощью двух дополнительных источников тока I_1 , I_2 , которые вводят в эмиттерное звено схемы замещения:

$$I_1 = I_{\text{Э}} M_{\text{Э}}; \quad I_2 = (M_{\text{Э}} - 1) \alpha_{\text{Б}} I_{\text{К}}, \quad (6.30)$$

где $M_{\text{Э}}$ — коэффициент лавинного размножения:

$$M_{\text{Э}} = \begin{cases} f(U_{\text{Э}}), & U_{\text{Э}} < 0; \\ 1, & U_{\text{Э}} > 0. \end{cases}$$

Направление источников тока совпадает с направлением тока $\alpha_{\text{Б}} I_{\text{К}}$. Аналогичным образом можно учесть лавинное размножение носителей в области коллекторного перехода.

Схема замещения на рис. 6.11 справедлива для всех четырех областей работы транзистора: насыщения, активной нормальной, активной инверсной и отсечки. Практически при моделировании какой-либо одной области работы схема замещения существенно упрощается. Например, для активной нормальной области имеем

$$U_{\text{Э}} > 0; \quad U_{\text{К}} < 0; \quad |U_{\text{К}}| \gg m \varphi_T \quad (6.31)$$

и, как следует из (6.27б), $I_{\text{К}}' = -I_{\text{К}0}$; ток $\alpha_{\text{Б}} I_{\text{К}}'$ можно не учитывать, так как $I_{\text{Э}} \gg I_{\text{К}0}$; можно пренебречь также влиянием диффузионной коллекторной емкости ($C_{\text{Кбар}} \gg C_{\text{Кдиф}}$).

Параметры модели на рис. 6.11 определяются графоаналитическим методом следующим образом. Если соединить базу и коллектор и подать прямое напряжение между базой и эмиттером, то можно получить прямую ВАХ эмиттерного диодного включения транзистора. По этой характеристике (так же как и для диодной модели) определяют параметры $I_{\text{Э0}}$, $m_{\text{Э}} \varphi_T$, $r_{\text{Б}} + r_{\text{ЭЭ}}$, по обратной ветви ВАХ сопротивление утечки $r_{\text{Эут}}$. Аналогичным образом при диодном включении коллекторного перехода определяются параметры $I_{\text{К}0}$, $m_{\text{К}} \varphi_T$, $r_{\text{Б}} + r_{\text{КК}}$, $r_{\text{Кут}}$.

Отдельно сопротивление резистора $r_{\text{ЭЭ}}$ определяется по ВАХ $U_{\text{КЭ}}(I_{\text{Б}})$ при $I_{\text{К}} = 0$, достаточно точно описываемой выражением

$$U_{\text{КЭ}} = m_{\text{Э}} \varphi_T \ln (I_{\text{Э0}} \alpha_N / I_{\text{К}0}) + r_{\text{ЭЭ}} I_{\text{Б}}. \quad (6.32)$$

6.3.2. СТАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ

Для активного нормального режима малого сигнала широко используется простая модификация модели Эберса—Молла в виде схемы замещения на рис. 6.12, а. Здесь ток зависимого источника тока определяется током базы и коэффициентом передачи тока; резистор $r_K^* = \Delta U_{КЭ} / \Delta I_K$ моделирует зависимость тока коллектора от напряжения на коллекторном переходе. Коэффициент передачи тока β_N и тепловой ток коллекторного перехода определяются известными выражениями:

$$\beta_N = \alpha_N / (1 - \alpha_N) = \Delta I_K / \Delta I_B; \quad I_{K0}^* = I_{K0} (1 + \beta_N). \quad (6.33)$$

Для многих режимов эксплуатации эта схема замещения еще упрощается. Так, если сопротивление внешней цепи

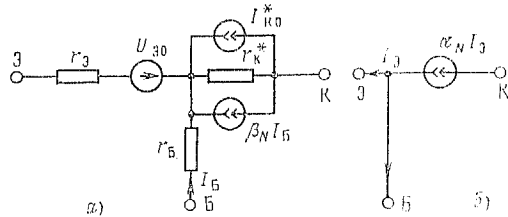


Рис. 6.12. Модели биполярного транзистора для активной нормальной области работы

управления транзистора много больше, чем сопротивления резисторов r_B , r_E модели, а напряжение управления $E_{упр} \gg U_{ЭЭ}$, то в схеме замещения можно опустить элементы $U_{ЭЭ}$, r_E , r_B . В кремниевых транзисторах обычно можно пренебречь тепловым током I_{K0}^* . В итоге схема замещения существенно упрощается. В режимах эксплуатации с заданным током эмиттера удобнее применять схему замещения, показанную на рис. 6.12, б (следует обратить внимание в схемах на рис. 6.12 на соответствие направлений тока зависимого источника и тока, от которого он зависит).

Схемы замещения для инверсной активной области работы транзистора аналогичны изображенным на рис. 6.12 при замене коэффициента передачи тока β_N на β_I , индексов Э на индексы К и т. д.

Модель транзистора в области отсечки представляется схемой замещения на рис. 6.13. Если сопротивления внешних цепей много меньше сопротивлений утечки $r_{Эут}$ и $r_{Кут}$, то транзистор в схеме замещается «разрывом» в цепи.

При работе в области насыщения сопротивления транзистора и падения напряжения на нем меньше, чем во внешней цепи (рис. 6.14, а), и в первом приближении транзистор можно заменить «коротким замыканием» во внешней цепи (рис. 6.14, б); транзистор, как часто говорят, «стягивается в эквипотенциальную точку».

Рис. 6.13. Модель биполярного транзистора для области отсечки

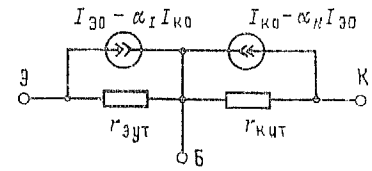
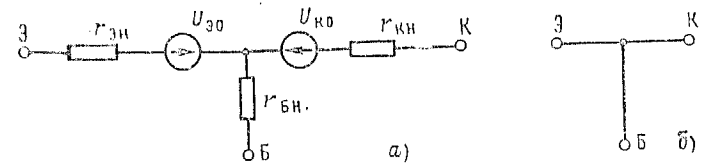


Рис. 6.14. Модель биполярного транзистора для области насыщения



Параметры схем замещения на рис. 6.12—6.14 определяются путем кусочно-линейной аппроксимации ВАХ транзистора для соответствующих областей работы. Так, для транзисторов, включенных по схеме с общим эмиттером, в справочной литературе приводятся два семейства ВАХ: выходных $I_K (U_{КЭ})$ и входных $I_B (U_{БЭ})$. В соответствии со схемой замещения на рис. 6.12, а эти ВАХ можно описать аналитическими выражениями

$$I_K = \beta_N I_B + (U_{КЭ} / r_K^*) + I_{K0}^*; \quad (6.34)$$

$$U_{БЭ} = U_{ЭЭ} + I_B (1 + \beta_N) r_E + I_B r_B + U_{КЭ} \frac{r_E}{r_K^* + r_E}, \quad (6.35)$$

откуда легко получить для оценки параметров модели

$$r_K^* = \Delta U_{КЭ} / \Delta I_K \text{ (при } \Delta I_B = 0 \text{);}$$

$$\beta_N = \Delta I_K / \Delta I_B \text{ (при } \Delta U_{КЭ} = 0 \text{);}$$

$$U_{Э} = U_{БЭ} \text{ (при } \Delta I_{Б} = 0); \quad I_{К0}^* = I_{К} \text{ (при } \Delta I_{Б} = 0, \Delta U_{КЭ} = 0);$$

$$(1 + \beta_N) r_{Э} + r_{Б} = \Delta U_{БЭ} / \Delta I_{Б} \text{ (при } \Delta U_{КЭ} = 0);$$

$$r_{Э} / (r_{К}^* + r_{Э}) = \Delta U_{БЭ} / \Delta U_{КЭ} \text{ (при } \Delta I_{Б} = 0).$$

Аналогично определяются параметры для активной инверсной области.

ВАХ коллекторного перехода транзистора в области отсечки имеет вид

$$I_{К} = (U_{КБ} / r_{Кут}) + I_{К0} - \alpha_N I_{Э0}, \quad (6.36a)$$

а эмиттерного перехода

$$I_{Э} = (U_{ЭБ} / r_{Эут}) + I_{Э0} - \alpha_I I_{К0}. \quad (6.36б)$$

Выражения (6.36a) и (6.36б) позволяют определить параметры модели в области отсечки $r_{Кут}$, $r_{Эут}$, $I_{К0}$, $I_{Э0}$.

В области насыщения ВАХ транзистора достаточно точно описываются линейными зависимостями

$$U_{БЭ} = U_{Э0} + I_{Б} (r_{Бн} + r_{Эн}) + I_{К} r_{Эн}; \quad (6.37a)$$

$$U_{КЭ} = U_{Э0} - U_{К0} + I_{Б} r_{Эн} + I_{К} (r_{Эн} + r_{Кн}), \quad (6.37б)$$

откуда по входной ВАХ $U_{БЭ}(I_{Б}, I_{К})$ определим параметры модели $U_{Э0}$, $r_{Эн}$, $r_{Б} + r_{Эн}$, а по выходной ВАХ $U_{КЭ}(I_{Б}, I_{К})$ — параметры модели $U_{Э0} - U_{К0}$, $r_{Эн} + r_{Кн}$.

6.3.3. ДИНАМИЧЕСКИЕ ЗАРЯДУПРАВЛЯЕМЫЕ МОДЕЛИ

Для расчетов переходных процессов при работе транзистора в ключевом режиме применяются зарядоуправляемые динамические модели транзистора. Переход к таким моделям обеспечивается заменой нелинейных дифференциальных уравнений, соответствующих схеме замещения Эберса—Молла (см. рис. 6.11), линейными уравнениями для каждой рабочей области транзистора.

Нелинейные дифференциальные уравнения по схеме на рис. 6.11 без учета сопротивлений утечки и барьерных емкостей имеют вид

$$I_{Э} = I_{Э}' + \tau_{Э} \frac{dI_{Э}'}{dt} - I_{К}' \alpha_I; \quad (6.38a)$$

$$I_{К} = I_{К}' + \tau_{К} \frac{dI_{К}'}{dt} - I_{Э}' \alpha_N. \quad (6.38б)$$

Введем новые переменные: заряды неосновных неравновесных носителей, которые накапливаются у эмиттерного перехода, $Q_{Э} = \tau_{Э} I_{Э}'$ и у коллекторного перехода $Q_{К} = \tau_{К} I_{К}'$. С новыми переменными уравнения (6.38) представляются в виде

$$I_{Э} = Q_{Э} / \tau_{Э} + dQ_{Э} / dt - Q_{К} / \tau_{ЭI}; \quad (6.39a)$$

$$I_{К} = Q_{К} / \tau_{КИ} + dQ_{К} / dt - Q_{Э} / \tau_{К}, \quad (6.39б)$$

где $\tau_{ЭI} = \tau_{КИ} / \alpha_I$; $\tau_{К} = \tau_{Э} / \alpha_N$.

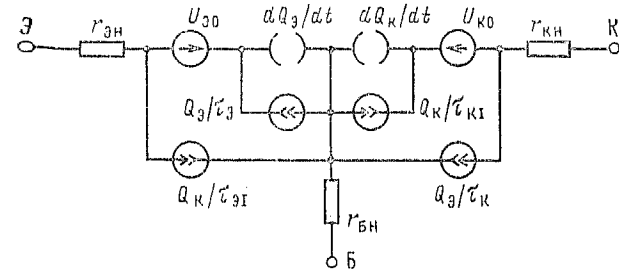


Рис. 6.15. Зарядоуправляемая модель транзистора для области насыщения

Система уравнений (6.27) с «зарядными» переменными запишется в такой форме:

$$U_{Э} = m_{Э} \varphi_T \ln \left(1 + \frac{Q_{Э}}{I_{Э0} \tau_{Э}} \right); \quad (6.40a)$$

$$U_{К} = m_{К} \varphi_T \ln \left(1 + \frac{Q_{К}}{I_{К0} \tau_{КИ}} \right). \quad (6.40б)$$

Полученным выражениям (6.39a), (6.39б) и (6.40a), (6.40б) с переменными $Q_{Э}$ и $Q_{К}$ соответствует электрическая схема замещения на рис. 6.15.

Математически зарядоуправляемая модель транзистора представляет собой систему дифференциальных уравнений второго порядка и в ряде режимов эксплуатации транзисторов может быть упрощена. Например, для современных транзисторов характерно неравномерное распределение примесей в базе и постоянная времени $\tau_{Э}$ получается много меньше постоянной времени $\tau_{КИ}$. Тогда можно пренеб-

речь слагаемым dQ_{Σ}/dt , что соответствует отбрасыванию накопителя в схеме замещения. При этом получаем систему уравнений первого порядка, которой соответствует постоянная времени накопления заряда

$$\tau_n \approx \tau_{KI} / (1 - \alpha_N \alpha_I). \quad (6.41)$$

В активной нормальной области работы транзистора заряд Q_K , накапливаемый у обратносмещенного коллекторного перехода, очень мал:

$$-I_{K0} \tau_{KI} \leq Q_K < 0,$$

и им в большинстве случаев пренебрегают.

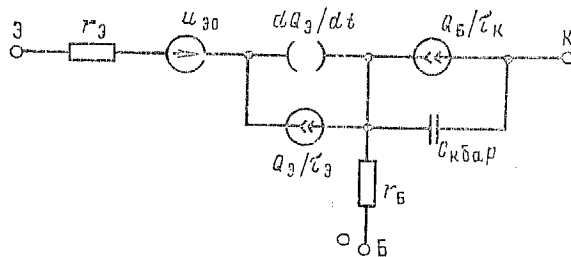


Рис. 6.16. Зарядуправляемая модель транзистора для активной нормальной области

Схема замещения в результате введенных допущений значительно упрощается — рис. 6.16, в схему введена усредненная барьерная емкость коллекторного перехода. Эмиттерную барьерную емкость можно не учитывать, так как она шунтируется малым сопротивлением открытого эмиттерного перехода и практически не сказывается на инерционности транзистора.

Схема замещения для активной инверсной области работы транзистора строится аналогично схеме на рис. 6.16 (при соответствующей замене индексов).

В области отсечки предполагаем, что инерционность транзистора определяется перезарядом барьерных емкостей. Тогда схема замещения транзистора для области отсечки легко получается из схем на рис. 6.13 путем добавления этих емкостей.

Рассмотрим определение динамических параметров моделей на рис. 6.11, 6.15, 6.16. Барьерные емкости перехо-

дов транзисторов измеряются, как и барьерные емкости диодов, при нулевом и обратном напряжениях на переходе.

Определение значений постоянных времени τ_B и τ_{KI} производится в схеме транзисторного ключа ОЭ. При работе транзистора в активной нормальной области коллекторный ток I_K от момента подачи отпирающего тока базы I_B изменяется по закону

$$i_K(t) = I_B \beta_N (1 - e^{-t/\tau_B}). \quad (6.42)$$

Измеряя времена фронта и спада импульса коллекторного тока, получаем постоянную времени базы τ_B :

$$\tau_B = 0,5 (t_{\text{фр}}^+ + t_{\text{фр}}^-) / 2,2. \quad (6.43)$$

Далее получим значение постоянной времени $\tau_K = \tau_B / \beta_N$.

Переключая транзистор из режима насыщения в режим отсечки, определяют постоянную времени τ_{KI} : задаются значениями параметров режима I_{KB} , I_B и коэффициентом передачи тока транзистора β_N , далее измеряют время рассасывания t_p ; подставляя полученное значение в формулу для расчета времени рассасывания

$$t_p = \tau_n \ln \frac{I_B}{I_{KB}} \beta_N = \frac{\tau_{KI}}{1 - \alpha_N \alpha_I} \ln \frac{I_B}{I_{KB}} \beta_N,$$

определяем искомое значение постоянной времени τ_{KI} .

6.3.4. ДИНАМИЧЕСКАЯ ПЕРЕДАТОЧНАЯ МОДЕЛЬ ЭБЕРСА — МОЛЛА

В динамической передаточной модели зависимые источники тока (рис. 6.17) управляются токами, которые собираются p - n переходами (в отличие от модели Эберса—Молла, в которой управляемые зависимыми источниками тока токи инжектируются p - n переходами). Собираемые соответствующими p - n переходами токи связаны с напряжениями на переходах следующими выражениями:

$$I_N = I_{S0} [\exp(U_{\Sigma}/\varphi_T) - 1]; \quad (6.44a)$$

$$I_I = I_{S0} [\exp(U_K/\varphi_T) - 1]. \quad (6.44b)$$

Тогда из схемы замещения на рис. 6.17 можно выразить через токи I_N , I_I базовый, эмиттерный и коллекторный токи транзистора:

$$I_B = (I_N/\beta_N) + (I_I/\beta_I); \quad (6.45a)$$

$$I_{\text{Э}} = -(1 + 1/\beta_N) I_N + I_I; \quad (6.45\text{б})$$

$$I_K = I_N - (1 + 1/\beta_I) I_I. \quad (6.45\text{в})$$

Барьерные емкости в передаточной модели вводит выражениями типа (6.22), а для диффузионных емкостей используется следующее представление:

$$C_{\text{Эдиф}} = (\tau_N/q_T)(I_N + I_{\text{Э}}); C_{\text{Кдиф}} = (\tau_I/q_T)(I_I + I_{\text{Э}}),$$

где τ_N, τ_I — постоянные времени, характеризующие инерционность процессов передачи носителей заряда от одного p - n перехода к другому.

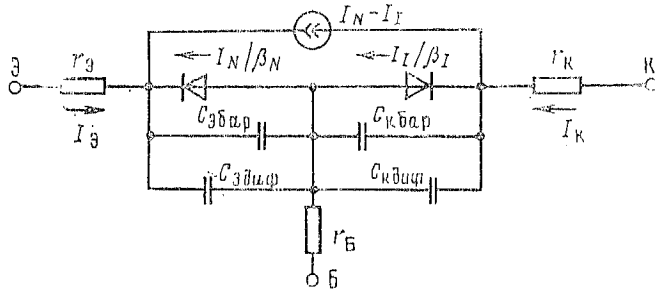


Рис. 6.17. Динамическая передаточная модель биполярного транзистора

6.3.5. ДИНАМИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ МАЛОГО СИГНАЛА

Пусть рабочая точка транзистора не выходит за пределы активной нормальной области. Для изменений (приращений) токов и напряжений постоянные (не изменяющиеся от сигнала) составляющие токов и напряжений можно не учитывать, т.е. анализ на малом сигнале целесообразно проводить отдельно от анализа по постоянному току. Сами приращения токов и напряжений могут иметь любой знак по отношению к точке покоя. Поэтому малосигнальные схемы замещения одинаковы для транзисторов с разным типом проводимости (n - p - n и p - n - p).

Известно и широко применяется большое количество малосигнальных моделей транзисторов. Рассмотрим методику построения основных из них. Приращения токов и напряжений условимся при этом обозначать строчными буквами: $\Delta U = u$; $\Delta I = i$.

Малосигнальная схема замещения может быть получе-

на непосредственно из схемы замещения транзистора для большого сигнала (см. рис. 6.11), при этом диод $D_{\text{Э}}$ для малых приращений заменяется дифференциальным сопротивлением эмиттерного перехода $r_{\text{Э}}$:

$$r_{\text{Э}} = dU_{\text{Э}}/dI_{\text{Э}} = \frac{u_{\text{Э}}}{i_{\text{Э}}} = m_{\text{Э}} \varphi_T / (I'_{\text{Э}} + I_{\text{Э}}). \quad (6.46)$$

Кроме того, учитывают, что в активной нормальной области ток $I'_K = 0$. В результате получим так называемую Т-образную малосигнальную схему замещения (рис. 6.18, а). Пунктиром на схеме показаны элементы, которыми в

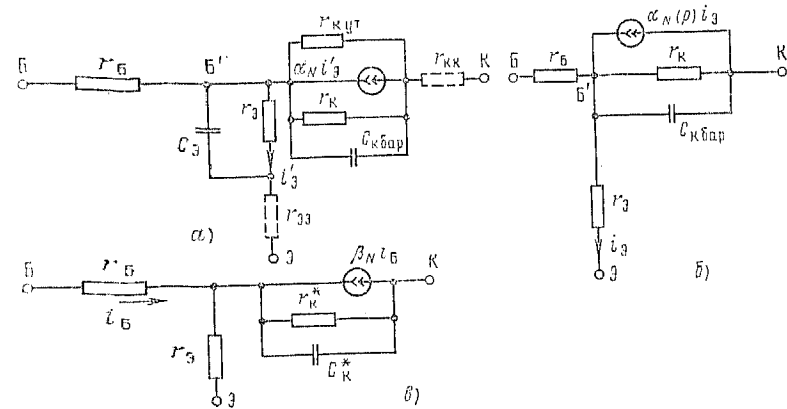


Рис. 6.18. Малосигнальные Т-образные схемы замещения биполярного транзистора с управлением по эмиттеру (а, б) и по базе (а)

большинстве режимов эксплуатации можно пренебречь ($r_{\text{Э}} \ll r_{\text{Э}}; r_{\text{КК}} \ll r_{\text{К}}; r_{\text{К,ут}} \gg r_{\text{К}}$). Необходимо обратить внимание на выбор направления токов $i_{\text{Э}}$ и $\alpha_N i_{\text{Э}}$: направление тока $i_{\text{Э}}$ выбирается произвольно, но направление $\alpha_N i_{\text{Э}}$ строго определяется выбранным направлением $i_{\text{Э}}$.

Для схемы замещения на рис. 6.18, а представим ток эмиттера в операторной форме:

$$i_{\text{Э}} = u_{\text{Б,Э}} \left(\frac{1}{r_{\text{Э}}} + pC_{\text{Эдиф}} \right). \quad (6.47\text{а})$$

Диффузионную емкость эмиттера запишем в виде

$$C_{\text{Эдиф}} = \tau_{\text{Э}} (I'_{\text{Э}} + I_{\text{Э}}) / m_{\text{Э}} \varphi_T = \tau_{\text{Э}} / r_{\text{Э}}, \quad (6.47\text{б})$$

тогда с помощью выражений (6.47а) и (6.47б) получим для токов $i_{\mathcal{E}}$ и $\alpha_N i_{\mathcal{E}}$:

$$i_{\mathcal{E}} = u_{Б'Э} (1/r_{\mathcal{E}} + p\tau_{\mathcal{E}}/r_{\mathcal{E}}) = i'_{\mathcal{E}} (1 + p\tau_{\mathcal{E}}); \quad (6.47в)$$

$$\alpha_N i'_{\mathcal{E}} = i_{\mathcal{E}} \alpha_N / (1 + p\tau_{\mathcal{E}}), \quad (6.47г)$$

что соответствует модификации Т-образной схемы замещения (рис. 6.18, б).

Из (6.47, г) легко видеть, что в схеме замещения на рис. 6.18, б коэффициент передачи тока α_N зависит от частоты:

$$\alpha_N(p) = \alpha_N / (1 + p\tau_{\mathcal{E}}).$$

Если учесть, что $i_{\mathcal{E}}$ равен сумме коллекторного и базового токов, то схему на рис. 6.18, б можно преобразовать в схему на рис. 6.18, а, при этом параметры схемы будут иметь вид

$$\beta(p) = \frac{\beta_N}{1 + p\tau_{\mathcal{E}}(1 + \beta_N)} = \frac{\beta_N}{1 + p\tau_{\beta}}; \quad (6.48а)$$

$$C_K^*(p) = C_K [1 + \beta(p)]; \quad (6.48б)$$

$$r_K^*(p) = r_K / [1 + \beta(p)]. \quad (6.48в)$$

Схемы замещения на рис. 6.18, б и 6.19 совершенно эквивалентны друг другу. Они справедливы до частот порядка $\omega_T = 1/\tau_{\mathcal{E}}$, где ω_T — частота, при которой модуль коэффициента передачи тока базы равен 1, т.е.

$$|\beta(\omega_T)| = 1.$$

При анализе схем методом узловых потенциалов, который широко используется в программах расчета на ЭВМ, более удобны модели с источниками, зависящими от напряжений (разности потенциалов) — рис. 6.19. Такая П-образная схема замещения получается путем несложных преобразований из схемы на рис. 6.18, а, и ее параметры не зависят от частоты.

Основным недостатком Т- и П-образных схем замещения является трудность непосредственного измерения параметров из-за отсутствия доступа к внутреннему узлу транзистора (точка B' на рис. 6.18, а, 6.19). Поэтому широкое практическое применение находят малосигнальные модели транзистора как четырехполюсника.

С точки зрения снижения вычислительных затрат наиболее удобна схема замещения в y -параметрах, а с точки зрения снижения затрат на измерения параметров (осо-

бенно на низких частотах) предпочтительна схема замещения в h -параметрах (рис. 6.20). В y -параметрах уравнения четырехполюсника записываются в следующем виде (независимые переменные — напряжения, зависимые — токи):

$$\begin{cases} i_1 = y_{11} u_1 + y_{12} u_2 \\ i_2 = y_{21} u_1 + y_{22} u_2 \end{cases} \quad (6.49)$$

Для схемы с общим эмиттером имеем

$$i_1 = i_B; \quad i_2 = i_K; \quad u_1 = u_{БЭ}; \quad u_2 = u_{КЭ}.$$

и все y -параметры записываются с индексом Э.

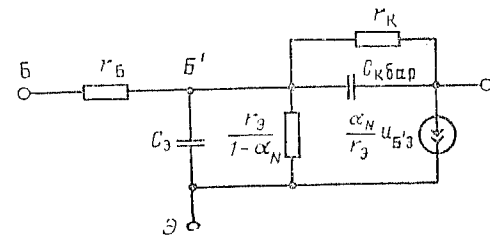


Рис. 6.19. Малосигнальная П-образная схема замещения биполярного транзистора

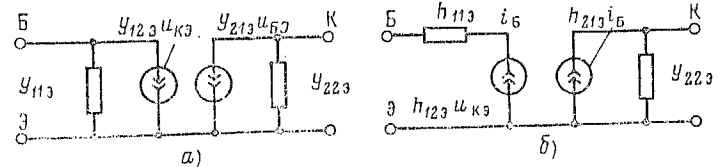


Рис. 6.20. Малосигнальные схемы замещения биполярного транзистора как четырехполюсника в Y -параметрах (а) и в h -параметрах (б)

Данная схема замещения, так же как и рассмотренные ранее, может использоваться для любого включения транзистора (ОЭ, ОК, ОБ, схема звезда).

Особенная матрица проводимости (когда ни один из электродов не заземлен — схема звезда) имеет вид

	Б	К	Э
Б	$y_{ББ}$	$y_{БК}$	$-y_{ББ} - y_{БК}$
К	$y_{КБ}$	$y_{КК}$	$-y_{КБ} - y_{КК}$
Э	$-y_{ББ} - y_{КБ}$	$-y_{БК} - y_{КК}$	$y_{ББ} + y_{БК} + y_{КБ} + y_{КК}$

(6.50)

При заземлении одного из электродов матрица проводимостей получается из (6.50) путем вычеркивания соответствующих строки и столбца [например, для включения ОЭ вычеркиваются третья строка и третий столбец, в результате получается матрица, соответствующая уравнениям (6.49)]. При измерении y -параметров в других схемах включения транзистора (ОБ, ОК) значения параметров меняются, однако уравнения (6.49) и схема замещения на рис. 6.20 остаются неизменными — заменяются только соответствующие индексы.

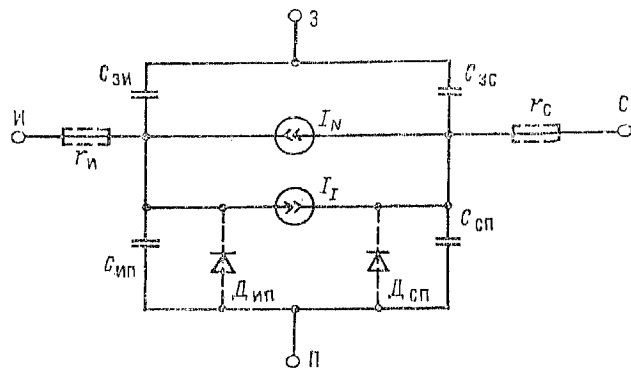


Рис. 6.21. Динамическая модель большого сигнала полевого транзистора (с n -каналом)

Для системы h -параметров в качестве независимых переменных выбраны входной ток i_1 и выходное напряжение u_2 , что удобно для измерений (биполярный транзистор имеет малое входное и большое выходное сопротивление):

$$\begin{cases} u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2; \\ i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2. \end{cases} \quad (6.51)$$

Если h -параметры измеряются в схеме ОЭ, то, как и ранее

$$i_1 = i_B; \quad i_2 = i_K; \quad u_1 = u_{БЭ}; \quad u_2 = u_{КЭ},$$

и h -параметры имеют индексы Э.

На высоких частотах необходимо учитывать зависимость параметров от частоты, при этом имеется возможность представления этой зависимости в широком диапазоне частот.

Параметры каждой из рассмотренных схем замещения могут быть выражены через параметры других схем. Так, решая уравнения (6.51) относительно i_1 и i_2 и сравнивая их с выражениями (6.49), получаем связь y -параметров с h -параметрами:

$$\left. \begin{aligned} y_{11} &= 1/h_{11}; & y_{12} &= -h_{12}/h_{11}; \\ y_{21} &= h_{21}/h_{11}; & y_{22} &= h_{22} - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{11}}. \end{aligned} \right\} \quad (6.52)$$

Аналогичным образом можно выразить, например, y -параметры через параметры П-образной схемы, если записать для нее уравнения узловых потенциалов и исключить внутренний узел.

Измерение малосигнальных параметров производится в схеме, обеспечивающей некоторый номинальный режим покоя ($I_Э$, $U_{КЭ}$) транзистора при воздействии на него малым входным сигналом тока (напряжения) и измерении соответствующего выходного сигнала. Для измерения на низких частотах, когда инерционностью транзистора можно пренебречь, удобно на входе задавать ток, а на выходных электродах — напряжение, при этом h -параметры определяются следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} h_{11} &= u_1/i_1|_{u_2=0}; & h_{12} &= u_1/u_2|_{i_1=0}; \\ h_{21} &= i_2/i_1|_{u_2=0}; & h_{22} &= i_2/u_2|_{i_1=0}. \end{aligned} \right\} \quad (6.53)$$

Приближенно h -параметры могут быть найдены с помощью статических ВАХ транзистора $U_{БЭ}(I_Б)$ и $I_К(U_{КЭ})$ в окрестности точки покоя. Например, из семейства входных ВАХ в соответствии с выражением (6.53) определяется параметр h_{11} :

$$h_{11} = \Delta U_{БЭ} / \Delta I_Б |_{U_{КЭ} = \text{const}}.$$

Аналогичным образом определяются остальные h -параметры.

6.4. МОДЕЛИ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

6.4.1. ДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ БОЛЬШОГО СИГНАЛА

В зависимости от типа транзистора (с управляющим p - n переходом, МДП-транзистор с индуцированным каналом и т. д.) модели полевых транзисторов несколько отли-

чаются друг от друга. Однако для большинства применений можно использовать схему замещения на рис. 6.21, которая приведена для n -канального транзистора (в случае транзистора с p -каналом направления всех полярных элементов схемы замещения изменяются на противоположные). Инерционные свойства полевых транзисторов отражаются с помощью межэлектродных емкостей $C_{\text{зи}}$, $C_{\text{зс}}$, $C_{\text{ип}}$, $C_{\text{сп}}$; следует подчеркнуть, что емкости $C_{\text{зи}}$, $C_{\text{сп}}$ (а для транзисторов с управляющим p - n переходом и емкости $C_{\text{зи}}$, $C_{\text{зс}}$) зависят от напряжения на соответствующем переходе транзистора — это барьерные емкости полевых транзисторов. Сопротивления слоев истока $r_{\text{и}}$ и стока $r_{\text{с}}$ учитываются только для достаточно мощных транзисторов. Зависимые источники тока I_{N} и I_{I} моделируют токи через канал транзистора при нормальном и инверсном включении соответственно.

В отличие от биполярного транзистора получить единое выражение для описания ВАХ полевого транзистора во всех рабочих областях обычно не удается. Используют при расчетах кусочно-нелинейные аппроксимации ВАХ для каждой из областей работы. В зависимости от типа транзистора аппроксимации несколько различаются.

Конкретные аппроксимирующие выражения для токов I_{N} и I_{I} для n -канального МДП-транзистора с индуцированным каналом для нормального включения имеют вид

$$I_{\text{N}} = \begin{cases} 0, & U_{\text{си}} < 0; \\ 0, & U_{\text{зи}} < U_{\text{пор}}; \\ \beta_{\text{E}} [2(U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}})U_{\text{си}} - U_{\text{си}}^2] (1 + \lambda U_{\text{си}}), & U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}} > U_{\text{си}}; \\ \beta_{\text{E}} (U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}})^2 (1 + \lambda U_{\text{си}}), & U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}} < U_{\text{си}}. \end{cases} \quad (6.54)$$

Влияние подложки в случае необходимости учитывается с помощью зависимости порогового напряжения $U_{\text{пор}}$ от напряжения между подложкой и истоком $U_{\text{пи}}$:

$$U_{\text{пор}} = U_{\text{п0}} + \sqrt{|U_{\text{пи}}| U_{\text{п1}}}. \quad (6.55)$$

Таким образом, для нормального включения транзистора статическая модель описывается параметрами β_{E} , $U_{\text{п0}}$, $U_{\text{п1}}$, λ .

Аналогичный вид имеют выражения для тока I_{I} при инверсном включении транзистора. В полной схеме замещения на рис. 6.21, справедливой для нормального и инверсного включений, каждый из диодов описывается двумя параметрами и каждая из нелинейных емкостей — также двумя параметрами.

Для определения параметров модели β_{E} , $U_{\text{п0}}$, λ определяются характеристики $I_{\text{C}}(U_{\text{си}})$ для нормального включения транзистора при $U_{\text{пи}} = 0$. В пологой области характеристики аппроксимируются прямыми до пересечения с осью токов I_{C} , точки пересечения дадут значения I_{C0} .

Используя метод выравнивания, введем новые переменные

$$Y = \sqrt{I_{\text{C0}}} \quad \text{и} \quad X = U_{\text{зи}}$$

и построим характеристику в координатах $Y(X)$.

При условии, что экспериментальная характеристика достаточно точно описывается выражением (6.54), точки в координатах $Y(X)$ лягут на прямую. Эта прямая на оси X отсекает отрезок, равный значению напряжения $U_{\text{п0}}$, и имеет наклон $\sqrt{\beta_{\text{E}}}$.

Параметр λ определяется по наклону выходных характеристик пологой части:

$$\lambda = \Delta I_{\text{C}} / \Delta U_{\text{си}} \Big|_{U_{\text{зи}} = \text{const}}.$$

Если снять выходные характеристики при различных значениях напряжения между подложкой и истоком ($U_{\text{пи}} \neq 0$) и определить описанным выше способом $U_{\text{пор}}$ для каждого значения $U_{\text{пи}}$, то в соответствии с выражением (6.55) можно определить значение $U_{\text{п1}}$.

Упрощенно значение $U_{\text{пор}}$ определяется по напряжению между затвором и истоком $U_{\text{зи}}$, при котором ток стока I_{C} достигает какой-то малой величины (например, при $I_{\text{C}} = 0,1$ мА). Затем, снимая зависимость $U_{\text{пор}}(U_{\text{пи}})$, в соответствии с (6.55) получаем

$$\sqrt{U_{\text{п1}}} = \Delta U_{\text{пор}}(U_{\text{пи}}) / \Delta \sqrt{U_{\text{пи}}}.$$

Аналогичным образом определяются параметры для инверсного включения транзистора. Легко видеть, что определение параметров даже такой сравнительно несложной модели — процесс достаточно трудоемкий. Гораздо быстрее

параметры модели определяются с помощью ЭВМ при минимизации соответствующей целевой функции, как это было описано для модели диода (см. § 6.2.4).

6.4.2. ДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ МАЛОГО СИГНАЛА

Для анализа на малом сигнале применяется схема замещения на рис. 6.22. Обычно точка покоя находится на пологом участке выходной ВАХ при нормальной включении транзистора (аналогично активной нормальной области биполярного транзистора). Подложка при этом, как правило, соединяется с истоком $U_{\text{пи}}=0$. В области низких частот

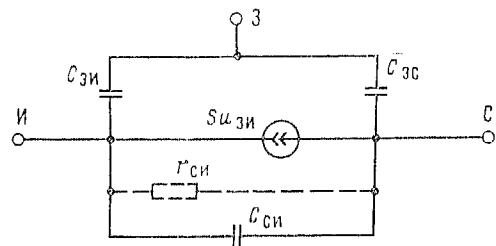


Рис. 6.22. Динамическая модель униполярного транзистора малого сигнала

модель описывается всего двумя параметрами — крутизной S и выходным сопротивлением $r_{\text{си}}$:

$$S = (\Delta I_C / \Delta U_{\text{зи}}) |_{U_{\text{си}} = \text{const}} = \frac{i_C}{U_{\text{зи}}};$$

$$r_{\text{си}} = (\Delta U_{\text{си}} / \Delta I_C) |_{U_{\text{зи}} = \text{const}}.$$

Эти параметры легко определяются по выходной ВАХ транзистора.

Для малосигнального анализа широко используется также схема замещения полевого транзистора в y -параметрах (см. рис. 6.20, а). y -параметры легко определяются по параметрам схемы на рис. 6.22. В принципе y -параметры можно измерить непосредственно вплоть до самых высоких частот.

6.4.3. СТАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ МОЩНОГО МДП-ТРАНЗИСТОРА

Статическая электрическая модель мощного МДП-транзистора в первом приближении соответствует схеме замещения на рис. 6.21. Однако в мощных МДП-транзисто-

рах из-за уменьшения подвижности носителей заряда в канале при больших напряжениях на затворе стокзатворная ВАХ аппроксимируется линейной зависимостью (а не квадратичной, как в маломощных транзисторах) [(см. (4.27)]:

$$I_C = S(U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}}) = I_{\text{сн}} + SU_{\text{зи}}, \quad (6.56)$$

где $I_{\text{сн}} = SU_{\text{пор}}$ — начальный ток стока (при $U_{\text{зи}}=0$); S — крутизна при больших напряжениях $U_{\text{си}}$. Эта формула верна только при напряжениях $(U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}}) \geq 0$; при $(U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}}) < 0$ транзистор запирается и $I_C = 0$.

Используя (6.56) и учитывая, что зависимость I_C от напряжения на стоке $U_{\text{си}}$ близка к экспоненте, семейство выходных ВАХ мощного МДП-транзистора в первом приближении описывается следующим выражением:

$$I_C = S(U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}}) [1 - \exp(-pU_{\text{си}}/(U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}}))]. \quad (6.57)$$

При напряжении на затворе $U_{\text{зи}} > 10 \div 15$ В зависимость $I_C(U_{\text{зи}})$ отклоняется от линейной и с ростом $U_{\text{зи}}$ ток стока постепенно ограничивается. Для учета этого явления, обусловленного влиянием сопротивления канала, вводят более точную параболическую аппроксимацию передаточной характеристики $I_C(U_{\text{зи}})$:

$$I_C = I_{\text{сн}} + SU_{\text{зи}} + aU_{\text{зи}}^2 = S(U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}} + bU_{\text{си}}^2), \quad (6.58)$$

где $a < 0$ и $b = a/S < 0$.

Тогда выражение, описывающее выходную ВАХ мощного МДП-транзистора, примет вид

$$I_C = S(U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}} + bU_{\text{зи}}^2) [1 - \exp(-pU_{\text{си}}/(U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}} - bU_{\text{зи}}^2))]. \quad (6.59)$$

Коэффициент p в (6.57) и (6.59) можно определить по значению тока стока $I_C = I_{\text{с0}}$ при $U_{\text{зи}} = U_{\text{си}} = U_{\text{с0}} = \text{const}$ и по паспортным данным мощных МДП-транзисторов:

$$p = \frac{U_{\text{с0}} - U_{\text{пор}} - bU_{\text{с0}}^2}{U_{\text{с0}}} \times \ln \left[1 - \frac{I_{\text{с0}}}{S(U_{\text{с0}} - U_{\text{пор}} - bU_{\text{с0}}^2)} \right]^{-1}. \quad (6.60)$$

Погрешность модели не ниже 5—20 %.

6.4.4. ДИНАМИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ МОЩНЫХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Выше уже отмечалось, что с увеличением рабочей частоты усложняется динамическая модель моделируемого элемента. Проследим это общее положение на примере динамических высокочастотных моделей мощных МДП-транзисторов.

Высокочастотная динамическая модель мощного МДП-транзистора, имеющая достаточную точность для рабочих частот не выше 10 МГц, изображена на рис. 6.23, *а*. По сравнению с низкочастотной моделью (см. рис. 6.22) здесь добавились следующие элементы: емкость затвор — слой n^+ (C_{zn+}), емкость затвор — исток ($C_{зи}$), сопротивление затвор — исток $r_{зи}$ и сопротивление истока r_n . Необходимо подчеркнуть, что модель справедлива в широком диапазоне амплитуд сигнала, т. е. для малого и большого сигналов (в отличие от схем замещения биполярных транзисторов). Эта особенность МДП-транзисторов обусловлена соответствующей зависимостью паразитных емкостей от напряжения и отсутствием неосновных носителей.

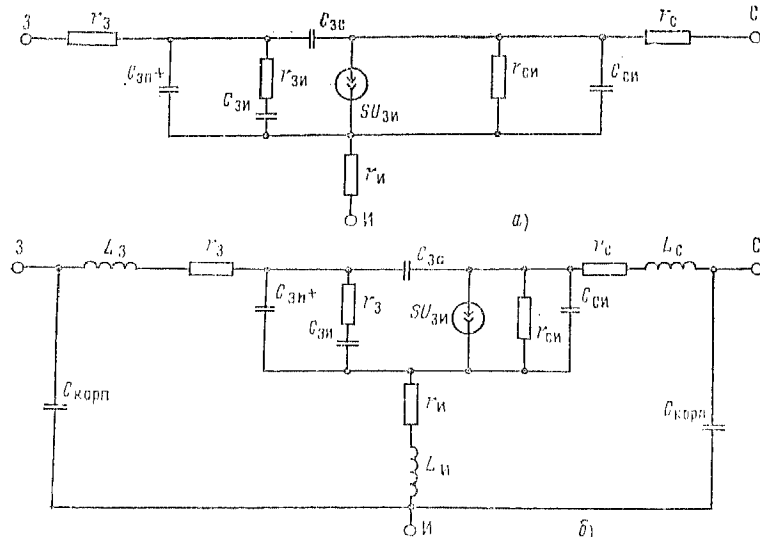


Рис. 6.23. Высокочастотная динамическая модель мощного МДП-транзистора для рабочих частот $f \leq 10$ МГц (а) и $f \leq 60$ МГц (б)

На более высоких частотах начинают сказываться индуктивности выводов L_3 , L_1 , L_2 и емкость корпуса $C_{корп}$; модель принимает вид, изображенный на рис. 6.23, б, и имеет удовлетворительную точность до 60 МГц.

При рабочих частотах выше 60 МГц моделирование с применением модели на рис. 6.23, б приводит к значительной погрешности: частотная характеристика коэффи-

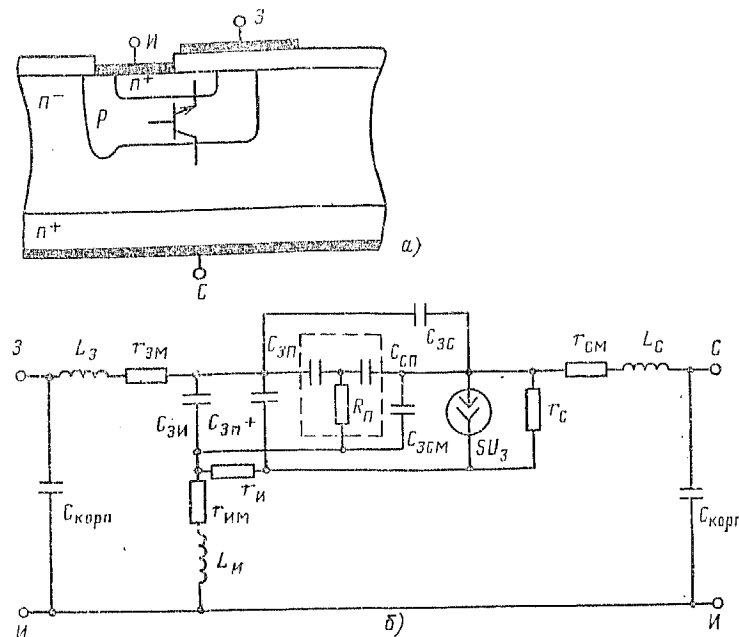


Рис. 6.24. Паразитный биполярный транзистор в структуре МДП-транзистора (а) и высокочастотная модель МДП-транзистора для $60 < f \leq 100$ МГц (б)

циента усиления по мощности с ростом частоты непрерывно снижается у реальных МДП-транзисторов, в то время как в модели значение коэффициента усиления по мощности практически не меняется. Причина этого явления заключается в том, что структура МДП-транзистора содержит биполярный паразитный транзистор (рис. 6.24, а). В современных мощных МДП-транзисторах для всех режимов эксплуатации паразитный биполярный транзистор всегда заперт, и в динамическую модель МДП-транзистора

паразитный биполярный транзистор входит как пассивная цепь (выделена на рис. 6.24, б пунктиром), состоящая из емкости затвор — подложка $C_{зп}$, сток — подложка $C_{си}$ и сопротивления подложки $r_{п}$. Предложенная высокочастотная динамическая модель дает удовлетворительные результаты в диапазоне частот 60—100 МГц.

Динамическая модель мощного транзистора со статической индукцией (СИТ) изображена на рис. 6.25 и спра-

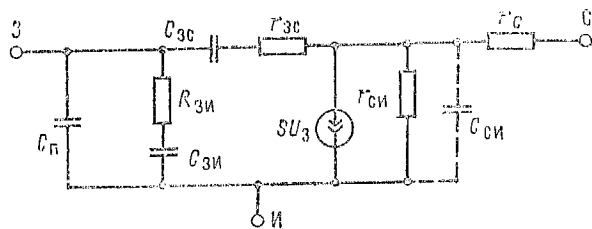


Рис. 6.25. Динамическая модель СИТ

ведлива для усилительного режима. В модели по сравнению со схемой на рис. 6.22 для маломощного планарного полевого транзистора отсутствует сопротивление истока $r_{и}$ (СИТ специально разрабатывался прежде всего для снижения до минимального значения этого сопротивления). Кроме того, в динамической модели СИТ обычно пренебрегают емкостью сток — исток $C_{си}$, так как структура затвора СИТ обладает эффективным экранирующим действием. Введена в модель СИТ емкость $C_{п}$ — полевая емкость между затвором и p -областью истока.

6.5. МОДЕЛИ ТИРИСТОРОВ

6.5.1. СТАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ

Современный тиристор — это прибор для переключения больших мощностей (напряжений 1—5 кВ, токов 0,5—10 кА). Прежде всего именно в диапазоне преобразуемых мощностей порядка 1 МВт тиристоры имеют преимущества перед транзисторами. Натурное макетирование мощных тиристорных устройств — процесс дорогой и трудоемкий, поэтому математическое моделирование тири-

сторных устройств имеет особые перспективы с точки зрения снижения затрат на проектирование.

Тиристор эксплуатируют только в ключевом режиме, и получение параметров статических моделей для открытого и закрытого состояний тиристора трудностей не пред-

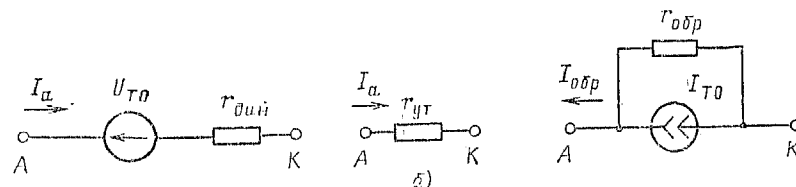
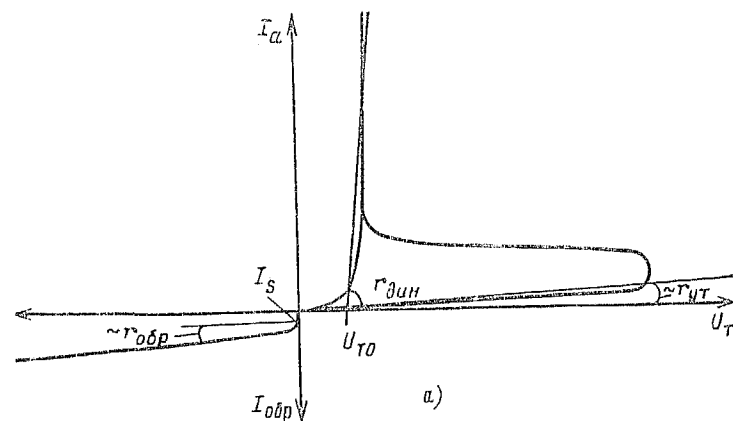


Рис. 6.26. Кусочно-линейная аппроксимация ВАХ тиристора (а) и статические модели тиристора (б)

ставляет; выходную ВАХ тиристора секущими прямыми разбиваем на три области (рис. 6.26, а):

область проводимости (насыщения) ($U_T \geq U_{T0}$)

$$U_T = U_{T0} + I_a r_{дин}; \quad (6.61a)$$

область отсечки в прямом направлении ($U_T > 0$; $U_T < U_{нок}$)

$$I_{ут} = U_T / r_{ут}; \quad (6.61б)$$

область отсечки в обратном направлении ($U_T < 0$; $|U_T| < |U_{проб}|$)

$$U_T = (I_{обр} - I_{T0}) r_{обр}. \quad (6.61в)$$

Каждой из выделенных областей ВАХ можно поставить в соответствие статические модели тиристора в виде электрических схем замещения (рис. 6.26, б); наибольшая погрешность статических моделей в каждой из областей приходится на граничные участки.

6.5.2. ДИНАМИЧЕСКАЯ ДВУХСТУПЕНЧАТАЯ МОДЕЛЬ ТИРИСТОРА

Широкий диапазон изменения токов, напряжений и температуры структуры при переключении тиристора значительно усложняет построение динамической модели тиристора, так как для получения приемлемой точности модели вычислительные затраты (прежде всего связанные с определением параметров модели) неоправданно возрастают. Следует подчеркнуть, что инерционность тиристорov при переключениях больших токов и напряжений сказывается уже на промышленной частоте 50 Гц: высоковольтные тиристоры, например, на напряжения 3 кВ имеют время включения на ток 1 кА более 2 мс. Параметры модели таких приборов имеют большой разброс и нелинейно зависят от режима (прежде всего от плотности тока, которая в таких режимах изменяется на несколько порядков).

Для снижения вычислительных затрат при моделировании тиристорov используется метод двухступенчатого моделирования [7]. На первой ступени моделирования тиристор замещается статической моделью или идеальным ключом. На второй ступени определяется динамическая модель тиристора с учетом динамических свойств внешней нагрузки.

На первой ступени моделирования решаются следующие задачи:

проводится анализ статического режима эксплуатации каждого тиристора;

классифицируются динамические модели каждого тиристора по току (в первом приближении различают модель большого тока и модель малого тока);

определяется тип включения тиристора по аноду, или, как принято говорить, тип коммутации (для получения большей информации удобно моделировать тиристор на первой ступени диодной моделью);

определяется степень универсальности динамической модели тиристора (динамическая модель включения, динамическая модель выключения или полная динамическая модель, при этом в динамической модели включения уп-

рощается модель процесса выключения — до идеального ключа и наоборот).

Динамическая модель включения тиристора для больших токов изображена на рис. 6.27, а. Переходный процесс включения тиристора по управляющему электроду рассматривается в модели поэтапно с учетом основных нели-

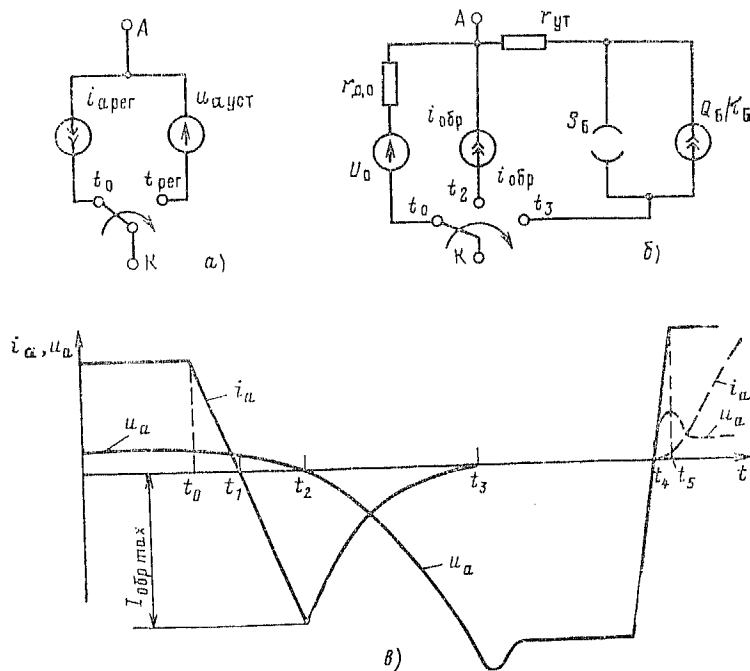


Рис. 6.27. Динамическая модель тиристора на большие токи при включении (а) и при выключении (б) диаграммы, тока i_a и напряжения u_a тиристора при выключении (б)

нейных и инерционных факторов. Переходный процесс включения модели складывается из двух этапов: этапа лаг-винообразного нарастания тока (этапа регенерации) и этапа установления открытого состояния тиристора.

На этапе регенерации при больших токах тиристор замещается источником тока $i_{a,per}$ (см. § 3.3.3):

$$i_{a,per} = B_{per} I_y [\exp(t/\tau_{per}) - 1], \quad (6.62)$$

где $B_{\text{рег}}, \tau_{\text{рег}}$ — параметры модели; I_y — амплитуда тока управления.

На этапе установления включение тиристора определяется в основном процессом распространения области проводимости по площади структуры тиристора, а также влиянием неоднородных эффектов на усилительные свойства тиристорной структуры, при этом напряжение на тиристоре меняется по закону

$$u_a = \{U_{a0} - I_{a0} r_{\text{дин}}(0)\} e^{-t/\tau_{\text{уст}}} + i_a(t) r_{\text{дин}}(t) + U_0. \quad (6.63a)$$

В момент начала этапа установления имеем

$$u_a = U_{a0} + U_0,$$

где

$$r_{\text{дин}}(t) = \chi \left(\int_0^t i_a(t) dt \right)^{-m}. \quad (6.63b)$$

Переход к этапу установления в режиме больших токов происходит при следующем граничном условии по току (см. § 3.3.3): $i_a(t_{\text{пер}}) = I_{a0}$, где I_{a0} — параметр модели в режиме больших токов ($I_{a \text{ max}} > I_{a0}$).

В динамическом режиме включения на малые токи (например, при значительной индуктивности в нагрузке) переход к этапу установления происходит при спаде напряжения $u_a(t)$ до значения напряжения на базе тиристора u_B — граничное условие по напряжению:

$$u_a(t_{\text{пер}}) = u_B(t_{\text{пер}}) = \frac{r_{B0}}{1 + H i_a(t_{\text{пер}})} i_a(t_{\text{пер}}), \quad (6.64)$$

где r_{B0}, H — параметры модели, характеризующие зависимость сопротивления базы тиристора от тока.

Выбор соответствующего граничного условия — по току или по напряжению — обеспечивается автоматически слежением за значениями i_a и u_a или по данным расчета на первой ступени моделирования.

В процессе выключения тиристора по аноду выделяют три основных этапа (рис. 6.27, в):

- 1) этап спада прямого тока до нуля и нарастания обратного тока до значения $I_{\text{обр max}}$ (интервал $t_0 - t_2$);
- 2) этап восстановления обратной запирающей способности (обратный ток уменьшается до тока утечки I_{yT}) (интервал $t_2 - t_3$);
- 3) этап восстановления прямой запирающей способно-

сти, на котором происходит рассасывание зарядов под действием рекомбинации ($t_3 - t_4$).

Схема замещения анодной цепи тиристора при выключении представлена на рис. 6.27, б: на первом этапе переходного процесса выключения (от начала коммутации $t = t_0$ до $t = t_2$) анодный ток тиристора задается внешней нагрузкой, а тиристор замещается динамическим сопротивлением $r_{\text{дин}}$ и источником остаточного напряжения U_0 ; на этапе восстановления обратной запирающей способности ($t_2 - t_3$) тиристор представляется источником тока $i_{\text{обр}}$:

$$i_{\text{обр}} = I_{\text{обр max}} \exp(-t/\tau_{\text{обр}}), \quad (6.65a)$$

где $I_{\text{обр max}}, \tau_{\text{обр}}$ — параметры модели.

На этапе восстановления прямой запирающей способности ($t_3 - t_4$) тиристор замещается зарядоуправляемой моделью, при этом (см. § 3.3.5)

$$Q_B(t) = Q_B(t_3) \exp(-t/\tau_B). \quad (6.65b)$$

6.5.3. ДИНАМИЧЕСКАЯ ТРЕХЭЛЕКТРОДНАЯ МОДЕЛЬ ТИРИСТОРА

Модель тиристора на рис. 6.27, а, б не учитывает влияние цепи управления и обратной связи между входом и выходом тиристора. Влияние цепи управления и обратной связи между выходом и входом тиристора через барьерную емкость центрального перехода $C_{\text{бар}}$ и сопротивление утечки r_{yT} можно учесть непосредственно в модели на рис. 6.27 подстановкой в выражение (6.62) вместо I_y эквивалентного тока $i_{y \text{ экв}} = i_y(t) + [C_{\text{бар}}(U) dU_a/dt] + [u_a(t)/r_{yT}]$.

Возможность учета обратной связи входа-выхода имеется также в трехэлектродной динамической модели тиристора с зависимыми ис-

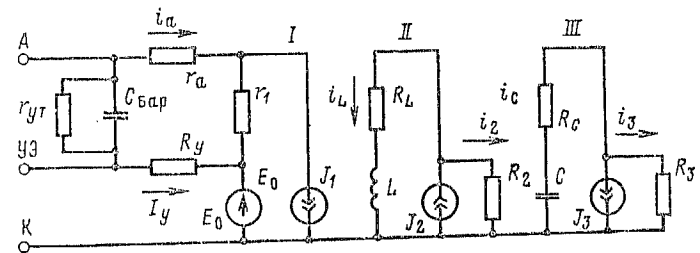


Рис. 6.28. Трехэлектродная динамическая модель тиристора

точниками тока (рис. 6.28). Собственно тиристор замещается в этой модели зависимым источником тока I_1 , резисторами r_a , r_b , сопротивлением утечки r_{yt} и барьерной емкостью центрального p - n перехода тиристора $C_{бар}$.

На этапе регенерации вводим следующие параметры модели:

$$r_a = R_L = R_C = 0; \quad J_1 = i_a = -i_L; \quad J_2 = B_{пер} I_y; \quad R_2 < 0;$$

тогда для тока i_L справедливо уравнение (рис. 6.28):

$$i_L + \left(\frac{L}{R_2} \right) \frac{di_L}{dt} = J_2 = B_{пер} I_y, \quad (6.66a)$$

откуда при нулевых начальных условиях имеем

$$i_L(t) = -I_y B_{пер} [\exp(t/\tau_L) - 1]. \quad (6.66b)$$

Вводя постоянную времени $\tau_L = L/R_2 = \tau_{рег}$, получаем $i_L(t) = i_a(t)$ [см. (6.62)].

На этапе установления параметры модели принимают следующие значения:

$$\left. \begin{aligned} r_1 &= -[U_{a0} - I_{a0} r_{дин}(0)]/I_{a0}; \\ r_a &= [U_{a0} - I_{a0} r_{дин}(0)]/I_{a0} + r_{дин}(t); \\ J_1 &= -i_L(t); \quad R_2 = R_C = 0; \\ R_L &= L/\tau_{пер}. \end{aligned} \right\} \quad (6.66b)$$

Начальные условия для этапа установления $i_L(0) = I_{a0}$. Тогда ток зависимого источника тока

$$J_1(t) = -i_L(t) = I_{a0} \exp(-t/\tau_{пер}), \quad (6.66b)$$

а анодное напряжение тиристора на этом этапе в соответствии с моделью на рис. 6.28 описывается выражением (6.63). Динамическое сопротивление тиристора $r_{дин}(t)$ моделируется элементами на источнике тока J_3 . Задаваясь $J_3 = i_a$, получаем для напряжения на конденсаторе u_C при $\tau_C = CR_3 \gg t$

$$u_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_a(t) dt,$$

тогда значения $r_{дин}(t)$ определяются следующим выражением:

$$r_{дин}(t) = \chi [Cu_C(t)]^{-m} = \chi \left(\int_0^t i_a(t) dt \right)^{-m}$$

[ср. с (6.63 б)].

Легко видеть, что влияние нагрузки на переходный процесс включения тиристора учитывается в модели автоматически с помощью обратной связи между выходной (анодной) и управляющей цепями тиристора

через емкость центрального перехода $C_{бар}$ и сопротивление утечки r_{yt} . На первом этапе переходного процесса выключения вводим следующие значения параметров:

$$r_a + r_1 = r_{дин}(t) = r_{дин}(t_0),$$

где t_0 — начало коммутации (см. рис. 6.27, а).

Контур с зависимым источником тока $J_3 = \alpha_3 i_y + \beta_3 i_a$ моделирует изменение заряда в базах тиристора (математически оно эквивалентно изменению заряда конденсатора, т. е. $Q_C = Q_B$). В самом деле, при $R_C = 0$ имеем

$$dQ_C/dt = -Q_C/\tau_B + J_3, \quad (6.66d)$$

где $J_3 = \beta_3 i_a; \quad \alpha_3 = 0, \quad \beta_3 = \begin{cases} 1, & i_a \geq 0; \\ -1, & i_a < 0; \end{cases}$

$$CR_3 = \tau_B; \quad Q_C(t_0) = Q_B(t_0) = \tau_0 i_a(t_0).$$

Физический смысл уравнения (6.66) заключается в следующем: снижение заряда в базе $Q_C = Q_B$ на интервале времени $t_0 - t_1$ определяется процессом рекомбинации (член $-Q_C/\tau_B$), а на интервале $t_1 - t_2$ — еще и обратным током ($J_3 = i_a = i_{обр}$).

В момент t_2 анодный ток тиристора $i_a = i_{обр}(t_2) = I_{обр\max}$; ток зависимого источника $J_2 = \alpha_2 i_y + \beta_2 i_a$ ($\alpha_2 = 0, \beta_2 = 1$), т. е. $J_2(t_2) = i_a(t_2) = I_{обр\max}$ ($R_L = 0, R_2 = \infty$).

На втором этапе выключения источник тока J_2 шунтируется ($R_2 \approx 0$), тогда ток i_L меняется по закону

$$i_L = i_L(t_2) \exp(-t/\tau_{обр}) = I_{обр\max} \exp(-t/\tau_{обр}), \quad (6.67)$$

где $\tau_{обр}$ — параметры модели ($\tau_{обр} = L/R_3$).

Заданная $r_a = 0$ и $r_1 = \infty$ и учитывая, что $J_1 = \alpha_1 i_L, \alpha_1 = 1$, получаем

$$i_a(t) = I_{обр\max} \exp(-t/\tau_{обр}). \quad (6.68)$$

На третьем этапе переходного процесса выключения модели ($t > t_3$) справедливо уравнение (6.66), описывающее процесс рассасывания заряда в базах тиристора, при этом

$$J_3 = \alpha_3 i_y + \beta_3 i_a = i_y, \quad \alpha_3 = 1, \quad \beta_3 = 0,$$

и определяется внешней нагрузкой. Через сопротивление утечки r_{yt} , емкость центрального p - n перехода $C_{бар}$ и управляющий электрод (УЭ) в базу тиристора при подаче прямого напряжения поступает дополнительный заряд ($t_1 = \infty$). Если на интервале $t_4 - t_5$ (см. рис. 6.27, в) заряд $Q_C = Q_B$ превысит некоторое критическое значение $Q_{кр}$ (параметр модели), то тиристор не выключится.

Динамическая модель тиристора по схеме замещения на рис. 6.28 является, таким образом, полной динамической моделью, т. е. моделирует переходные процессы включения и выключения тиристора.

Параметры моделей определяются с помощью измерений и графоаналитическим методом [8]; типичные значения параметров моделей больших токов отечественных тиристоров приведены в табл. 6.1.

Таблица 6.1. Типовые значения параметров модели отечественных тиристоров

Тип тиристора	Параметр			
	$\tau_{\text{рег. мкс}}$	$\tau_{\text{уст. мкс}}$	$B_{\text{рег}}$	$I_{\text{н0}}, \text{ А}$
ТБ	0,1—0,2	0,5—1,5	0,1—0,2	150—250
ТЧ	0,1—0,4	1,0—2,0	0,05—0,1	70—120
ТИ	0,1—0,25	0,8—1,4	1,0—5,0	250—320
ТЛ	0,2—0,8	0,6—2,5	0,02—0,1	50—150
ТИЛ	0,05—0,2	0,5—2,0	0,05—0,4	90—300

Продолжение табл. 6.1

Тип тиристора	Параметр			
	χ^1	$U_0, \text{ В}$	$r_{\text{дин0}}, \text{ Ом} \cdot 10^{-4}$	$\tau_{\text{обр}}, \text{ мкс}$
ТБ	1,0—2,0	1,2—2,5	30—80	2,0—5,0
ТЧ	1,0—2,5	1,2—3,5	10—50	3,0—8,0
ТИ	1,5—3,5	1,2—3,0	20—100	2,0—5,0
ТЛ	0,8—1,5	1,5—2,8	30—60	1,0—3,0
ТИЛ	1,0—2,5	1,2—3,0	20—100	0,5—1,5

¹ Для тиристоров с повторяющимся импульсным напряжением в закрытом состоянии $U_{\text{з.с.}} \leq 1000 \text{ В}$; для тиристоров с $U_{\text{з.с.}} = (1000—2000) \text{ В}$ $\chi = 3,5 \pm 20$; для тиристоров с $U_{\text{з.с.}} = (2000—3000) \text{ В}$ $\chi = 20 \pm 100$

6.6. МОДЕЛИ ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ

В качестве примера рассмотрим динамическую модель диодной оптопары: во-первых, диодная оптопара содержит в своем составе два оптоэлектронных прибора — излучающий диод и фотоприемник (фотодиод); соответственно модель оптопары состоит из моделей компонентов; во-вторых, диодная оптопара в классе оптоэлектронных приборов обладает наилучшими параметрами изоляции и быстродействием, что определило ее широкое применение.

Методика построения модели диодной оптопары практически не отличается от рассмотренной выше для моделей

диодов (см. § 6.2). Динамическая модель излучающего диода состоит из источника тока I_d , динамического сопротивления диода $r_{\text{дин}}$ (определяется сопротивлениями базы диода, омических контактов и выводов), сопротивления утечки $r_{\text{ут}}$ и емкости диода C_d (рис. 6.29, а). Источник тока I_d , управляемый напряжением U для излучающего диода

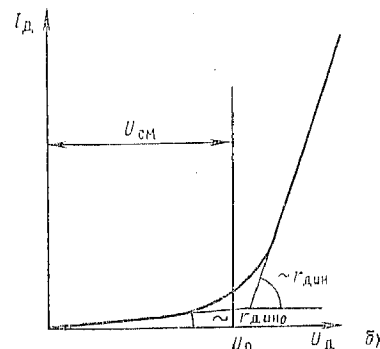
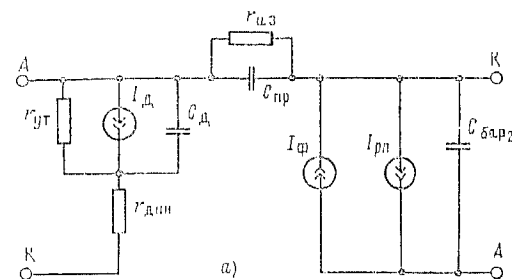


Рис. 6.29. Динамическая модель диодной оптопары (а) и аппроксимация ВАХ излучающего диода (б)

обычно описывается выражением, соответствующим кусочно-линейной аппроксимации ВАХ диода (рис. 6.29, б), где U_0 , $r_{\text{до}}$, r_d — параметры аппроксимации. Участок ВАХ диода для напряжений $0 < U < U_0$ необходимо учитывать в излучающем диоде, из-за сильного влияния барьерной емкости диода $C_{\text{бар1}}$ при этих значениях напряжения U иногда для снижения значения $C_{\text{бар1}}$ вводят постоянное прямое напряжение смещения (рис. 6.29, б).

В качестве динамической модели излучающего диода обычно используют модель Эберса — Молла или зарядо-

управляемую модель. Для модели Эберса — Молла имеем соответственно схеме замещения на рис. 6.29, а:

$$I_D = I_0 [\exp(U/m\varphi_T) - 1];$$

$$C_D = C_{\text{бар}} + C_{\text{диф}};$$

$$C_{\text{бар}} = C_{\text{бар}0} (1 - U/\varphi)^{-\gamma};$$

$$C_{\text{диф}} = I_0 \exp(U/m\varphi_T) / (m\varphi_T/\tau),$$

где $\varphi_T = 0,026$ В (при $T = 25^\circ\text{C}$); $\gamma = 0,7 \div 0,75$.

Параметры модели I_0 , m , φ_T можно вычислить из условия аппроксимации статической ВАХ излучающего диода по выражению

$$I_j = I_0 \exp(U_j - I_j r_{\text{дин}}) / m\varphi_T, \quad j = 1, 2, \dots, N,$$

где I_j , U_j — соответствующие j -й экспериментальной точке ВАХ диода значения тока и напряжения диода; N — число экспериментальных точек. Вычисления проводят, например, методом наименьших квадратов.

Модель фотоприемника для фотодиодного режима работы состоит из источника фототока $I_F = k_f I_D$, источника тока p - n перехода, управляемого напряжением, $I = I_0 \exp[(U/m\varphi_T) - 1]$ и барьерной емкости фотодиода $C_{\text{бард}}$. Следует подчеркнуть, что быстродействие оптопары заметно ограничивается барьерными емкостями $C_{\text{бард}}$, $C_{\text{барг}}$. Даже у маломощных излучающих диодов $C_{\text{бард}} = 50 \div 200$ пФ; значения емкости фотодиода $C_{\text{бард}}$ существенно меньше (1—10 пФ), однако она заряжается малым током I_F , и ее влияние на скорость переключения оптопары также оказывается значительным.

Параметры электрической изоляции оптопары описываются проходной емкостью $C_{\text{пр}}$ и сопротивлением изоляции $r_{\text{из}}$. Особенно важную роль в динамике работы оптопар играет емкость $C_{\text{пр}}$. Емкостный ток в цепи изоляции оптопары зависит от скорости изменения напряжения как на входе оптопары, так и на выходе, т. е. возможна электрическая обратная связь через проходную емкость и соответственно ложное переключение или самовозбуждение устройства.

Контрольные вопросы

1. Определите основные требования, предъявляемые к моделям полупроводниковых приборов. Раскройте противоречивость этих требований.

2. Перечислите и обоснуйте классификационные признаки моделей полупроводниковых приборов.

3. Определите с помощью ВАХ диода заданного типа (из справочника) параметры модели диода.

4. С помощью справочной типовой зависимости барьерной емкости диода или транзистора от обратного напряжения определите параметры аппроксимирующей зависимости $C_{\text{б}0}$, γ , ($\varphi = 1$).

5. Рассчитайте усредненное значение барьерной емкости, используя результаты предыдущего задания, на основе выражений (6.15) и (6.23) и сравните расчетные значения емкости перехода.

6. С помощью ВАХ стабилитрона (из справочника) определите параметры модели стабилитрона в рабочем режиме.

7. Из схемы замещения биполярного транзистора выведите формулу для расчета входного сопротивления транзистора.

8. По выходным ВАХ заданного типа биполярного транзистора (из справочника) определите параметры модели транзистора.

9. Используя результаты расчетов пп. 7, 8 и входные ВАХ заданного типа биполярного транзистора (из справочника), определите параметры модели транзистора.

10. По входным и выходным ВАХ биполярного транзистора (из справочника) определите параметры модели транзистора.

11. Приведите динамические модели мощных МДП-транзисторов для разных частот, поясните методы определения параметров моделей.

12. Определите сущность построения двухступенчатой модели тиристора, поясните возможности учета эффекта du/dt в моделях тиристора.

Глава седьмая

ТЕПЛОВЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

7.1. ОСНОВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ ТЕПЛОВЫХ РЕЖИМОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

7.1.1. ТЕПЛООБМЕН ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ПРИБОР — ОКРУЖАЮЩАЯ СРЕДА

Аналогично тому, как температура тела является важнейшим критерием состояния организма человека, температура структуры T_j определяет надежность работы полупроводникового прибора: чем выше температура структу-