

М. ЦЕРЬСТ

КОНТРОЛЬНО-
ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ
ТЕХНИКА



М. ЦЕРБСТ

**КОНТРОЛЬНО-
ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ
ТЕХНИКА**

Перевод с немецкого
канд. техн. наук **В.Н. ХРАМЕНКОВА**

Под редакцией
д-ра техн. наук **Е.И. СЫЧЕВА**



**МОСКВА
ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ
1989**

ББК 34.9
Ц41
УДК 681.2

Рецензент Е. И. Сычев

MANFRED ZERBST
MEß-UND PRÜFTECHNIK
Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 1986

Цербст М.

Ц 41 Контрольно-измерительная техника: Пер. с нем. — М.: Энергоатомиздат, 1989. — 320 с.: ил.
ISBN 5-283-02474-1

Систематизированы сведения о современных методах измерения параметров и испытаний полупроводниковых приборов, интегральных микросхем и оптоэлектронных элементов. Рассмотрены перспективные способы определения характеристик изделий электронной техники, в том числе силовых полупроводниковых приборов. Приведены схемы автоматических контрольных устройств и измерительных станций.

Для инженерно-технических работников в области электронно-измерительной техники, студентов вузов и широкого круга читателей, интересующихся вопросами качества электронных приборов.

Ц 2402010000—301 -268-89
051(01)-89

ББК 34.9

ISBN 5-283-02474-1 (рус.)
ISBN 3-540-15878-2 (нем.)
ISBN 0-387-15878-2 (англ.)

© Springer-Verlag, Berlin,
Heidelberg, 1986
© Перевод на русский язык,
Энергоатомиздат, 1989

Измерения в полупроводниковой электронике являются наиболее распространенным способом получения количественной информации о качестве интегральных микросхем, полупроводниковых и оптоэлектронных приборов. Поэтому в электронной промышленности измерения составляют свыше 50 % трудозатрат на изготовление продукции. Объем измерений в ходе производства изделий электроники резко возрастает по мере увеличения степени интеграции микросхем и повышения требований к их качеству. Кроме того, измерения в полупроводниковой электронике связаны с определением количественных значений чрезвычайно малых токов, напряжений, сопротивлений, емкостей, индуктивностей и других физических величин. Например, при контроле качества интегральных микросхем со сверхбольшой степенью интеграции необходимо измерять очень малые интервалы времени (на фронтах импульсов до 10—30 нс), значения тока (до 10^{-14} А) и напряжения (до 10^{-6} В). Из-за массового характера производства изделий полупроводниковой электроники необходимо обеспечить высокую степень автоматизации измерительных процедур. Методы и средства измерений в электронике отличаются большой спецификой; ее надо знать и учитывать при планировании и проведении работ по контролю качества изделий.

В списке дополнительной литературы приведены работы советских авторов по рассматриваемой тематике. Данная книга отличается от имеющихся отечественных изданий систематичностью подхода к проблеме измерений и испытаний полупроводниковых приборов и микросхем, содержит описание новых методов контроля изделий полупроводниковой электроники. В частности, в начале книги анализируются полупроводниковые интегральные микросхемы и полупроводниковые приборы как объекты измерений: определяются параметры, подлежащие измерению в процессе испытаний или выходного контроля; раскрывается физическая сущность этих параметров, приводятся их определения; описываются методы измерения параметров изделий

полупроводниковой электроники и средства измерений, необходимые для этого. Затем излагаются вопросы измерения аналоговых и цифровых интегральных микросхем, мощных полупроводниковых приборов, изделий оптоэлектроники. Значительное внимание уделяется повышению производительности работ по испытаниям и контролю качества изделий полупроводниковой электроники, описанию автоматических контрольных устройств и автоматических измерительных станций. Особый интерес представляют методы и средства контроля микросхем с большой и сверхбольшой степенью интеграции, основанные на измерении разности потенциалов с использованием электронно-лучевых зондов.

Книга удачно написана с методической точки зрения, использовано большое число схем, рисунков, фотографий и графиков, иллюстрирующих измерительные процессы. Математический аппарат не сложен и применяется в той степени, которая достаточна для понимания материала широким кругом читателей. Книга будет полезна не только специалистам в области электроники, но и тем, кто на практике имеет дело с проверкой годности изделий полупроводниковой электроники. Ее можно рекомендовать студентам техникумов и высших учебных заведений, инженерам и техникам по электронике.

Е. И. Сычев

ПРЕДИСЛОВИЕ

С момента появления в 1971 г. первой книги серии «Полупроводниковая электроника» полупроводниковые приборы получили дальнейшее развитие. В этом развитии особая роль принадлежит контрольно-измерительной технике и многочисленным методам контроля. Если на ранней стадии развития полупроводниковых приборов имело смысл посвящать методам измерений и контроля несколько глав в соответствующих книгах, то сегодня представляется целесообразным изложить эти методы в отдельной книге.

Темой предлагаемой книги является рассмотрение многих аспектов экспериментального определения параметров полупроводниковых приборов — контрольно-измерительной техники, надежности аналоговых и интегральных схем, полупроводниковых элементов большой мощности и оптоэлектронных приборов, специальных измерений с помощью электронного луча. Все перечисленные аспекты трудно осветить одному автору. Поэтому отдельные главы этой книги написаны различными авторами: гл. 1 — М. Цербстом, гл. 2 — Ц. де Ройси, гл. 3 — С. Кёппе и П. Ридвалом, гл. 4 — В. Герлингом, гл. 5 и 6 — Х. Реме, гл. 7 — М. Стойснеком, гл. 8 — Х. Х. Куно. Всех их мы благодарим за создание этой книги, особенно Ейнча за постоянную заботу и внимание.

Нашу благодарность выражаем также издательству Springer-Verlag за проявленное терпение и помощь в издании книги.

Мюнхен, ноябрь 1985 г.

М. Цербст

СПИСОК ОБОЗНАЧЕНИЙ

- A — площадь поперечного сечения (м^2)
 A_{U_0} — коэффициент усиления
 a_F — мера шумов
 a_{GL} — коэффициент подавления синфазного сигнала
 a_{SN} — отношение сигнал/шум
 B — полоса пропускания (Гц)
 b — коэффициент ускорения
 C — электрическая емкость (Ф)
 E — напряженность электрического поля ($\text{В} \cdot \text{м}^{-1}$)
 E — энергия ($\text{Вт} \cdot \text{с}$)
 E_g — межзонное расстояние (эВ)
 E_i — средняя энергия ионизации (эВ)
 E_0 — энергия первичных электронов (эВ)
 E_s — энергия вторичных электронов (эВ)
 e — элементарный заряд ($1,602 \cdot 10^{-19} \text{ А} \cdot \text{с}$)
 F — коэффициент шума
 f — частота (Гц)
 f_M — частота модуляции (Гц)
 f_0 — граничная частота (Гц)
 G — интенсивность генерации пары электрон — дырка
 g — ускорение свободного падения ($9,81 \text{ м} \cdot \text{с}^{-2}$)
 I — сила электрического тока (А)
 I_i — ток рассеяния зарядов (А)
 I_0 — ток первичных электронов (А)
 I_p — испытательный ток (А)
 I_R, I_s — токи обратного рассеяния и вторичных электронов (А)
 J — плотность электрического тока ($\text{А} \cdot \text{м}^{-2}$)
 f — индикаторная величина для процесса отказа
 K — постоянная Больцмана ($1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Дж} \cdot \text{К}^{-1}$)
 k — коэффициент нелинейных искажений
 L — самоиндукция (Гн)
 $MTBE$ — среднее время между отказами (ч)
 $n(E_s)$ — распределение энергии вторичных электронов ($\text{с}^{-1} \cdot \text{эВ}^{-1}$)

n_i — число элементов с одинаковой интенсивностью отказов

n_0 — начальное множество элементов

P — мощность (или мощность потерь) (Вт)

q — частота отказов (ч^{-1})

R — электрическое сопротивление (Ом)

R' — длина пробега ($R' = Z_{R'}\rho$) ($\text{г}\cdot\text{м}^{-2}$)

R_t — тепловое сопротивление ($\text{К}\cdot\text{Вт}^{-1}$)

r (как индекс) — шумы

S — крутизна ($\text{В}\cdot\text{А}^{-1}$)

S_r — скорость нарастания ($\text{В}\cdot\text{с}^{-1}$)

T — длительность периода (с)

T — термодинамическая температура (К)

t — время (с)

t_F — момент отказа (ч)

U — электрическое напряжение (В)

U_{10} — напряжение смещения (В)

U_0 — ускоряющее напряжение (В)

U_s — напряжение питания (В)

U_T — уровень переключения (В)

W — ширина зоны пространственного заряда (м)

x, y, z — орты координат

Z — волновое сопротивление (Ом)

$z_{R'}$ — глубина проникновения (м)

ΔE — энергия активации (эВ)

Δn — элементы, отказавшие в некотором интервале времени

Δt — разность времен (с)

ΔU — изменение напряжения (В)

δ — выход вторичных электронов

η — коэффициент обратного рассеяния

η_i — эффективность рассеяния зарядов

Q_U — окружающая температура ($^{\circ}\text{C}$)

Q_{vj} — средняя температура пластины ($^{\circ}\text{C}$)

λ — интенсивность отказа (ч^{-1})

λ — длина волны (м)

ρ — плотность ($\text{г}\cdot\text{м}^{-3}$)

σ — общий выход ($\sigma = \delta + \eta$)

τ — постоянная времени (с)

φ — фаза

ω — круговая частота (с^{-1})

ВВЕДЕНИЕ

В контрольно-измерительной технике, используемой при производстве и эксплуатации полупроводниковых приборов, реализуются методы измерения электрических функций, их сравнительной оценки, а также различные стандартные испытательные процедуры. В связи с этим контрольно-измерительная техника необходима для того, чтобы гарантировать при разработке и обеспечивать при изготовлении приборов их эффективность, качество и надежность. С ее помощью пользователь осуществляет выбор нужного прибора и проводит его функциональный контроль стандартными методами.

Контроль и измерения образуют методически самостоятельную область полупроводниковой электроники, которая ограничивается чаще всего представлениями, ориентированными на полупроводниковые приборы. Однако вследствие особенностей полупроводниковой техники, в частности, интегральных схем эта область включает в себя широкий круг сложных научных проблем. Конечно, число стандартизованных операций измерений и контроля столь велико, что все они не могут быть изложены в рамках этой книги, а тем более учебника. Кроме того, отдельные измерительные и контрольные операции описаны в национальных и международных предписаниях и нормах. Поэтому в данной книге основное внимание сосредоточено на методах, лежащих в основе измерения и контроля параметров электронных элементов, применение которых иллюстрируется реальными примерами.

Эти методы развивались и применялись для классических электрических элементов, таких как ключи, реле, электронные трубки. Аналогичным образом происходило совершенствование измерительной техники для первых полупроводниковых элементов (диодов и транзисторов), которые не требовали принципиально новых методов измерений и контроля. Соответствующие методы и средства измерений, например, для определения отношения больших и малых сигналов, времени срабатывания, обстоятельно изложены в [1.1—1.5], а также в справочниках и стандартах [1.6, 1.7].

Частично эти методы применяются и для контроля параметров аналоговых интегральных схем (ИС). Темой данной книги как раз и является рассмотрение типичных задач измерений и контроля современных полупроводниковых приборов, в первую очередь интегральных схем.

Для интегральных схем с большой степенью интеграции требуются качественно новые стратегии измерений и контроля. Следовательно, часть книги, посвященная полупроводниковым ИС, должна охватить специальные измерительные задачи большого числа комбинированных, сверхминиа-турных схемных элементов. Весь этот круг проблем изложен в гл. 2 и 3. Главной особенностью контроля параметров полупроводников является проверка их основных функций с помощью систем контроля, полностью автоматизированных и имеющих в своем составе средства вычислительной техники. Наконец, для интегральных схем со сверхбольшой степенью интеграции контроль всех возможных состояний невозможен. Например, запоминающее устройство с объемом памяти 16 кбит имеет $2^{16384} \approx 10^{5000}$ состояний! Это требует разработки новых стратегий контроля, позволяющих, по меньшей мере, проверять критические состояния схемы. Кроме того, разработчик обязан проектировать контролепригодные схемы, поскольку в противном случае схема принципиально не может быть проверена. Одним из методов решения этой проблемы является встраивание в ИС элементов самоконтроля.

Гл. 4 посвящена надежности ИС. Необходимо подчеркнуть, что надежность всей интегральной схемы приближается к надежности отдельного элемента, хотя число вентиля ИС быстро растет.

Две последующие главы (гл. 5 и 6) посвящены описанию новых видов контрольной техники, значение которых непрерывно возрастает. В них идет речь о сфокусированном электронном луче, используемом в качестве измерительного зонда. С помощью электронно-лучевого измерительного прибора можно определять электрический потенциал на проводниках интегральных схем с высоким временным и пространственным разрешением. Это позволяет локализовать неисправности внутри сложной схемы и анализировать причины их возникновения. С помощью индуцированного электронным излучением тока, кроме того, можно выявлять электрически активные области в полупроводниковом элементе.

Наконец, в двух заключительных главах (гл. 7, 8) рассмотрены проблемы измерений и контроля специальных

приборов (большой мощности и оптоэлектронных). Показано, что различные группы приборов предъявляют различные требования к способам представления результатов измерений, передачи сигналов оптическим или электрическим путем, обработки сигналов и данных. В соответствии с этим характеристики приборов должны нормироваться различным образом, поэтому различаются и принципы измерений, и схемы измерений в зависимости от особенностей применения приборов, способов представления результатов измерений и их оценки.

В гл. 7 рассмотрена постановка задачи контроля полупроводниковых приборов большой мощности, в частности тиристоров, характеризующихся высокими током и напряжением и, следовательно, большими термическими нагрузками. При этом указываются нормы и условия измерений, а также излагаются вопросы обеспечения безопасности испытаний. В особую группу в последней (8-й) главе выделены оптоэлектронные приборы, для которых предложен ряд методов оценки их взаимодействия со светом, в том числе методы фото- и радиометрии, спектральной чувствительности, контраста и т. д.

ГЛАВА 2

АНАЛОГОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

В начале 70-х годов началась интеграция аналоговых схем. Первыми интегральными схемами (ИС), получившими широкое распространение, стали операционные усилители. С них начался бурный процесс интеграции аналоговых схем. Высокая степень усиления, незначительное число внешних связей и простое обслуживание привели к тому, что операционные усилители стали универсальными элементами аппаратуры. Сегодня операционные усилители находят применение почти во всех областях техники.

С тех пор значительно возросло число разнообразных типов аналоговых ИС начиная с высокоспециализированных промышленных ИС, например, таких как тиристорные схемы для управления поездами, и кончая простыми усилителями низкой частоты (НЧ-усилителями). Частотный диапазон этих схем простирается от постоянного напряжения до нескольких гигагерц.

Для промышленности характерно прежде всего использование ИС управления и регулирования. Находят ИС при-

менение и в выключателях приближения. Их функционирование основывается на различных физических принципах. Существуют емкостные, индуктивные и магнитные схемы выключателей. Они применяются также в качестве коммутационных элементов клавиатуры на пультах ЭВМ, при управлении станками, регулировании частоты вращения двигателей в системах зажигания грузовых автомобилей. Другая большая область применения ИС — тиристорные схемы, используемые для решения различных задач.

Неуклонно отвоевывает себе позиции интеграция и в бытовой электронике. Например, электроника существенно потеснила механику в телевизионных и киносъёмочных камерах. Благодаря применению ИС для управления световым потоком и частотой вращения двигателя удалось снизить затраты и одновременно существенно повысить число выполняемых функций и точность этих приборов. Подобное имеет место и для приборов, применяемых в домашнем хозяйстве. Электроника берет на себя все больше управляющих и регулирующих функций, дает возможность увеличить комфортность при сохранении неизменных цен.

Однако наибольшее распространение получили монолитные ИС в связанной электронике. Почти во всей радио- и телеаппаратуре, а также проигрывателях и магнитофонах сегодня применяются такие схемы. Все больше интегральных узлов выполняется на единой пластине (чипе). Приведем только некоторые примеры: усилители промежуточной и высокой частоты, усилитель низкой частоты мощностью до 20 Вт, сложные системы фазовой подстройки частоты, генератор с делителем частоты, блоки цветности и изображения высокой сложности, регуляторы частоты вращения для двигателей постоянного тока и т. д.

При этом постоянно увеличивается доля смешанных схем, в которых реализованы как аналоговые, так и цифровые функции. Для создания таких схем все чаще используется биполярная схемотехника; соответственно возрастает степень их сложности.

Поскольку аналоговые ИС производятся для различных областей применения, контроль за их функционированием является сложным и трудоемким. Каждая область применения требует специальных знаний и отдельного метрологического обеспечения. Так, для контроля ИС, предназначенных для радиоаппаратуры, необходимо знать основы частотной и амплитудной модуляции и иметь соответствующие высокочастотные генераторы; для контроля схемы цветности —

знать основы схемотехники и построения телевизора и иметь соответствующие телевизионные генераторы. Интегральные схемы, основанные на эффекте Холла, требуют специальных знаний в области магнетизма. При контроле преобразователей телевизионных каналов возникают затруднения из-за необходимости выполнения высокочастотных измерений. Вызывают определенные сложности операции контроля ИС, во время которых проводятся измерения неэлектрических величин, например расстояний в случае контроля выключателя приближения или частоты вращения, регулируемых с помощью ИС.

2.1. Данные, содержащиеся в техническом паспорте

Характеристики цифровых ИС приведены в их техническом паспорте. Важнейшие сведения представляются в виде входных и выходных характеристик, а также таблицы функций. Методы контроля тоже являются однозначными. Основные трудности контроля заключаются прежде всего в его объеме. Так, объем проверок регистра оказывается столь большим, что невозможно провести контроль всех комбинаций. Поэтому обычно удовлетворяются тем, что проверяют выполнение предписанных регистру функций.

Для аналоговых ИС ситуация еще сложнее. Совокупность возможных переменных образует множество рабочих точек, причем не все из них удастся проконтролировать. Например, для ИС с частотной модуляцией переменными являются питающее напряжение, частота модуляции, температура, входное и выходное напряжения, регулировка усиления и т. д. Для совокупности переменных получается бесчисленное семейство характеристик, полностью проконтролировать которые невозможно. Чтобы обеспечить нормировку и сравнимость результатов, необходимо соотнести данные, полученные при применении или измерении в определенной рабочей точке. Эта точка устанавливается в соответствии с техническими характеристиками схемы, которые включают в себя все важнейшие, заданные для этой рабочей точки величины. Трудность применения технических характеристик состоит в том, что для рабочей точки, не совпадающей с точкой, установленной в паспорте, они тоже могут отклоняться. Правда, для некоторых параметров установлены диапазоны, при превышении которых приведенные в паспорте значения уже не гарантируются. В техническом паспорте различают чаще всего четыре случая.

Предел ь н о е з н а ч е н и е — значение, которое может принимать величина без повреждений в схеме. Типичные величины — максимальное питающее напряжение, максимальное входное напряжение, максимальная рассеиваемая мощность, максимальная выходная нагрузка и т. д. При этом важно, что каждое предельное значение является независимым и не может быть превышено. Например, когда выбирают питающее напряжение и выходную нагрузку схемы, возможно превышение предельного значения рассеиваемой мощности, хотя ни питающее напряжение, ни выходная нагрузка сами по себе не превышают своих предельных значений.

Д и а п а з о н ф у н к ц и о н и р о в а н и я указывает, в каком интервале изменения названной величины ИС функционирует нормально. Диапазоны функционирования отдельных величин могут быть связаны между собой.

Технические характеристики приводятся для определенных рабочих точек и заданных схем измерений. Для важнейших задач приводятся их номинальные значения, а также верхнее и нижнее допустимые значения. Задаваемое номинальное значение представляет собой среднее значение, определяемое чаще всего для нескольких производственных партий. Если допустимые значения не приведены, их нельзя рассчитать через среднее значение величины, поскольку пользователю, как правило, не известен диапазон ее разброса.

Приведенные в техническом паспорте характеристики и кривые соответствуют некоторому номинальному образцу. В первую очередь они должны использоваться при выборе схемы. Разброс значений чаще всего не указывается, также не гарантируется вид номинальной характеристики!

Кроме приведенных данных в техническом паспорте имеется еще ряд **в т о р и ч н ы х п а р а м е т р о в**, которые часто сложно описать. К ним относятся, например, соотношение импедансов¹, свойства обратной связи, характеристика передаточной функции для всего частотного диапазона, поведение при перегрузке и т. д. Хотя эти данные представляют для пользователя наибольший интерес, они часто не указываются в техническом паспорте из-за их сложности или зависимости от конструкции измерительной установки. Вместе с тем значения вторичных параметров определяются в основном технологией производства и топогра-

¹ Полное сопротивление — *Прим. ред.*

фией ИС и потому являются достаточно стабильными. Они подлежат уточнению лишь в том случае, если изготовитель изменит условия производства.

2.2. Общие измерения

Ниже описаны широко распространенные измерения, например, входных и выходных сопротивлений, напряжения помех и коэффициента нелинейных искажений, которые важны для всех ИС, сигналы которых лежат в звуковом диапазоне. Измерения коэффициента нелинейных искажений и напряжения помех нормированы соответствующими стандартами, и поэтому полученные результаты можно легко сопоставить.

2.2.1. Входное и выходное сопротивления

Простые измерения абсолютного значения можно провести, используя теорию четырехполюсника. Приблизительно активное сопротивление быстро и просто определяется с помощью схемы, приведенной на рис. 2.1. Через входное

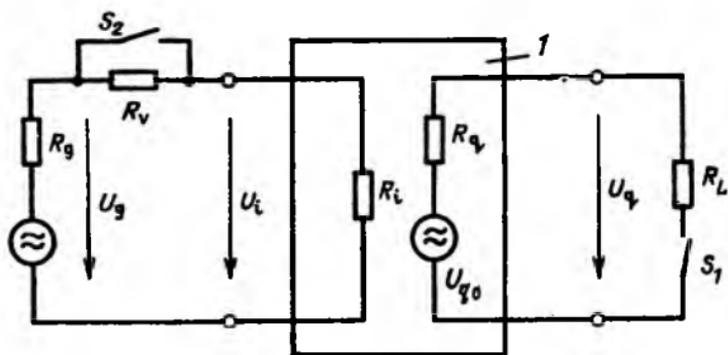


Рис. 2.1. Принципиальная схема измерения входного и выходного сопротивлений:

1 — объект измерений

сопротивление R_V на вход четырехполюсника подается управляющий сигнал U_g , в качестве которого можно использовать и постоянное, и переменное напряжения. Пользуясь известным соотношением между U_g и U_i , можно определить входное сопротивление следующим образом:

$$R_i = R_V \frac{U_i}{U_g - U_i} . \quad (2.1)$$

Аналогичным образом определяется выходное сопротивление R_q . Для этого в выбранной рабочей точке измеряется вначале выходное напряжение в ненагруженном состоянии U_{q0} , а затем в нагруженном состоянии U_{qL} и с учетом R_L

$$R_q = R_L \frac{U_{q0} - U_{qL}}{U_{qL}}. \quad (2.2)$$

Если в схеме выходное напряжение пропорционально входному, входное сопротивление можно определить не на входе, а на выходе четырехполюсника. Это выгодно прежде всего тогда, когда требуется работать с очень маленьким входным напряжением. Входное сопротивление в этом случае рассчитывается по выходному напряжению U_{q1} (S_2 разомкнут) и U_{q2} (S_2 замкнут) следующим образом:

$$R_i = R_V \frac{U_{q1}}{U_{q2} - U_{q1}} - R_g. \quad (2.3)$$

2.2.2. Измерение комплексных сопротивлений

Для монолитных ИС в первую очередь важна мнимая (емкостная) часть комплексного сопротивления. Чаще всего на входе имеется емкость с номиналом до 10 пФ, а на выходе в зависимости от выходной мощности (т. е. в зависимости от мощности выходных транзисторов) — от 5 до 50 пФ. В низкочастотном диапазоне эти значения емкости не имеют практически никакого значения, тогда как в высокочастотном диапазоне они могут стать решающими. Индуктивная мнимая часть комплексного сопротивления обусловлена прежде всего выводами схемы и требует учета лишь в диапазоне частот свыше нескольких гигагерц.

Входное сопротивление. Принцип измерений основан на том, что для колебательного LC -контура с известным значением L или C можно по резонансной частоте f_0 и полосе пропускания B определить действительную и мнимую части комплексного сопротивления. Резонансная круговая частота контура

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}}, \quad (2.4)$$

добротность контура

$$Q = \frac{f_0}{B} = R\omega_0 C, \quad (2.5)$$

откуда получаем действительную (активную) составляющую сопротивления

$$R = \frac{1}{2\pi BC}. \quad (2.6)$$

Для измерений необходимы генератор, частотомер, чувствительный вольтметр переменного тока и измеритель емкости (рис. 2.2).

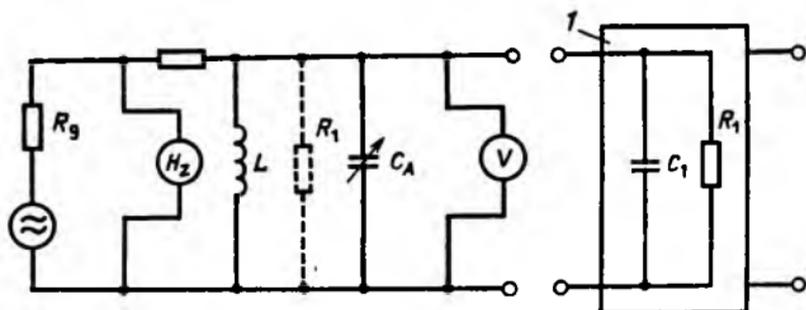


Рис. 2.2. Принципиальная схема измерения комплексного сопротивления
1 — объект измерений

Объект измерений подключается к колебательному контуру с известными характеристиками. По изменению резонансной частоты или емкости колебательного контура, а также полосы пропускания определяется действительная и мнимая части сопротивления. Следует особо отметить, что данные измерения можно проводить непосредственно на частотах, для которых эта схема предназначена. Поскольку добротность реального контура зависит от частоты, необходимо измерять активную часть сопротивления при постоянных индуктивности и частоте.

Порядок проведения измерений.

1. Генератор устанавливают на требуемую частоту f_0 .
2. Конденсатором переменной емкости C_A настраивают контур без объекта измерений на резонансную частоту (по максимуму амплитуды).
3. Определяют полосу пропускания B_1 на уровне 3 дБ.
4. Измеряют емкость переменного конденсатора C_{A1} с помощью измерительного моста.
5. Подключают объект измерений и с помощью конденсатора C_A вновь добиваются резонанса.
6. Определяют новое значение полосы пропускания B_2 и C_{A2} .

По значениям C_{A1} и C_{A2} рассчитывают входную емкость

$$C_i = C_{A1} - C_{A2}. \quad (2.7)$$

Сопротивление первого контура без объекта измерений

$$R_{K1} = \frac{1}{2\pi B_1 C_{A1}}. \quad (2.8)$$

Сопротивление второго контура с объектом измерений

$$R_{K2} = \frac{1}{2\pi B_2 C_{A2}}. \quad (2.9)$$

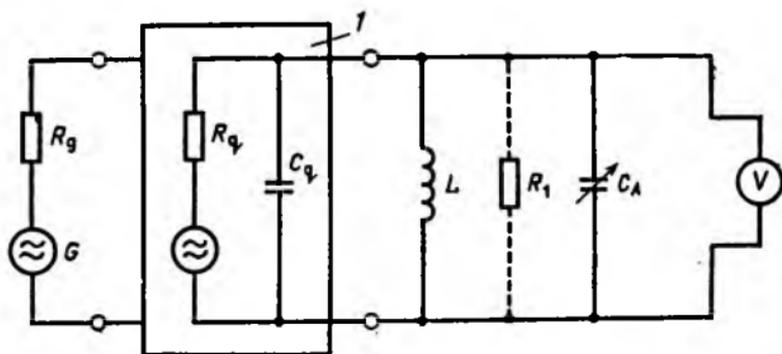
Входное сопротивление объекта измерений

$$\frac{1}{R_i} = \frac{1}{R_{K2}} - \frac{1}{R_{K1}}. \quad (2.10)$$

Благодаря применению метода замещения погрешность измерения входной емкости в значительной степени определяется точностью применяемого измерительного моста. При этом входная емкость вольтметра исключается.

Выходное сопротивление. Для его определения применяются те же методы измерений, однако выходное сопротивление чаще всего очень мало, поэтому его измерение будет неточным. Кроме того, определение полосы пропускания при малом сопротивлении значительно сложнее, так как измерения проводятся на пологой части резонансной кривой контура. Мнимая часть сопротивления важна только в том случае, когда она влияет на соотношение напряжений на выходе, т. е. когда по сравнению с активной частью ею пренебречь нельзя, однако в этой сложно определяемой области измерения практически не проводятся.

Измерительный колебательный контур соответствует ранее описанному контуру и подключается непосредственно



Р и с. 2.3. Измерение выходного сопротивления:

I — объект измерений.

к выходу ИС (рис. 2.3). Питание схемы подается на ее вход. Это особенно важно потому, что измерения проводятся при приблизительно одинаковой амплитуде входного напряжения.

Порядок проведения измерений и формулы аналогичны тем, что используются при измерении входного сопротивления ($R_i \equiv R_q$, $C_i \equiv C_q$).

2.2.3. Измерение малых токов

В лабораторных условиях могут встречаться токи порядка нескольких пикоампер. Их измерение проводится с помощью электрометров. В настоящее время в продаже имеется ряд приборов с разрешающей способностью до 10^{-15} А. При правильном соотношении сопротивлений объекта измерений и измерительного прибора удается получить вполне приемлемые результаты.

Как правило, возникает проблема автоматизации такого вида измерений. Особые трудности вызывают при этом контакты, емкости проводников и взаимные наводки. Для внешних измерительных систем, имею-

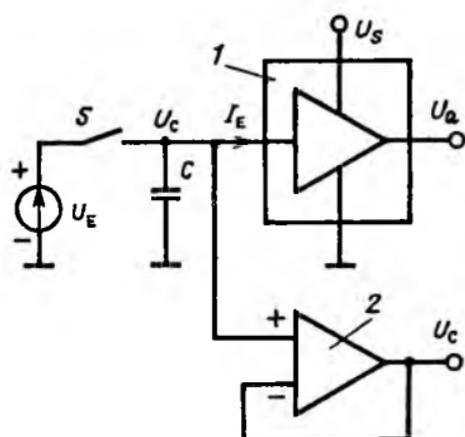


Рис. 2.4. Принципиальная схема определения входного тока путем измерения времени и напряжения: 1 — объект измерений; 2 — буферный каскад

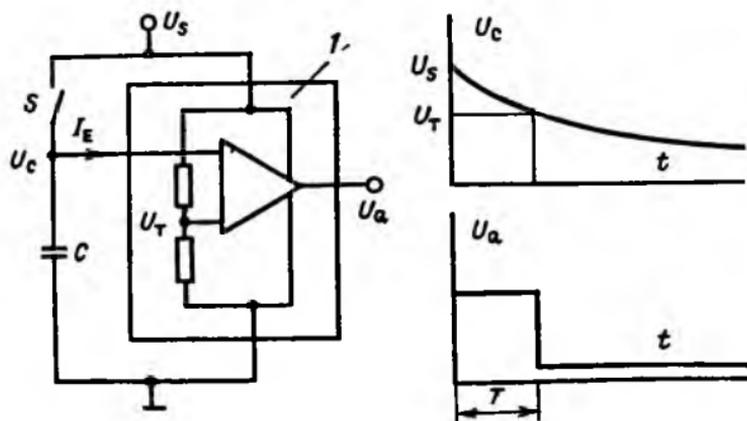


Рис. 2.5. Измерение входного тока с помощью компаратора: 1 — объект измерений

щих длинных линии связи, эти трудности существенно возрастают. Здесь чаще оказывается выгодным вместо измерений тока проводить измерение коррелированных с ним величин, например времени или напряжения. Измерения времени чаще всего отличаются высокими быстродействием и точностью (см. п. 2.2.5).

Принцип представленного на рис. 2.4 измерения тока основывается на определении измерения заряда подключенного на вход конденсатора. Буферный каскад должен иметь пренебрежимо малый входной ток по сравнению с ожидаемым измеряемым током.

Поскольку входной ток I_E зависит от входного напряжения U_E , конденсатор должен заряжаться током, соответствующим току в рабочей точке схемы. При размыкании ключа S конденсатор разряжается входным током. Определяется изменение напряжения ΔU_C за время ΔT . Для случая $\Delta S_C \ll U_E$ справедливо соотношение

$$I_E = \frac{\Delta U_C}{\Delta T} C. \quad (2.11)$$

Возможны два метода измерений: измерение времени при заданной разности напряжений (датчик сопротивления в качестве порогового выключателя) или измерение разности напряжений с помощью попеременно подсоединяемого вольтметра.

Если объект имеет на входе напряжение U_T , довольно просто определить значение входного тока путем измерения времени (рис. 2.5). В этом случае конденсатор заряжается до напряжения U_s . В момент времени T конденсатор разряжается до напряжения U_T и выход схемы переключается. Средний входной ток

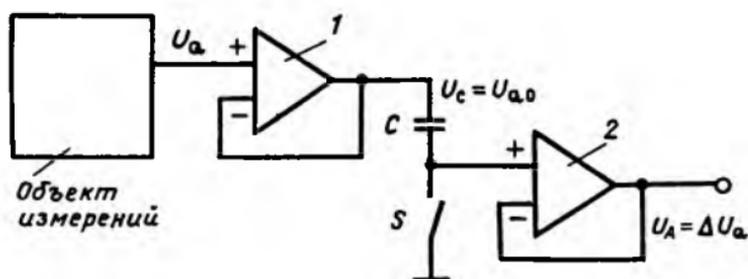
$$I_{EM} = \frac{U_s - U_T}{T} C. \quad (2.12)$$

2.2.4. Измерение малых разностей напряжений

Для ИС очень важны измерения, связанные с оценкой изменения какого-либо параметра вследствие изменения определенных условий. Рассмотрим в качестве примера измерение входного тока, приведенное на рис. 2.4. Изменение напряжения ΔU_C можно рассчитать, зная абсолютные значения напряжений в моменты времени $t=0$ и $t=T$, однако в этом случае погрешность определения разности существенно увеличится.

На рис. 2.6 показана принципиальная схема дискретно-

разностных измерений, позволяющая исключить из процесса измерений определение абсолютного значения и получить высокую точность измерений. Процесс измерений заключается в следующем: на первом этапе, этапе дискретизации, ключ S замкнут, конденсатор C заряжается через первый



Р и с. 2.6. Схема дискретно-разностных измерений:
1 — первый буферный каскад; 2 — второй буферный каскад

буферный каскад до значения U_{Q0} . Выходное напряжение второго буферного каскада остается на этом этапе равным нулю. На втором, разностном этапе ключ S размыкается. Поскольку конденсатор C сохраняет свой заряд, $U_c = U_{Q0}$ и возникает изменение напряжения только на выходе схемы.

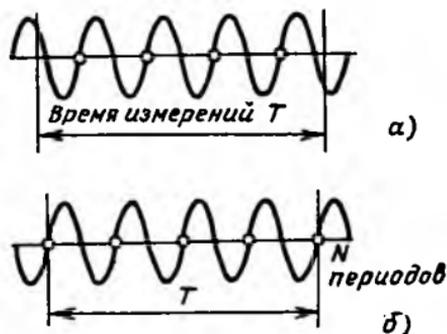
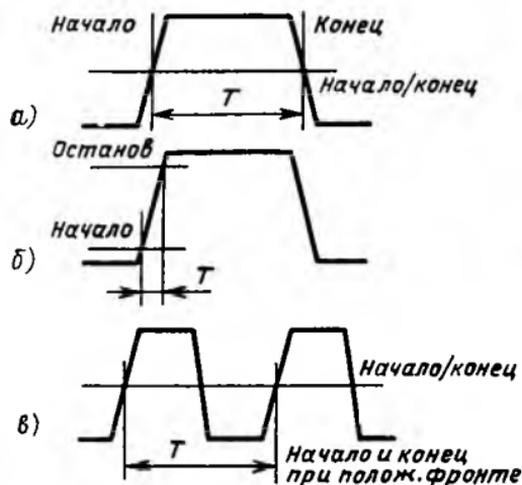
Этот метод измерений применим и для переменного напряжения. В этом случае, однако, измеряемый параметр с помощью выпрямителя необходимо преобразовать в постоянное напряжение. Такие преобразователи имеются почти у всех цифровых измерительных приборов.

2.2.5. Измерение времени и частоты

Такие измерения необходимы для различных видов ИС. В качестве примеров рассмотрим измерения скорости нарастания сигнала операционного усилителя и частоты амплитудного демодулятора.

В приборах, измеряющих время, в общем случае имеется возможность независимо устанавливать условия начала и конца измерений как в виде порогового значения, так и в виде полярности фронта. С помощью этих приборов измеряют ширину импульса (для начала и конца измерений пороговое значение одно и то же, но полярность фронтов различная) (рис. 2.7, а); скорость нарастания (полярность фронта одинаковая, но пороговые значения различные) (рис. 2.7, б); период следования импульсов (полярность фронта и пороговые значения одинаковые (рис. 2.7, в).

Частоту сигнала можно рассчитывать через длительность периода ($f=1/T$). Однако для высокой частоты более точным оказывается следующий метод измерений: задается время измерений T , в течение которого с помощью счетчика подсчитывается число переходов N сигнала через



Р и с. 2.7. Примеры измерений времени

Р и с. 2.8. Измерение частоты

нуль в одном направлении (рис. 2.8, а). Очевидно, моменты начала и конца измерений определяются с точностью до одного периода, поэтому частота сигнала будет находиться в интервале

$$\frac{N-1}{T} < f < \frac{N+1}{T}. \quad (2.13)$$

Указанного источника ошибок лишен другой метод измерения частоты, во время которого за определенное время T регистрируется заданное число N (чаще всего 10, 100 или 1000) нулевых переходов в одном направлении (рис. 2.8, б). В этом случае частота

$$f = \frac{N}{T}. \quad (2.14)$$

Как видно из формулы (2.14), точность измерения частоты зависит только от точности измерения времени.

2.2.6. Напряжение шумов

Нежелательное напряжение шумов возникает в ИС из-за флуктуации резисторов и транзисторов, шумовой составляющей тока и дефектов кристаллов. Частота напряжения

шумов лежит большей частью в звуковом диапазоне от 20 Гц до 20 кГц. У всех ИС с низкочастотным выходом это напряжение вызывает в громкоговорителях неприятный посторонний шум. При измерениях субъективно ощущаемое мешающее действие шумов оценивается амплитудой колебаний на отдельных частотах.

Определения, термины и вид оценивающего шум фильтра установлены в действующих национальных стандартах. Согласно стандартам напряжение помехи делится на две группы: напряжение наводки, измеряемое без фильтра в диапазоне частот от 31,5 Гц до 16 кГц; напряжение шумов, учитывающее частотно-зависимую чувствительность человеческого уха. Это напряжение измеряется с помощью оценивающего фильтра, в котором учтена зависящая от частоты чувствительность человеческого уха. Вид характеристики оценивающего фильтра установлен в стандартах. При этом взвешивание осуществляется при условии, что для частоты 1 кГц коэффициент передачи равен 0 дБ.

Наряду с шумами у полупроводников возникают помехи в виде треска или шороха. Они вызываются дефектами кристалла в $p-n$ -переходе и в значительной степени зависят от технологии изготовления схемы. Треск и шорохи представляют собой напряжение, вызывающее в громкоговорителях шум, подобный шуму сильного дождя. При шорохе статистическое значение амплитуды помехи колеблется между дискретными значениями, а частота следования импульсов и их длительность сильно различаются. Спектр частот лежит в пределах от 0,1 Гц до 10 кГц, а ширина импульсов от 0,1 до 100 мс.

Для значения напряжения помехи должно указываться внутреннее сопротивление R_g источника сигнала или входное сопротивление нагрузки. При этом считают, что в схеме помехи не возникают, а создаются на внутреннем сопротивлении генератора (рис. 2.9).

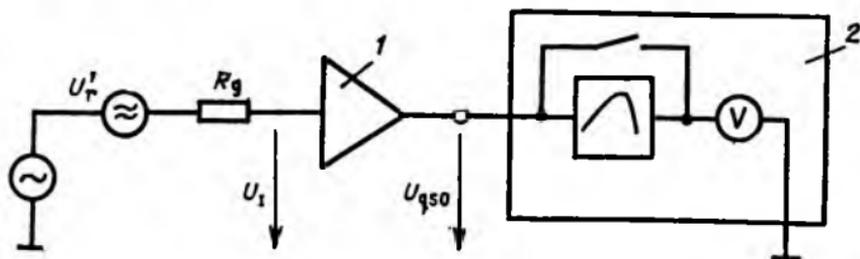


Рис. 2.9. Эквивалентная схема измерения шумов ИС:
1 — объект измерений без шумов; 2 — фазометр

Без учета усиления помех в внутреннем сопротивлении генератора R_g мощность шумов

$$P_r = 4kTB, \quad (2.15)$$

а напряжение шума

$$U_r' = \sqrt{4kTBR_g}, \quad (2.16)$$

где k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура; B — ширина полосы пропускания.

Для комнатной температуры

$$4kT = 1,6 \cdot 10^{-20} \text{ Вт} \cdot \text{с}. \quad (2.17)$$

Можно определить следующие характеристики электрических шумов:

а) Абсолютное значение. Напряжение шума измеряется вольтметром (см. рис. 2.9); амплитуда этого напряжения дополнительно оценивается путем измерения квазипикового значения. В случае синусоидального напряжения оно соответствует эффективному значению, а в случае импульсного напряжения — существенно больше, чем соответствующее эффективное значение. Такое положение в еще большей степени проявляется и для одиночных шумовых импульсов в сравнении с шумами равномерного вида. Для простоты проводят измерение квазипикового значения также и при оценке напряжения наводки. Определенное с помощью вольтметра значение напряжения U_{0s} относят ко входу измерителя шумов:

$$U_{rso} = \frac{U_{qso}}{A_u}. \quad (2.18)$$

б) Коэффициент шума F , указывающий, на какое число нужно умножить мощность шумов P_r на сопротивлении R_g , чтобы получить отнесенную к R_g фактически имеющуюся мощность шумов. Можно записать

$$F = \frac{P_r}{P_{r0}} = \frac{U_{rэф}^2}{U_{r0эф}^2} = \frac{U_{rэф}^2}{4kT BR_g}. \quad (2.19)$$

в) Мера шумов, представляющая собой соответствующую логарифмическую величину, дБ,

$$a_F = 10 \log F. \quad (2.20)$$

г) Отношение сигнал/шум. Для оценки качества схемы отношение сигнал/шум часто является более важным, чем абсолютное значение напряжения, и представляет собой ло-

гарифмическую величину, дБ,

$$a_{SN} = 20 \log \frac{U_{q\text{сиг}}}{U_{q\text{шум}}} . \quad (2.21)$$

д) Шорохи. Из известных методов измерений для определения шорохов подходят прежде всего прямые измерения (для напряжения наводки). К тому же здесь можно установить максимальное значение напряжения внутри длительного интервала (например, 3 с). Для этой цели используют компаратор с последующей схемой счетчика импульсов. Оценкой интенсивности шорохов будет служить число шумовых импульсов за единицу времени.

2.2.7. Измерение коэффициента нелинейных искажений

При передаче, усилении и демодуляции сигналов наряду с линейными преобразованиями имеют место также нежелательные нелинейные искажения. В ходе измерения коэффициента нелинейных искажений они определяются для сигнала одной частоты. Пусть на вход четырехполюсника подается сигнал с частотой f_1 . Из-за нелинейных составляющих в четырехполюснике на выходе наряду с ожидаемым сигналом U_{q1} с частотой f_1 возникают также сигналы U_{q2} , U_{q3} , U_{q4} ... с частотами соответственно f_2 , f_3 , f_4 ..., которые образуют целочисленное множество от f_1 ($f_2 = 2f_1$, $f_3 = 3f_1$...).

Коэффициент нелинейных искажений определяется по формуле

$$k = \frac{1}{U_q} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_{qn}^2} , \quad (2.22)$$

где U_{qn} — эффективное значение высших гармоник выходного сигнала; U_q — эффективное значение всего выходного сигнала.

Методика измерения коэффициента нелинейных искажений установлена в соответствующем стандарте. В качестве опорного напряжения используется синусоидальный сигнал. Коэффициент нелинейных искажений этого сигнала должен быть значительно меньше (в 10 раз и более), чем измеряемый коэффициент. На выходе схемы выделяют с помощью полосового фильтра высоких частот основную составляющую сигнала. В этом случае максимальный диапазон передачи ограничен фильтром низких частот на уровне 20 кГц (рис. 2.10).

Стандартная частота для измерений коэффициента нелинейных искажений выбрана равной 1 кГц, однако могут применяться и другие частоты в диапазоне от 40 Гц до 5 кГц. Хороший измеритель нелинейных искажений имеет перестраиваемый генератор и незначительный собственный коэффициент нелинейных искажений ($k < 0,01\%$), значение

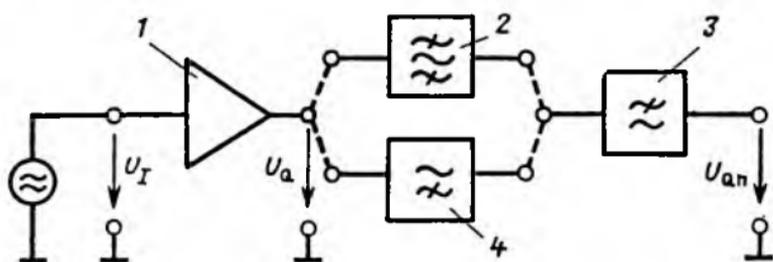


Рис. 2.10. Принципиальная схема измерения коэффициента нелинейных искажений:

1 — объект измерений; 2 — полосовой фильтр; 3 — фильтр НЧ; 4 — фильтр ВЧ

которого указывается на индикаторе без дополнительных расчетов. Наряду с измерением коэффициента нелинейных искажений прибор должен измерять и отношение сигнал/шум, чтобы можно было отличать искажения от шумов в ИС.

Коэффициент нелинейных искажений можно определить также с помощью низкочастотного анализатора. Этот прибор измеряет амплитуду и частоту отдельных колебаний. Существенным преимуществом метода измерений является независимое друг от друга рассмотрение искажений и шумов.

2.3. Измерения параметров типовых схем

В настоящее время существует очень много разнообразных типов аналоговых ИС. Практически для каждой области применения предлагаются свои схемы. Рассмотреть все области применения или даже типы ИС не представляется возможным из-за их огромного количества. Поэтому в последующих разделах описаны методы измерений только для наиболее часто применяемых аналоговых ИС. При этом выбраны схемы, которые представляют интерес либо из-за своего широкого распространения, либо из-за специфики измерений.

2.3.1. Операционный усилитель (ОУ)

Операционный усилитель используется для решения различных задач и входит в состав почти всех приборов. Благодаря интеграции удается получить недорогой, но высококачественный усилитель. Цена простых ОУ сегодня не сильно превышает цену обычных транзисторов. Использование ОУ не требует дополнительных теоретических знаний, а незначительное число внешних подключений делает его применение относительно простым. Наряду с использованием ОУ в качестве усилителя имеется возможность реализации и ряда других функций путем изменения внешних связей схемы. Операционный усилитель получил свое название из аналоговой вычислительной техники, где эти усилители в прежние годы использовались для осуществления математических операций типа сложения или интегрирования.

Устройство операционного усилителя. Он имеет дифференциальный входной каскад, выполненный на $p-n-p$ - либо $n-p-n$ -транзисторе. Если требуется очень малый входной ток, может применяться и МОП-транзистор. Входы P и N называют соответственно противофазными входами. Выходной каскад выполняется чаще всего по двухтактной схеме, возможны также конструкции с открытым коллекторным выходом или в виде эмиттерного повторителя. Из-за очень высокого коэффициента усиления и вызванной этим склонности к самовозбуждению ОУ обычно выполняется с частотной компенсацией. Различают внутренние компенсированные ОУ с ограниченной полосой частот и ОУ с внешней компенсацией. Необходимые подсоединения указываются в техническом паспорте ОУ. В последующем разделе подробно описано, что ОУ имеет также смещение входного напряжения. У большинства ОУ погрешности установки напряжения на входе могут компенсироваться с помощью внешнего регулировочного потенциометра, для подключения которого в схеме предусмотрены специальные клеммы.

Благодаря симметричной конструкции ОУ его питающее напряжение бывает как положительным, так и отрицательным. Обычно $U_{SP}, U_{SM} = \pm 12$ или 15 В. Этим самым можно добиться установки на выходе ОУ напряжения, равного нулю. Принципиальная схема ОУ чаще всего приводится только в виде входных и выходных цепей.

Основные параметры. Идеальный ОУ характеризуется следующими значениями параметров: входной ток и выходное сопротивление равны нулю, входное сопротивление и ко-

эффицент усиления бесконечны. Для пользователя очень важно знать, в какой степени реальный ОУ отличается от идеального. Для этого используют ряд параметров, которые ниже будут описаны более подробно.

Приведенная на рис. 2.11 схема благодаря симметричным питающим напряжениям U_{SP} и U_{SN} имеет нулевую

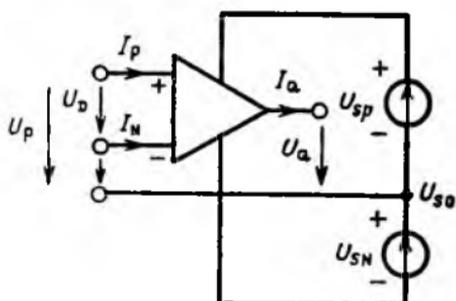


Рис. 2.11. Схема операционного усилителя

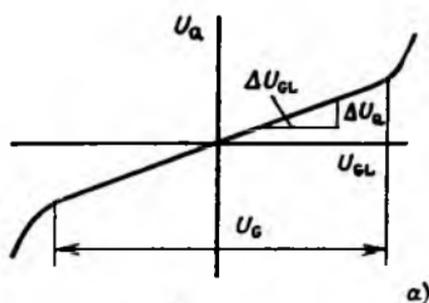
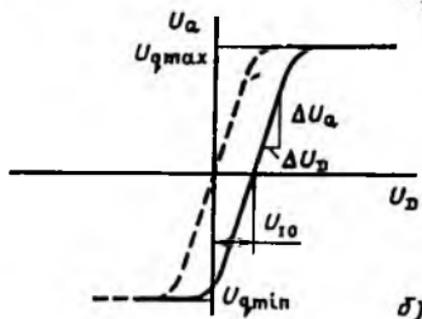


Рис. 2.12. Характеристики операционного усилителя:

a — выходное напряжение как функция входного напряжения; *б* — характеристика передачи



опорную точку U_{s0} ; входное и выходное напряжения рассматриваются относительно этой опорной точки. Входная разность напряжений

$$U_D = U_P - U_N. \quad (2.23)$$

Коэффициент усиления без нагрузки, называемый также дифференциальным коэффициентом усиления, определяется по формуле

$$A_{u0} = \frac{\Delta U_Q}{\Delta U_D}. \quad (2.24)$$

Если во входные напряжения U_P и U_N входит одинаковая составляющая U_{GL} , то при неидеальном ОУ эта синфазная составляющая, умноженная на коэффициент A_{GL} , называемый синфазным коэффициентом усиления, появляется на выходе схемы. Поэтому выходное напряжение ОУ

$$U_Q = A_{u0} (U_P - U_N) + A_{GL} U_{GL}. \quad (2.25)$$

Отношение коэффициента усиления ОУ к синфазному коэффициенту усиления называют коэффициентом подавления синфазного сигнала

$$a_{GL} = 20 \log \left[\frac{A_{u0}}{A_{GL}} \right]. \quad (2.26)$$

Диапазон синфазного напряжения, в котором соблюдается установленное в техническом паспорте значение коэффициента подавления синфазного сигнала, называется входным диапазоном синфазного сигнала. На рис. 2.12, а этот диапазон обозначен через U_G .

Передаточная характеристика ОУ из-за несимметрии во входном каскаде не проходит через нулевую точку (рис. 2.12, б). Входным напряжением смещения U_{I0} называют разность напряжений, которую необходимо подать на вход ОУ, чтобы на его выходе напряжение равнялось нулю. С учетом этого выражение (2.25) принимает вид

$$U_Q = A_{u0} (U_P - U_N - U_{I0}) + A_{GL} U_{GL}. \quad (2.27)$$

Входные токи покоя I_P и I_N необходимы для определения рабочей точки входных транзисторов ОУ. Средний входной ток покоя

$$I_B = \frac{I_P + I_N}{2} \Big|_{U_P, U_N = 0, \text{ в}}. \quad (2.28)$$

Смещение входного тока

$$I_{I0} = I_P - I_N \Big|_{U_P, U_N = 0 \text{ в}}. \quad (2.29)$$

Как видно из рис. 2.12, б, выходное напряжение ОУ линейно зависит от входного напряжения только в некотором диапазоне между граничными точками $U_{Q\min}$ и $U_{Q\max}$. Этот диапазон называется выходным диапазоном управления. В зависимости от вида схемы выходного каскада ОУ остаточное напряжение $U_s - U_Q$ при максимальном управлении меняется от нуля до нескольких вольт. В техническом паспорте выходной диапазон управления задается для определенной выходной нагрузки.

Наряду с такими величинами, как U_Q или U_G , которые непосредственно зависят от питающего напряжения, имеются еще ряд величин, например, коэффициент усиления или смещения, также зависящих от напряжения питания. Особенно нежелательным является изменение напряжения смещения, так как у некоторых схем ОУ это приводит к смещению рабочей точки. При измерениях этого смещения производят отклонение питающего напряжения в по-

ложительную и отрицательную сторону на одинаковую величину, т. е. $\Delta U_{sp} = -\Delta U_{sN}$.

Подавление смещения за счет питающего напряжения определяется по формуле

$$A_s = \Delta U_s | \Delta U_{I0}. \quad (2.30)$$

Соответствующая логарифмическая величина, дБ,

$$a_s = 20 \log \frac{\Delta U_s}{\Delta U_{I0}}. \quad (2.31)$$

Универсальный ОУ, используемый без каких-либо дополнительных мер в качестве усилителя с $A_{u0} = 1$ и отрицательной обратной связью, из соображений устойчивости должен вести себя как фильтр низких частот первого порядка с граничной частотой, при которой коэффициент усиления равен единице (рис. 2.13). Обычно это реализу-

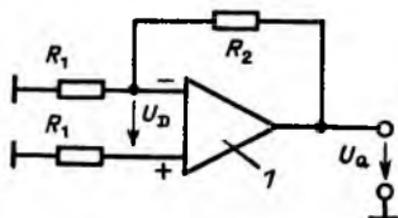
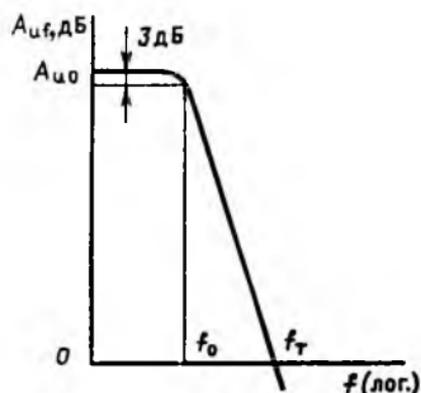


Рис. 2.13. Зависимость коэффициента усиления от частоты (без нагрузки)

Рис. 2.14. Измерение напряжения смещения:

1 — объект измерений

ется с помощью интегрирующего конденсатора обратной связи. В верхнем частотном диапазоне (выше f_0) произведение коэффициента усиления ОУ на частоту должно быть постоянным. Это произведение называется произведением усиления на полосу пропускания и математически записывается в виде

$$f_T = A_{uf} f. \quad (2.32)$$

Граничная частота фильтра низких частот

$$f_0 = \frac{f_T}{A_{u0}}. \quad (2.33)$$

Благодаря вышеуказанной внутренней частотно-зависимой отрицательной обратной связи уменьшается ско-

рость нарастания выходного сигнала

$$S_r = \frac{\Delta U_Q}{\Delta t} \Big|_{\max} \quad (2.34)$$

Измерение характеристик. Некоторые важные характеристики, такие как напряжение смещения и входной ток, могут измеряться относительно простыми методами. Испытуемый ОУ используется при этом в качестве измерительного усилителя. Рассмотрим, например, измерение напряжения смещения (рис. 2.14). Напряжение смещения усиливается в схеме ОУ с коэффициентом отрицательной обратной связи $A = (R_2 + R_1)/R_1$. Если $A \ll A_0$,

$$U_{i0} = \frac{-U_Q}{A} \quad (2.35)$$

Этот простой метод позволяет достаточно быстро определять важнейшие измеряемые величины. Более точные измерения должны проводиться с помощью дополнительного (вспомогательного) усилителя. При таком принципе измерений ОУ работает в обычном режиме, т. е. с полным коэффициентом усиления. Для отдельных измерений могут иметь место граничные условия $U_Q = 0$ или $A_u = A_{u0}$. Измерения выполняются без изменения ряда важнейших параметров ОУ, таких как напряжение и ток смещения, входной ток, коэффициент усиления, диапазон синфазного сигнала и т. д. При небольших изменениях указанных параметров возможно также измерение динамических характеристик ОУ, например произведения коэффициента усиления на полосу пропускания. Благодаря этому приведенные выше методы измерений используются при монтаже аппаратуры и серийных измерениях.

Рисунок 2.15, а иллюстрирует принцип работы измерительной схемы. Вспомогательный усилитель имеет заранее известные характеристики, поэтому его свойства могут рассматриваться как идеальные. В этом случае выходное напряжение контролируемого ОУ и управляющее напряжение равны по абсолютному значению, т. е.

$$U_Q = -U_{st} \quad (2.36)$$

Напряжение в рабочей точке

$$U_x = A \left[I_P \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_4 \right) - I_N (R_3 + R_5) + U_{i0} - \frac{U_{st}}{A_{u0}} \right], \quad (2.37)$$

где $A = (R_1 + R_2)/R_2$.

Если резисторы $R_1 - R_5$ выбраны так, что $A \ll 1$,

$$I_R R_2 \ll U_{10}, \quad I_N R_3 \ll U_{10}, \quad R_4 = R_5,$$

то, упростив (2.37), получим

$$U_x = A \left[(I_P - I_N) R_4 + U_{10} - \frac{U_{st}}{A_{u0}} \right]. \quad (2.38)$$

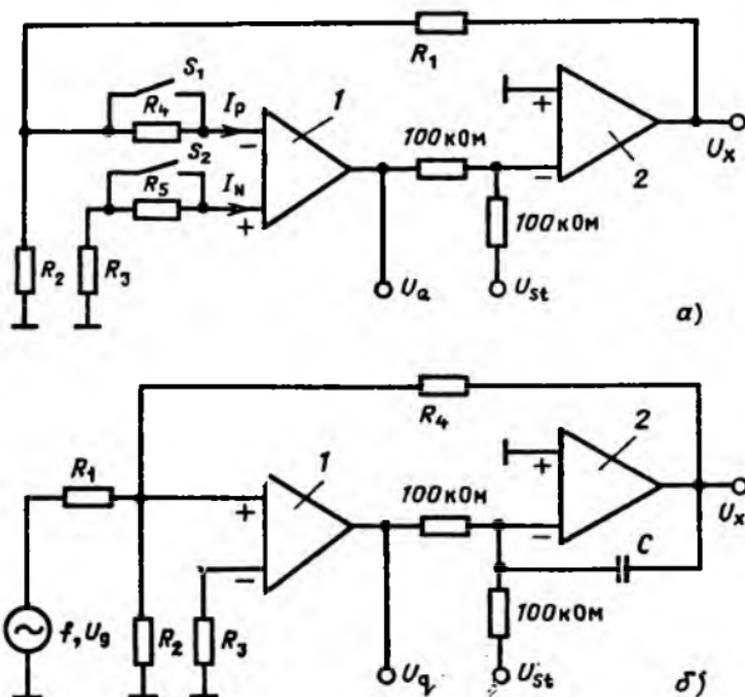


Рис. 2.15. Принципиальная схема измерения параметров операционного усилителя со вспомогательным усилителем:
 а — статические параметры; б — динамические параметры; 1 — объект измерений;
 2 — вспомогательный усилитель

Принцип измерений основывается на том, что измеряемый параметр подается по цепи обратной связи как входное напряжение. В рабочей точке U_x это напряжение усиливается с коэффициентом A и поэтому измеряется с более высокой точностью. Благодаря дифференциальным измерениям можно компенсировать составляющую погрешности, обусловленную изменением других параметров. При измерении напряжения смещения U_{10} ключи S_1 и S_2 замкнуты и управляющее напряжение $U_{st} = 0$. Тогда

$$U_{10} = \frac{U_x}{A}. \quad (2.39)$$

Входные токи покоя I_P и I_N вызывают на входных сопротивлениях R_4 и R_5 падение напряжения. Путем закорачивания указанных сопротивлений определяется это падение напряжения.

Если ключ S_1 замкнут, а ключ S_2 разомкнут,

$$I_N = \frac{\Delta U_x}{AR_5}, \quad (2.40)$$

а если S_2 замкнут, а ключ S_1 разомкнут,

$$I_P = \frac{\Delta U_x}{AR_4}. \quad (2.41)$$

Входной ток смещения либо рассчитывается по известным I_P и I_N и формуле (2.29)

$$I_{0s} = \frac{\Delta U_x}{AR_5}, \quad (2.42)$$

либо измеряется (ключи S_1 и S_2 разомкнуты).

При всех этих измерениях U_{st} остается равным нулю.

В случае измерения коэффициента усиления без нагрузки добиваются равенства приращений выходного напряжения Δu_Q и управляющего напряжения, т. е. $\Delta U_{st} = -\Delta u_Q$. Необходимое для получения равенства приращение входного напряжения усиливается с коэффициентом A и измеряется как ΔU_x :

$$A_{u0} = A \left| \frac{\Delta U_{st}}{\Delta U_x} \right| \text{ (ключи } S_1, S_2 \text{ замкнуты)}. \quad (2.43)$$

Подавление синфазной составляющей a_{GL} определяется с помощью двух измерений. Чтобы имитировать на входе постоянное напряжение U_{GL} , напряжения U_{sP} , U_{sN} и U_{st} сначала увеличивают, а затем уменьшают на величину $\frac{1}{2} \Delta U$. При этом U_{GL} равно соответственно $+\frac{1}{2} \Delta U$ и $-\frac{1}{2} \Delta U$, а

$$a_{GL} = A \frac{\Delta U}{\Delta U_x}. \quad (2.44)$$

В ходе этого измерения синфазной составляющей можно одновременно оценить входной диапазон синфазного сигнала, для чего определяется такое максимальное входное постоянное напряжение, при котором значение измеряемого параметра не превышает a_{GL} .

Аналогичным образом можно определить подавление

питающего напряжения, которое изменяется симметрично на величину ΔU_s . По изменению напряжения U_x определяют

$$A_s = A \frac{\Delta U_s}{\Delta U_x} . \quad (2.45)$$

Измерение произведения усиления на полосу пропускания требует некоторого расширения измерительной схемы (рис. 2.15, б). Сигнал переменного напряжения U_g от генератора подается через делитель напряжения R_1/R_2 на P -вход контролируемого усилителя. Вспомогательный усилитель так сильно охвачен отрицательной обратной связью через конденсатор C , что его коэффициент усиления на измеряемой частоте равен единице. За счет этого рабочая точка усилителя по постоянному напряжению стабилизируется и на выходе контролируемого усилителя появляется усиленный в A_{uf} раз сигнал U_q . Тогда произведение усиления на полосу пропускания

$$f_T = A_{uf} f = \frac{U_q}{U_g} \frac{R_1 + R_2}{R_2} f . \quad (2.46)$$

Скорость нарастания S_r определяется с помощью вышеописанной измерительной схемы. Это можно сделать либо в режиме повторителя напряжения, либо в режиме инверсного усилителя с коэффициентом усиления, равным единице. На вход усилителя подается прямоугольный импульс с очень крутым фронтом и достаточно большой амплитудой. Такой импульс можно относительно просто получить путем переключения на входе усилителя сигналов с $-U_s$ на $+U_s$ с помощью ртутного реле. Крутизна фронтов выходного импульса измеряется в линейном диапазоне. Скорость нарастания

$$S_r = \frac{\Delta U_q}{\Delta t} . \quad (2.47)$$

При измерении скорости нарастания полезно руководствоваться рекомендациями п. 2.2.5. Обычно скорость нарастания изменяется в пределах от 1 до 10 В/мкс.

2.3.2. Усилитель низкой частоты (НЧ)

В приборах бытовой электроники увеличивается число интегральных усилителей мощности. Их преимущества по сравнению с усилителями на дискретных элементах заключаются в малом числе внешних подключений и незначи-

тельных габаритах; при этом усилители выполняют ряд дополнительных функций, таких как защита от перегрузок и коротких замыканий, бесшумное включение и др. Наряду с простыми усилителями имеются еще двойные усилители, представляющие собой два идентичных усилителя на одной пластине. Такие усилители применяются либо в качестве стереоусилителей, либо в качестве мостовых усилителей.

Устройство. Структурная схема обычного усилителя приведена на рис. 2.16. Входной каскад выполнен с обыч-

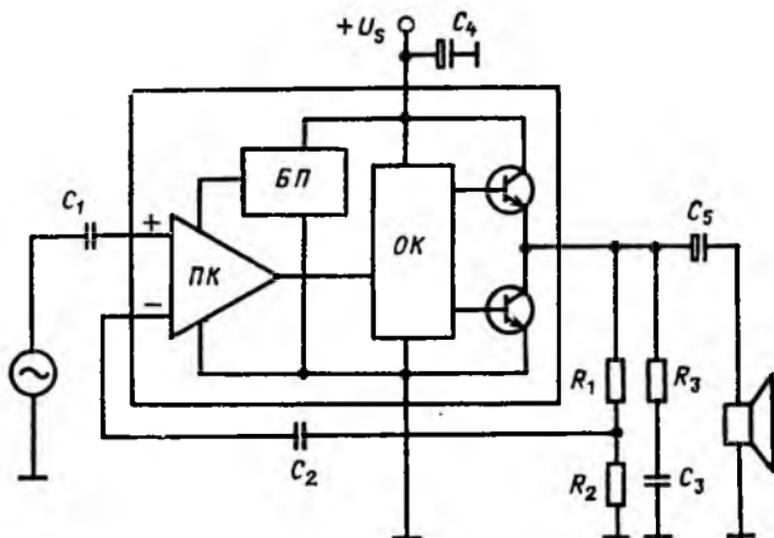


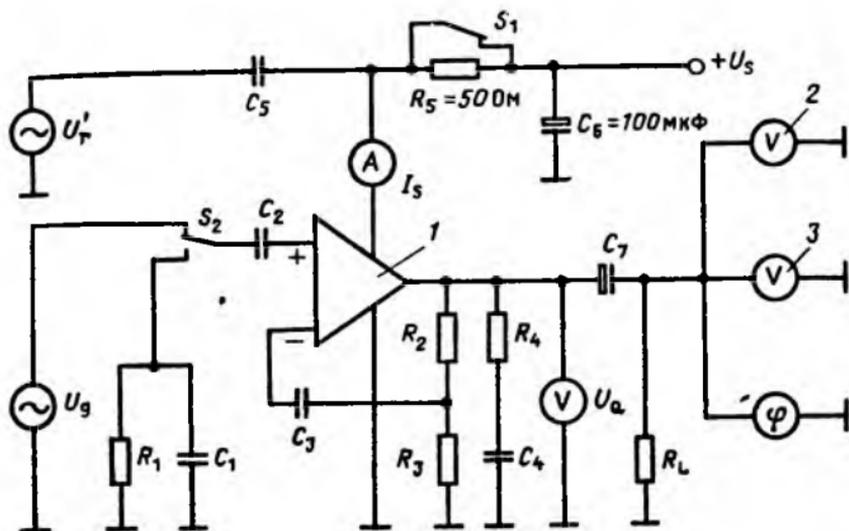
Рис. 2.16. Структурная схема усилителя НЧ в конкретном устройстве: ПК — предварительный каскад; БП — блок питания; ОК — оконечный каскад

ным и инверсным входами. В блоке питания предусмотрено подавление искажений, поступающих через цепи питания во входной каскад, и возможность установления рабочей точки всего усилителя. Предоконечный каскад включает в себя различные схемы защиты и осуществляет обработку сигнала, поступающего на выходной каскад. Последний работает в двухтактном режиме и выполнен на мощных $n-p-n$ - и $p-n-p$ -транзисторах. Коэффициент усиления (порядка 90 дБ) значительно выше по сравнению с обычными усилителями, у которых усиление колеблется в диапазоне от 26 до 46 дБ. Благодаря этому коэффициент усиления практически не зависит от параметров схемы.

Сигнал на вход усилителя (рис. 2.16) подается через конденсатор C_1 . Усиление определяется цепью отрицательной обратной связи, состоящей из резисторов R_1 и R_2 ; кон-

денсатор C_2 служит для развязки по постоянному напряжению. Разделительный конденсатор C_4 и цепь R_3-C_3 предотвращают возможную паразитную генерацию. Усиленный сигнал передается на выход через конденсатор C_5 .

Важнейшие параметры и их измерение. На измерительной схеме (рис. 2.17) особо выделены цепи питающего на-



Р и с. 2.17. Измерительная схема:

1 — объект измерений; 2 — низкочастотный вольтметр; 3 — измеритель нелинейных искажений

пряжения и входного сигнала. При размыкании ключа S_1 напряжение питания U_s складывается с переменным напряжением U_r' , что позволяет измерить подавление фона переменного тока. При измерениях уровня шума с помощью ключа S_2 осуществляется подключение ко входу усилителя определенной цепи R_1-C_1 . В случае достаточно высокого коэффициента усиления его значение в значительной степени определяется сопротивлениями резисторов R_2 и R_3 :

$$V_u = \frac{R_2 + R_3}{R_3}. \quad (2.48)$$

Постоянная составляющая выходного напряжения U_Q измеряется при отсутствии входного сигнала. Диапазон разброса этого параметра непосредственно влияет на выходную мощность. Большие допуски сокращают диапазон изменения выходного сигнала и, следовательно, максимальную выходную мощность усилителя.

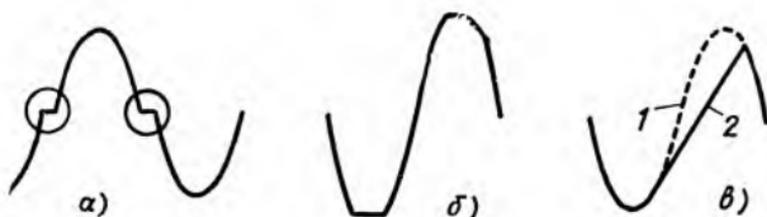
Выходное разностное напряжение ΔU_Q особенно важно для двойных усилителей. При этом ΔU_Q представляет собой разность постоянных составляющих выходного напряжения обоих усилителей. Выходное напряжение ΔU_Q вызывает нежелательный постоянный ток через громкоговоритель, подключаемый обычно непосредственно к выходам двойного усилителя.

Выходная мощность P_q и коэффициент нелинейных искажений k характеризуют прежде всего усилитель мощности. Они рассматриваются совместно, поскольку непосредственно зависят друг от друга. Вид функции $k=f(P_q)$ показан на рис. 2.18. При малой выходной мощности повышение коэффициента нелинейных искажений обусловлено неидентичностью параметров выходных транзисторов при переходе от положительной к отрицательной полуволне сигнала. Этот типичный вид искажений показан на рис. 2,19, а. В диапазоне средней мощности коэффициент нелинейных искажений имеет минимальное значение. При повышении выходной мощности он резко возрастает, поскольку причиной искажений становится ограничение «верхушки» синусоидального напряжения (рис. 2.19, б). Максимальная выходная мощность измеряется на определенном сопротивлении нагрузки R_L при коэффициенте нелинейных искажений порядка 10 % на средней частоте 1 кГц.

При измерении максимальной выходной мощности повышают напряжение генератора U_g до тех пор, пока не будет достигнуто заданное значение коэффициента нелинейных иска-



Р и с. 2.18. Типовой вид зависимости коэффициента нелинейных искажений от мощности



Р и с. 2.19. Типовые нелинейные искажения:
1 — должно быть; 2 — есть на самом деле

жений. Эффективное значение выходного напряжения $U_{qэ}$ используется для определения выходной мощности

$$P_q = \frac{U_{qэ}^2}{R_L}. \quad (2.49)$$

Измерение коэффициента нелинейных искажений происходит аналогично. Для определенной выходной мощности P_q рассчитывается выходное напряжение

$$U_q = \sqrt{P_q R_L}. \quad (2.50)$$

При этом напряжение генератора U_g устанавливается таким образом, чтобы достичь рассчитанного значения для U_q , после чего измеряется коэффициент нелинейных искажений.

Если коэффициент усиления по напряжению V_u достаточно высок, его значение полностью определяется сопротивлениями отрицательной обратной связи R_2 и R_3 при средней мощности и частоте 1 кГц. Можно записать

$$V_u = \frac{U_q}{U_g}. \quad (2.51)$$

Частотный диапазон усилителя представляет собой интервал частот, в пределах которого влияние частоты на усиление по напряжению V_u менее 3 дБ. Для оценки частотного диапазона изменяют частоту генератора при постоянстве амплитуды так, чтобы

$$\frac{U_{qf}}{U_{q1кГц}} = -3 \text{ дБ}. \quad (2.52)$$

Таким образом получают граничные частоты $f_{гнч}$ и $f_{гвч}$, определяющие частотный диапазон.

Из-за ограниченной скорости нарастания выходного напряжения при большом усилении и высокой частоте возникают специфические искажения выходного сигнала (рис. 2.19, в). По этой причине частотный диапазон усилителя при высокой выходной мощности сокращается.

Ширина полосы пропускания по мощности характеризует частотный диапазон, соответствующий высокой выходной мощности. При измерении исходят из средней частоты и увеличивают выходную мощность до тех пор, пока не будет достигнут определенный коэффициент нелинейных искажений. (Обычно принимают значения 1 кГц и 1% соответственно.) После этого частоту увеличивают (уменьшают) и одновременно регулируют выходную мощность

таким образом, чтобы коэффициент нелинейных искажений оставался постоянным. Граничная точка соответствует половинной мощности

$$\frac{P_{qf}}{P_{q1кГц}} \Big|_{k=1\%} = -6 \text{ дБ} \text{ или } \frac{U_{qf}}{U_{q1кГц}} \Big|_{k=1\%} = -3 \text{ дБ.} \quad (2.53)$$

Подавление сетевых искажений определяет нечувствительность схемы к искажениям, обусловленным цепями питающих напряжений. При измерении подавления питающее напряжение моделируется напряжением помехи U'_r , эффективное значение которого обычно выбирают равным 1 В при частоте 100 Гц. В измерительной схеме (рис. 2.17) ключ S_1 размыкается, генератор напряжения помехи подключается через сопротивление 50 Ом к источнику питания. Подавление сетевых искажений рассчитывается по формуле

$$a_{SVR} = 20 \log \left(\frac{U'_r}{U_q} \right). \quad (2.54)$$

Напряжение шумов обычно относят ко входу усилителя, чтобы обеспечить их независимость от коэффициента усиления. Напряжение шумов измеряют при определенном входном сопротивлении. В измерительной схеме с помощью ключа S_2 ко входу усилителя подключается цепочка $R_1 - C_1$. Обычно номиналы R_1 и C_1 выбираются соответственно 10 кОм и 1 пФ. Фазометр позволяет получить различные виды оценок (см. п. 2.2.4). Напряжение шумов определяется из соотношения

$$U_r = \frac{U_q}{V_u}. \quad (2.55)$$

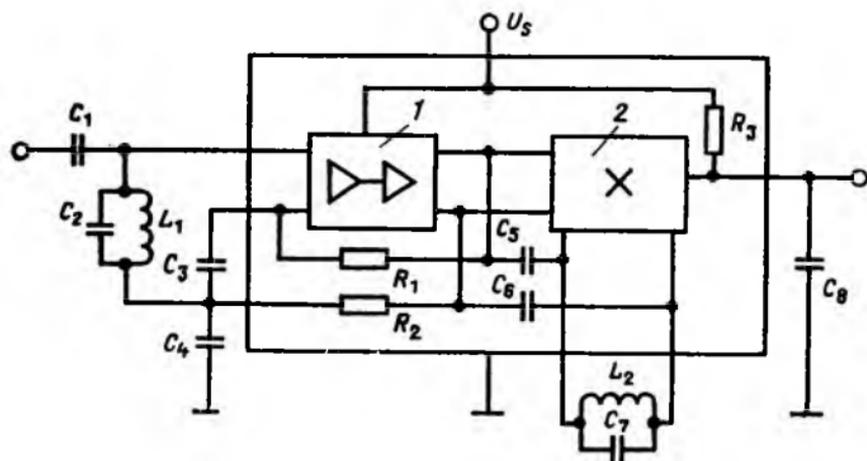
2.3.3. ЧМ—ПЧ-усилитель с демодулятором

ЧМ—ПЧ-усилитель в интегральном исполнении позволяет реализовать новую схемную концепцию, что дает возможность отказаться от известных устройств с несколькими усилительными каскадами, разделенными полосовыми фильтрами. Интегральный ЧМ-блок включает в себя усилитель с высоким коэффициентом усиления и широкой полосой пропускания. Селекция происходит на входе и выходе. Интегральный ЧМ—ПЧ-усилитель состоит чаще всего из полосового фильтра на входе (LG-фильтр, керамический фильтр и т. д.), интегрального усилителя и демо-

дулятора, выполненного по схеме совпадений с внешней фазосдвигающей цепью.

Современные ИС содержат наряду с вышеназванными устройствами ряд дополнительных устройств, таких как противозумовой фильтр, фильтр рассогласования, система автоматической подстройки частоты и т. д.

Конструкция. Простейший вид ЧМ—ПЧ-усилителя с интегральным демодулятором и необходимыми внешними устройствами представлен на рис. 2.20. Входной сигнал по-



Р и с. 2.20. Схема ЧМ—ПЧ-усилителя:
1 — усилитель-ограничитель; 2 — демодулятор

ступает через конденсатор C_1 . Полосовой фильтр $L_1—C_2$ обеспечивает выделение сигнала промежуточной частоты. Входной каскад состоит из симметричного усилителя-ограничителя с симметричным выходом. Усилитель-ограничитель содержит от 6 до 8 каскадов усиления с общим коэффициентом усиления порядка 80 дБ. В отличие от схем с амплитудной модуляцией в этом приборе усиление не регулируется.

Рабочая точка схемы стабилизирована для всего усилителя-ограничителя с помощью постоянного напряжения обратной связи ($R_1—R_2—C_3—C_4$). С выходов один сигнал непосредственно, а второй через фазосдвигающую цепь ($L_2—C_7$) поступают на схему совпадений. Демодулированный сигнал снимается с сопротивления R_3 . Конденсатор C_8 служит для фильтрации высокочастотной составляющей сигнала и может использоваться совместно с R_3 в качестве фильтра низкой частоты. Благодаря этому удается ком-

пенсировать (демпфировать) подъем частотной характеристики в области высоких частот.

Важнейшие параметры и их измерение. Измерительная схема (рис. 2.21) запитывается от высокочастотного генератора. Чтобы получить воспроизводимые результаты, измерения проводят при зашунтированном генераторе (со-

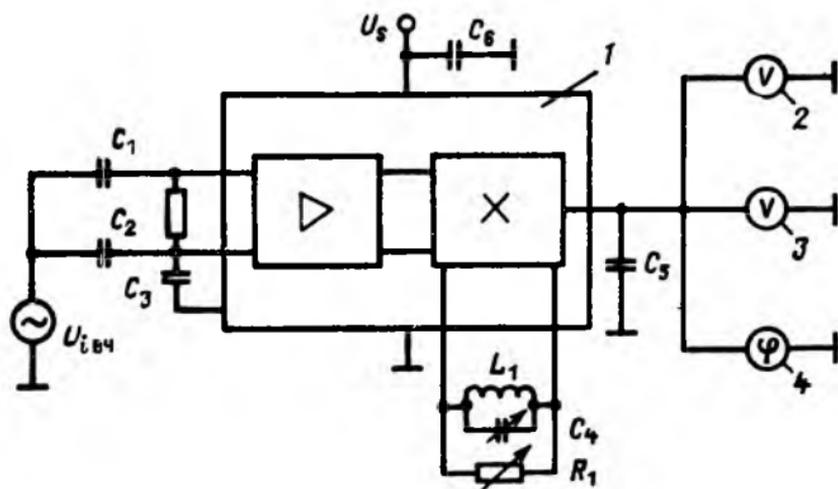


Рис. 2.21. Схема измерительной установки:

1 — объект измерений; 2 — низкочастотный вольтметр; 3 — измеритель нелинейных искажений

противление шунта обычно 50 Ом). Конденсаторы C_1 — C_2 — C_3 служат для установления рабочей точки и развязки. Фазосдвигающая цепь L_1 — C_4 должна иметь определенную добротность, поскольку изменение добротности цепи приводит к изменению выходного низкочастотного напряжения. Добротность цепи устанавливают с помощью резистора R_1 . Характеристики цепи заимствуют из паспортных данных (обычно значение добротности берется в пределах 20—50).

Важно подчеркнуть, что частота настройки фазосдвигающей цепи для каждой схемы должна устанавливаться каждый раз заново. Критерием настройки может служить максимум выходного низкочастотного напряжения либо минимум коэффициента нелинейных искажений. К выходу схемы подключен низкочастотный вольтметр, измеритель коэффициента нелинейных искажений и фазометр.

Для получения сравнимых данных необходимо определить выходное низкочастотное напряжение, коэффициент нелинейных искажений и т. д. в каждом конкретном случае

применения. Принимаются следующие типовые значения выходных величин: несущая частота $f_{\text{ВЧ}} = 5,5 \div 10,7$ МГц; частота модуляции $f_{\text{М}} = 1$ кГц; входное напряжение $U_{\text{ВЧ}} = 10$ мВ; девиация частоты $\Delta f = \pm 25 \div 75$ кГц.

Выходное низкочастотное напряжение $U_{\text{НЧ}}$ зависит в ограниченном диапазоне только от входного высокочастотного напряжения $U_{\text{ВЧ}}$. График кривой $U_{\text{НЧ}} = f(U_{\text{ВЧ}})$ на рис. 2.22, а имеет три характерные области. При высоком входном напряжении усилитель-ограничитель перегружен, максимальное входное напряжение оказывается чрезмерно большим. При средних значениях входного напряжения выходное напряжение не изменяется при изменении входного. Эта область соответствует рабочему диапазону схемы. Если при минимально установленном входном напряжении выходное низкочастотное напряжение уменьшить на 3 дБ, возникает ограничение рабочей области U_i . Это значение характеризует чувствительность схемы; ниже этого напряжения выходной сигнал сильно ослабевает.

Данное обстоятельство позволяет установить непосредственную связь между девиацией частоты и выходным низкочастотным напряжением (рис. 2.22, б). В идеальном случае эта зависимость носит линейный характер. Из-за нелинейности фазосдвигающей цепочки при увеличении девиации отклонение от линейной зависимости увеличивается. Это оказывает влияние и на коэффициент нелинейных искажений k (рис. 2.22, б). Последний обычно измеряют при определенной девиации, среднем высокочастотном напряжении около 10 мВ и частоте модуляции 1 кГц. Граничное значение k для очень большой девиации служит обобщающей характеристикой ИС.

Мерой нечувствительности к помехе служит подавление амплитудной модуляции $a_{\text{ам}}$. Поскольку этот параметр тоже за-

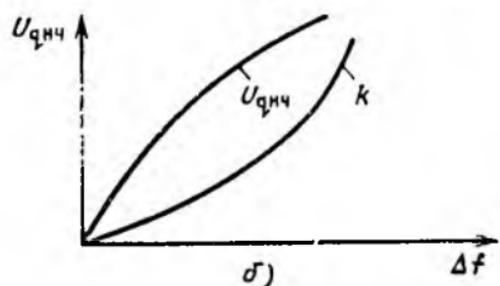
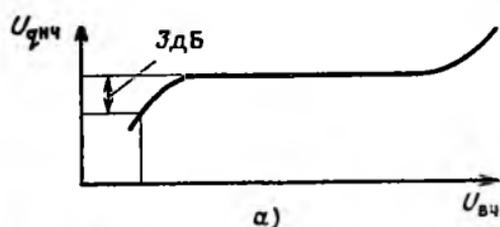


Рис. 2.22. Характеристика ЧМ—ПЧ-усилителя:

а — выходное НЧ-напряжение как функция входного ВЧ-напряжения; б — выходное НЧ-напряжение и коэффициент нелинейных искажений в зависимости от девиации частоты

висит от входного высокочастотного напряжения, он измеряется при определенном значении этого напряжения. Для определения значения $a_{ам}$ к генератору частотно-модулированного напряжения (например, $U_{iВЧ} = 10$ мВ, $\Delta f = \pm 50$ кГц, $f_m = 1$ кГц) подводится амплитудно-модулированный сигнал с постоянной амплитудой несущей и модулирующей частотой (например, глубина модуляции 30 %). При этом схема должна по возможности сильнее подавлять амплитудно-модулированный сигнал. Подавление амплитудной модуляции определяется отношением выходных напряжений для обоих видов модуляции

$$a_{ам} = 20 \log \left(\frac{U_{qчм}}{U_{qам}} \right). \quad (2.56)$$

Шумовое напряжение измеряется согласно действующим стандартам при немодулированном входном сигнале (см. п. 2.2.6). Однако лучшей характеристикой является отношение сигнал/шум. Оно измеряется для входного напряжения, указанного в техническом паспорте ИС. Выходное напряжение U_q при заданной девиации частоты, неизменном напряжении помехи U_r и отсутствии модуляции определяет отношение сигнал/шум

$$a_{SN} = 20 \log \left(\frac{U_q}{U_r} \right). \quad (2.57)$$

2.3.4. АМ-приемник

В отличие от схем для частотно-модулированного сигнала к частотным характеристикам современных ИС для амплитудно-модулированного сигнала не предъявляется высоких требований. Эти схемы включают обычно в свой состав высокочастотную часть с гетеродином и смесителем. В настоящее время стандартизирован также интегральный демодулятор, что позволяет создать компактный АМ-приемник с хорошими свойствами. Наряду с основными функциями этот приемник наделен также дополнительными устройствами для регулировки громкости, фиксированной настройки и др.

Устройство АМ-приемника. На рис. 2.23 показана структурная схема простейшего АМ-приемника. Он состоит из симметричного высокочастотного усилителя с регулируемым усилением, двухтактного смесителя с отдельным гетеродином, внешнего фильтра промежуточной частоты, усилителя промежуточной частоты (ПЧ), состоящего из

нескольких каскадов, и демодулятора. Регулировка усиления высокочастотного каскада осуществляется на основе сигнала, снимаемого со смесителя, а регулировка усиления усилителя промежуточной частоты — на основе сигнала от

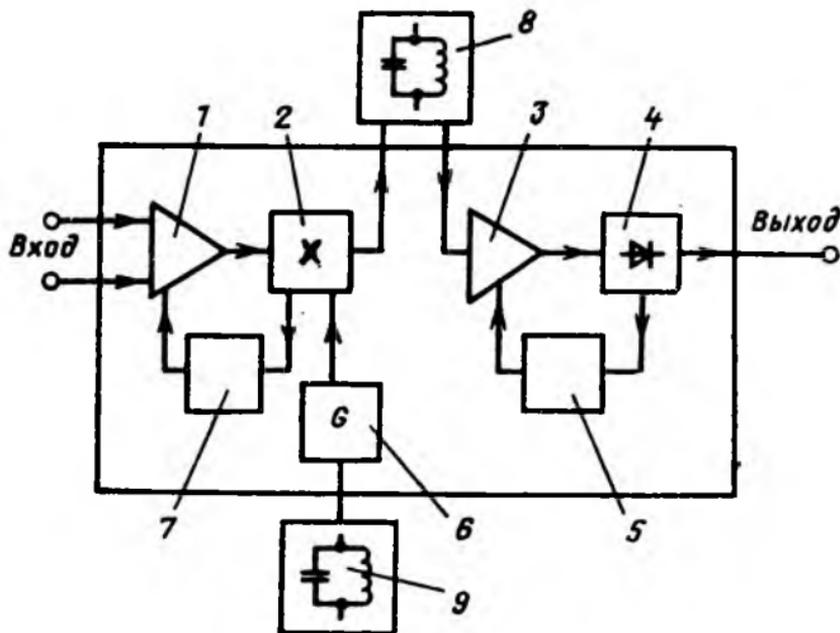


Рис. 2.23. Структурная схема АМ-приемника:

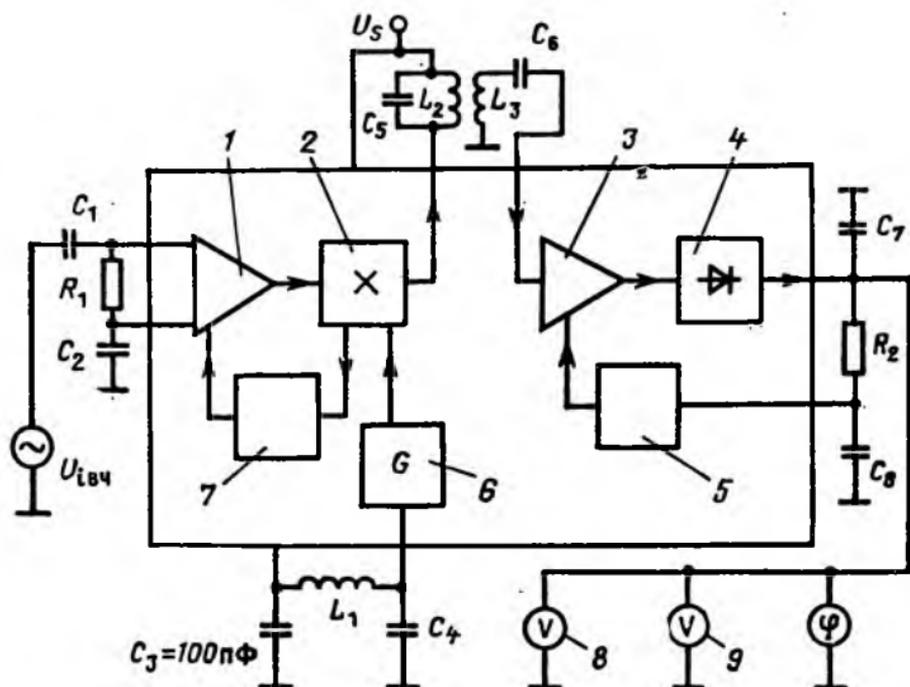
1 — усилитель ВЧ; 2 — смеситель; 3 — усилитель ПЧ; 4 — демодулятор; 5 — регулятор; 6 — генератор; 7 — регулятор ВЧ; 8 — полосовой ПЧ-фильтр; 9 — контур генератора

демодулятора. Обе регулировки производятся независимо друг от друга.

Измерение важнейших характеристик. Измерительная схема приведена на рис. 2.24. Генератор высокой частоты подключается к схеме через внутреннее сопротивление. Конденсаторы C_1 и C_2 служат для развязки по постоянному напряжению и стабилизации рабочей точки. Контур $L_1 - C_4$ определяет частоту гетеродина, источник гетеродинных колебаний имеет внутреннюю стабилизацию амплитуды. Фильтр промежуточной частоты $L_2 - C_5$ обладает определенной добротностью, которая в процессе измерений остается постоянной. С обмотки связи L_3 подается сигнал на усилитель ПЧ. Демодулированный сигнал низкой частоты, отфильтрованный с помощью конденсатора C_7 от высокочастотной составляющей, поступает на выход схемы. Цепочка $R_2 - C_8$ определяет постоянную времени схемы

регулирования усилителя ПЧ К низкочастотному выходу схемы подключены низкочастотный вольтметр, измеритель коэффициента нелинейных искажений и фазометр.

Все характеристики в техническом паспорте указываются для определенной частоты модуляции, глубины мо-



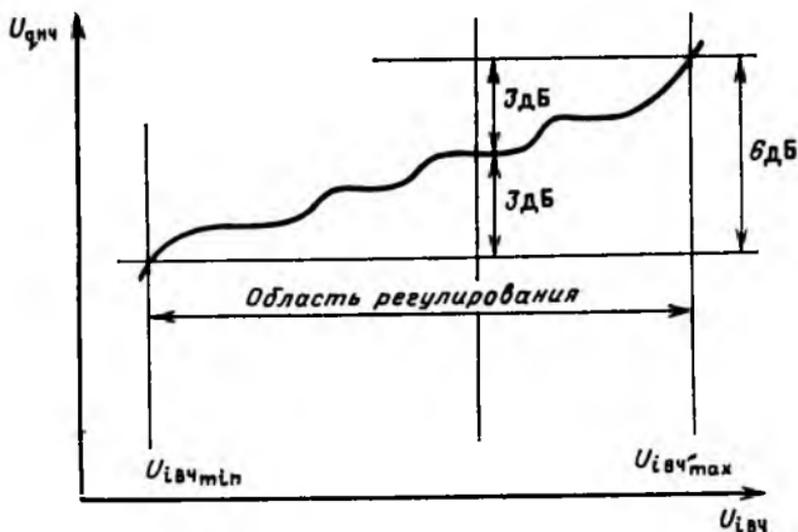
Р и с. 2.24. Измерительная схема:

1 — предварительный усилитель ВЧ; 2 — смеситель; 3 — усилитель ПЧ; 4 — демодулятор; 5 — регулятор ПЧ; 6 — генератор; 7 — регулятор ВЧ; 8 — НЧ-вольтметр; 9 — измеритель нелинейных искажений

дуляции, входного высокочастотного сигнала и входной частоты. Типовые значения этих параметров соответственно: $f_M = 1$ кГц; $m = 30\%$; $f_{iВЧ} = 1$ МГц; $U_{iВЧ} = 1$ мВ. Для обеспечения постоянного значения промежуточной частоты перед каждым измерением частота гетеродина подстраивается.

Выходное низкочастотное напряжение $U_{qНЧ}$ зависит от высокочастотного входного напряжения $U_{iВЧ}$ (рис. 2.25). В отличие от схем с частотной модуляцией при амплитудной модуляции выходное низкочастотное напряжение в случае изменяющегося входного высокочастотного напряжения из-за регулировки усиления в каскадах усиления высокой и промежуточной частот остается постоянным. Вследствие отдельной регулировки для нескольких каскадов эта зависимость носит ступенчатый характер.

Область регулирования V_u указывает, в каком диапазоне входного высокочастотного напряжения действует регулировка усиления. По определению она представляет собой диапазон, в котором выходное низкочастотное напря-



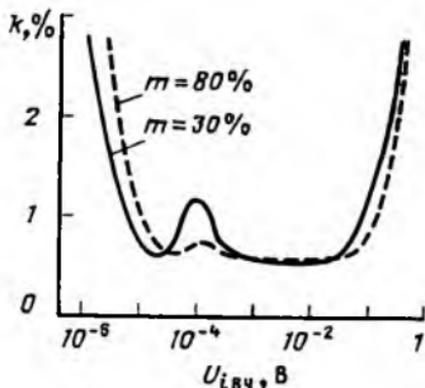
Р и с. 2.25. Зависимость $U_{нч}$ в функции $U_{вч}$

жение изменяется на 6 дБ. Обычно область регулирования равна 80 дБ. Измерение проводят чаще всего для среднего выходного напряжения, например принимают $U_{вч} = 1$ мВ; путем повышения и уменьшения $U_{вч}$ определяют точки $U_{вч_{max}}$ и $U_{вч_{min}}$. В этом случае $U_{нч}$ должно соответственно увеличиваться и уменьшаться на 3 дБ. Диапазон регулирования определяется по формуле

$$V_u = 20 \log \left(\frac{U_{вч_{max}}}{U_{вч_{min}}} \right). \quad (2.58)$$

Коэффициент нелинейных искажений k задается для различных входных высокочастотных напряжений. Обычно принимают $U_{вч} = 20$ мкВ, 1 мВ и 500 мВ. Глубина модуляции выбирается равной 30 %. Чтобы описать область функционирования схемы, в которой осуществляется демодуляция без искажений, коэффициент k задается также для более высокой глубины модуляции, например для 80 %. На рис. 2.26 показана типовая кривая зависимости $k = f(U_{вч}, m)$. Заметное повышение коэффициента нелинейных искажений в средней части этой кривой вызвано ступенчатой регулировкой усиления.

Рис. 2.26. Измерение коэффициента нелинейных искажений в функции входного ВЧ-напряжения и глубины модуляции m



Отношение сигнал/шум измеряется при различном входном высокочастотном напряжении. Чаще всего это отношение задается и указываются соответствующие ему минимальные значения входного высокочастотного напряжения: 6, 26 и 58 дБ, что позволяет проводить сравнительную оценку различных схем. Отношение сигнал/шум определяется в виде

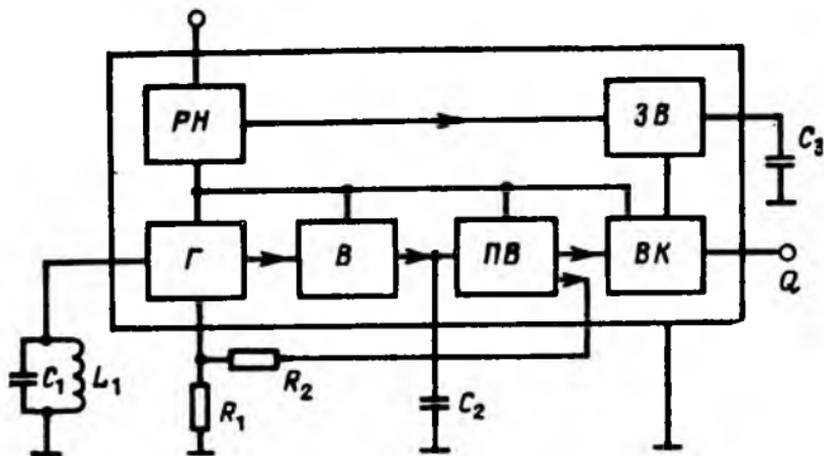
$$a_{SN} = 20 \log \left(\frac{U_{qHЧ|_{m=30\%}}}{U_{qHЧ|_{m=80\%}}} \right). \quad (2.59)$$

2.3.5. Индуктивные выключатели приближения

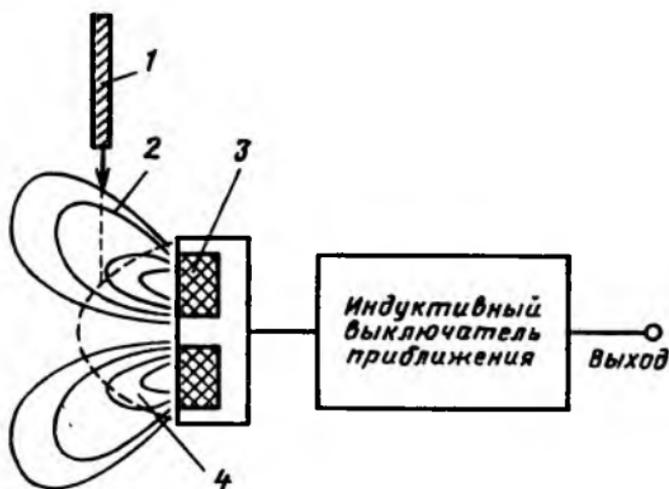
Возрастающее значение электронного управления и контроля за состоянием продукции и связанные с этим требования к производственной безопасности расширяют область использования выключателей приближения в интегральном исполнении, так как эти выключатели по сравнению с механическими имеют значительные преимущества благодаря бесконтактному способу действия.

У индуктивного выключателя приближения оценивается изменение амплитуды генератора при внесении затухания и без него. Затухание обусловлено проводящим предметом, находящимся вблизи выключателя. Благодаря применению ИС можно получить очень компактный выключатель приближения. Наиболее простой конструкцией такого прибора является круглый выключатель с метрической резьбой.

Устройство и функционирование. Принципиальная схема выключателя приближения представлена на рис. 2.27. Генератор имеет внешний LC-контур (L_1 , C_1), регулировочный резистор R_1 для установки рабочей точки генератора и чувствительности устройства. Катушка L_1 является собственно датчиком, она намотана на открытый с одной стороны сердечник. С открытой стороны катушки излучается высокочастотное электромагнитное поле. Проводящий



Р и с. 2.27. Принципиальная схема выключателя приближения:
РН — регулятор напряжения; *ЗВ* — замедлитель выключения; *ВК* — выходной каскад; *ПВ* — пороговый выключатель; *В* — выпрямитель; *Г* — генератор



Р и с. 2.28. Принцип действия индуктивного выключателя приближения:
1 — металлическая пластина; *2* — магнитные силовые линии; *3* — катушка генератора; *4* — область срабатывания

предмет проникает в это поле (рис. 2.28), энергия генератора расходуется на наведение в предмете индукционного тока, вследствие чего амплитуда его колебаний уменьшается. Далее с помощью выпрямителя амплитуда колебаний генератора преобразуется в постоянное напряжение и сглаживается с помощью конденсатора C_2 . Следующий за выпрямителем пороговый переключатель оценивает изменение

амплитуды генератора и управляет выходом Q . Пороговый переключатель вторым выходом через сопротивление R_2 связан с R_1 . Поэтому при переключении изменяется рабочая точка генератора и возникает явление гистерезиса. Для предотвращения ложного срабатывания схемы из-за гистерезиса предусмотрено замедление срабатывания. Время срабатывания определяется емкостью конденсатора C_3 .

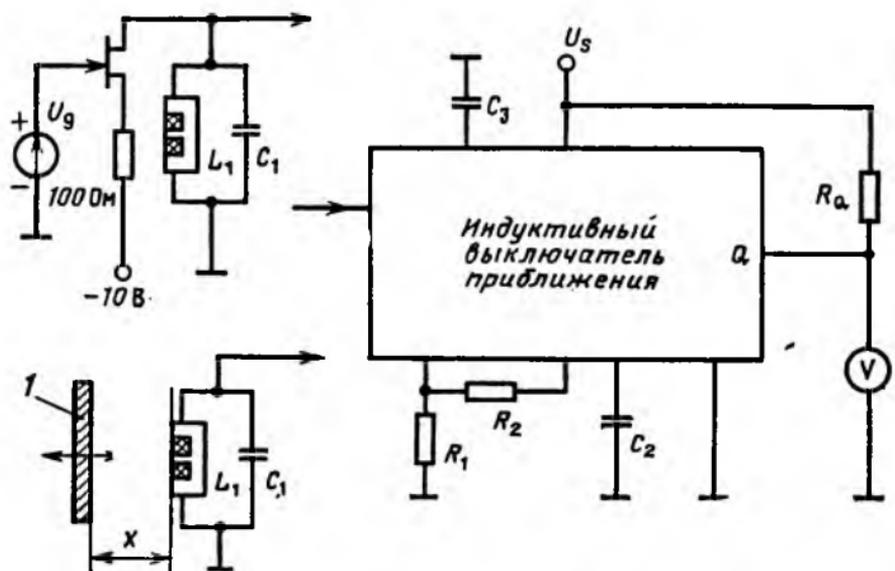
Метод измерений. Выключатель приближения интегрального типа используется в различных областях техники, поэтому измерения параметров схемы для всех областей его применения чрезвычайно трудоемки (различные схемы генераторов, различные расстояния срабатывания, гистерезис и т. д.). Рекомендуется проводить измерения характеристик выключателя отдельно в каждом конкретном случае.

Расстояние включения и выключения схемы определяется в лабораторных условиях с помощью микрометрического винта при срабатывании схемы. Расстоянием включения схемы называют такое максимальное расстояние между запирающей пластиной и поверхностью катушки, при котором переключается выход схемы, когда запирающая пластина приближается к катушке. Для определения расстояния выключения схемы запирающую пластину отодвигают от катушки. Разность расстояний включения и выключения называют гистерезисом. В случае, когда эти измерения проводятся в автоматическом режиме, запирающая пластина может перемещаться с помощью электродвигателя в осевом направлении.

Более точными являются чисто электрические измерения, в ходе которых колебательный контур шунтируется не запирающей пластиной, а переменным параллельно включенным резистором. При этом необходимо устанавливать зависимость между расстоянием включения схемы и необходимым демпфирующим сопротивлением. Эта зависимость определяется для различных регулировочных резисторов генератора путем измерения расстояния включения схемы и соответствующих им значений шунтирующего сопротивления. Граничные значения расстояний срабатывания схемы рассчитываются на основе полученной зависимости, а затем имитируются различные расстояния при контроле схемы с помощью этого шунтирующего сопротивления.

На рабочем месте, оборудованном ЭВМ для контроля выключателей приближения, шунтирующее сопротивление

изменяется с помощью постоянного напряжения, например управляющего, напряжения. Измерительная схема для этого случая приведена на рис. 2.29. Колебательный контур зашунтирован с помощью дифференциального выходного сопротивления полевого транзистора. Сопротивление перехода полевого транзистора линейно зависит от напряжения на затворе в широком диапазоне изменения этого напряжения.

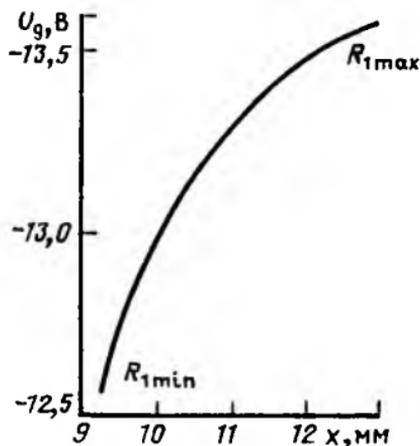


Р и с. 2.29. Измерительная схема:
1 — запирающая пластина

Последнее крайне важно, поскольку амплитуда колебаний генератора может составлять несколько вольт. При этом шунтирующее сопротивление изменяется от нескольких сотен ом до нескольких мегаом. Необходимая зависимость расстояния включения схемы от напряжения на затворе транзистора показана в виде примера на рис. 2.30. В ходе измерений с помощью стандартного программного обеспечения отыскивается такое напряжение на затворе, при котором на выходе происходит переключение схемы. Используя зависимость, приведенную на рис. 2.30, этому напряжению ставится в соответствие расстояние срабатывания схемы. Следует, однако, иметь в виду, что для каждого LC-контра следует определять свою зависимость расстояния срабатывания от напряжения на затворе транзистора.

В тех случаях, когда имеют место быстрые изменения расстояния, важно знать динамические характеристики вы-

Рис. 2.30. Пример зависимости напряжения на затворе от расстояния включения



ключателя приближения. Важное значение приобретают также и внешние подключения.

Большое расстояние в случае маленькой катушки приводит к медленному разгону генератора, что проявляется прежде всего при выключении схемы. Динамические свойства схемы определяются в первую

очередь интегрирующим конденсатором C_3 . Время срабатывания схемы измеряется прибором с независимо регулируемыми моментами включения и выключения. Перепад напряжения на затворе транзистора имитирует внезапное изменение условий и одновременно включает измеритель времени, который выключается в случае изменения сигнала на выходе схемы.

Задержка разрешающего сигнала определяется как интервал времени между подачей на схему питающего напряжения и моментом, когда возникают высокочастотные колебания в контуре генератора.

2.3.6. Схемы, основанные на эффекте Холла

Такие ИС в настоящее время распространены довольно широко. Основной областью их применения являются выключатели приближения и виброзащитные схемы. Кроме того, они широко используются в бесконтактных устройствах управления моментом запуска силовых агрегатов. Схемы, основанные на эффекте Холла, подразделяются на пороговые и линейные. У линейных схем выходное напряжение чаще всего пропорционально прикладываемому магнитному полю. Крутизна выходной характеристики может изменяться за счет внешних подключений.

Пороговые схемы обладают определенным порогом включения и выключения. Различают схемы с одним и двумя устойчивыми состояниями на выходе. Схема с двумя устойчивыми состояниями на выходе сохраняет свое состояние неизменным, если прикладываемое магнитное поле не изменяется. У схемы с одним устойчивым состоянием при

превышении входной индукции установленного уровня возникает на выходе импульс определенной длительности, не зависящей от дальнейшего изменения магнитного поля.

Устройство и функционирование. Схема включает в себя датчик Холла, усилитель и устройство обработки выходного сигнала, выполненные на одной пластине. Основой схемы является интегральный генератор Холла. Он состоит чаще всего из кристалла прямоугольной формы, через который в одном направлении протекает электрический ток (рис. 2.31). Если перпендикулярно направлению протекания тока

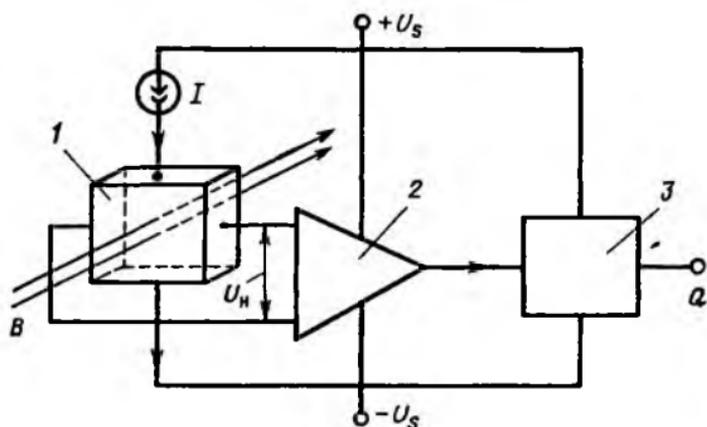


Рис. 2.31. Структурная схема переключателя, основанная на эффекте Холла:

1 — генератор Холла; 2 — дифференциальный усилитель; 3 — выходной каскад

действует магнитное поле B , между гранями кристалла возникает разность напряжений U_H . Эта разность называется напряжением Холла и обуславливается силой Лоренца, действующей на подвижные носители зарядов, а определяется следующим образом:

$$U_H = R_H IB. \quad (2.60)$$

Постоянная R_H зависит от геометрии кристалла и технологии изготовления генератора Холла, а ток I — от напряжения источника постоянного тока. Поэтому напряжение U_H определяется только магнитной индукцией B . В схеме (принципиальная схема приведена на рис. 2.31) напряжение Холла усиливается дифференциальным усилителем и преобразуется в сигнал, удобный для последующей обработки. В выходном каскаде происходит обработка сигнала в аналоговой или цифровой форме (в зависимости от вида схемы).

Определение различных параметров. Важнейшими параметрами схемы на основе эффекта Холла с двумя устойчивыми состояниями на выходе являются: индукция включения B_E , при которой происходит переключение выхода схемы; индукция выключения B_A , при которой происходит отключение выхода схемы. Гистерезис представляет собой разность между индукциями включения и выключения

$$B_{ny} = B_E - B_A. \quad (2.61)$$

Для схемы с одним устойчивым состоянием индукцией включения B_E называется индукция, при которой на выходе возникает импульс длительностью t_Q . Для повторного включения схемы необходимо индукцию магнитного поля уменьшить до индукции выключения B_A ; причем измерение индукции должно происходить достаточно медленно.

У аналоговых схем, основанных на эффекте Холла, добиваются прежде всего пропорционального выхода. Крутизна задается для определенных внешних подключений и вычисляется как отношение изменения выходного напряжения ΔU_Q к изменению индукции ΔB , т. е.

$$S = \frac{\Delta U_Q}{\Delta B}. \quad (2.62)$$

Методы измерений. Создание управляемого магнитного поля с достаточной точностью является основной трудностью при измерении параметров схем. В случае достаточно длинной воздушной обмотки можно создать магнитное поле с необходимой индукцией, однако такая обмотка непригодна для автоматических массовых измерений.

Для создания индукции примерно 0,1 Тл (1000 Гс) наиболее подходящим является магнит с Е-образным ферритовым сердечником (рис. 2.32). Благодаря включению в центральный стержень ферритовой вставки возникают два идентичных воздушных зазора с однородным магнитным полем, обусловленным симметричной конструкцией сердечника магнита. В один воздушный зазор вводится измеряемый объект, в другой — измерительный зонд, предназначенный для калибровки и регулировки измерительной схемы.

Поскольку индукция пропорциональна току, магнит может управляться с помощью программируемого источника тока (рис. 2.32). Резистор R_1 служит для регулировки измерительной схемы; R_2 является демпфирующим сопротивлением: магнитная катушка обычно имеет наряду с индуктивностью также паразитную емкость, образующую

Рис. 2.32. Измерительная установка без регулирования:

1 — ферритовый сердечник; 2 — катушка; 3 — объект измерений; 4 — вставка

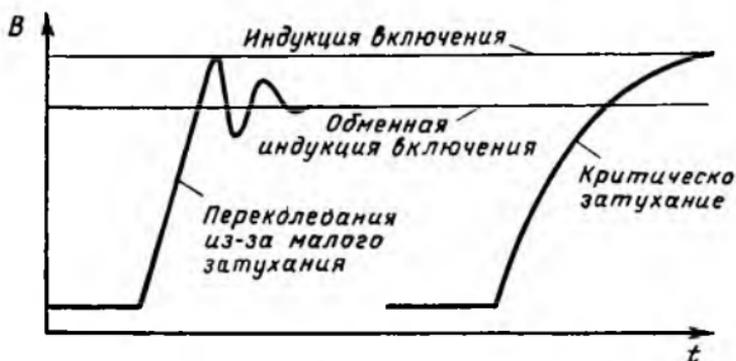
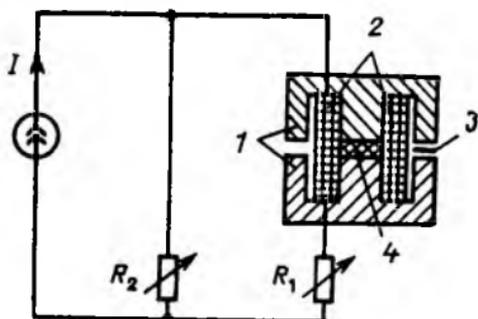
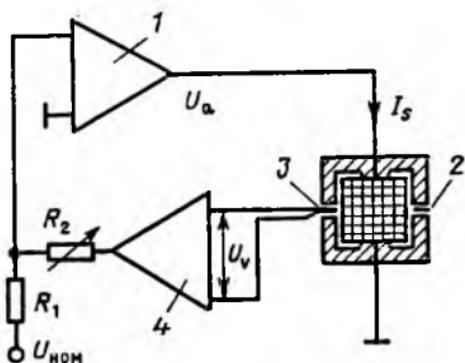


Рис. 2.33. Влияние затуханий на результат измерений

Рис. 2.34. Измерительная установка с регулированием:

1 — усилитель мощности; 2 — объект измерений; 3 — датчик Холла; 4 — дифференциальный усилитель



колебательный контур. Поскольку часто возникает необходимость в измерении порогового значения срабатывания схемы, при изменении поля может возникнуть не импульс, а колебания (рис. 2.33). Оптимальный режим измерения достигается в том случае, когда с помощью R_2 схема настроена на критическое затухание. Принцип действия измерительного устройства с регулированием показан на рис. 2.34. В зонде Холла, введенном в магнитный зазор, возникает напряжение U_V , пропорциональное индукции поля.

Это напряжение усиливается и подается вместе с номинальным сигналом $U_{ном}$ на вход усилителя мощности. В усилителе мощности устанавливается такое выходное напряжение U_Q и ток в катушке, чтобы в обоих воздушных зазорах создавалась желаемая индукция B_H . Калибровка происходит с помощью магнитометра, а сопротивлением R_2 устанавливается чувствительность на среднем уровне (например, $1 В \equiv 0,01 Тл$).

Пример измерения характеристик магнита. Измерительный магнит, получивший широкое распространение на практике, имеет следующие характеристики:

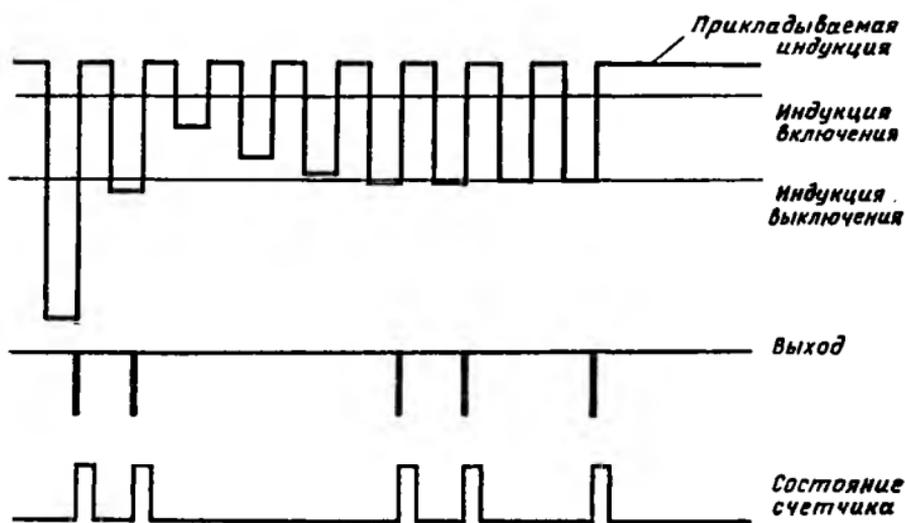
материал: N27, ферритовый сердечник E42/20 с ферритовой вставкой толщиной 2,5 мм;

260 витков, 0,6 мм, медь;

индукция, Тл: $B = 0,13 I$;

линейный диапазон от 0,095 до 0,1 Тл.

Измерения при наличии вычислительных средств. При определении индукции включения и выключения входная величина регулируется с помощью подходящего стандартного программного обеспечения (см. также п. 2.3.7) таким образом, чтобы достичь порога включения схемы. У схемы, основанной на эффекте Холла, с двумя устойчивыми состояниями на выходе данная регулировка осуществляется относительно просто. Более сложным оказывается измерение порога включения схемы при одном устойчивом состоянии на выходе. В этом случае необходим счетчик для регистра-



Р и с. 2.35. Измерение индукции выключения при одном устойчивом состоянии на выходе

ции переключений на выходе. В результате индукция включения определяется так же, как и в статических схемах.

При определении индукции выключения необходимо всегда начинать с включенного состояния. Затем индукцию уменьшают до срабатывания схемы, потом снова увеличивают и т. д. Возможный вид процесса измерений представлен на рис. 2.35.

2.3.7. Решение задачи при наличии вычислительных средств

В лабораторных измерительных установках необходимое расстояние между аппаратными средствами и контролируемым устройством, как правило, не является оптимальным; наоборот, для испытательной установки это расстояние может составлять несколько метров. Кроме того, из-за различных устройств сопряжения возникает переходное сопротивление. По этой причине опорная точка измерений должна определяться достаточно точно, поскольку относительно нее затем устанавливаются все напряжения и сигналы. Например, на рис. 2.36, *а* в качестве опорной точки вы-

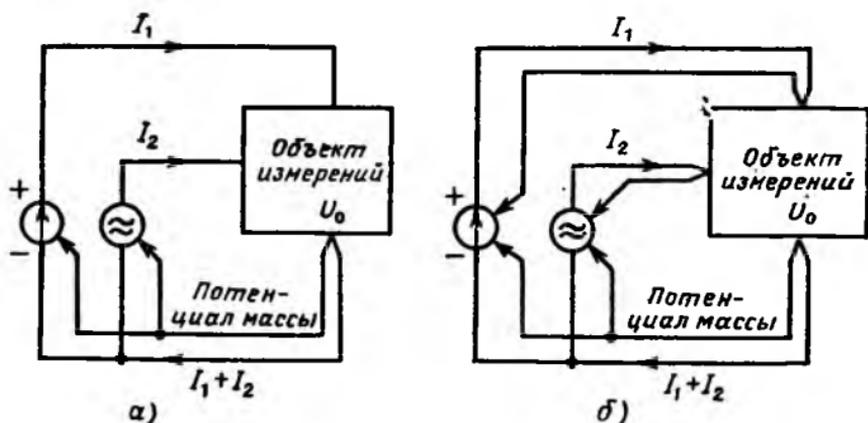


Рис. 2.36. Соединение приборов в измерительных установках:
а — двухпроводная схема; *б* — четырехпроводная схема

брано U_0 , а электрическое заземление состоит из токопроводящего кабеля. Падение напряжения на проводниках, вызванное токами I_1 и I_2 , исключается в качестве источника погрешности благодаря соответствующему подключению различных генераторов. Чаще всего обычного электрического заземления оказывается недостаточно, и поэтому для создания на отдельных типах ИС необходимых потенциа-

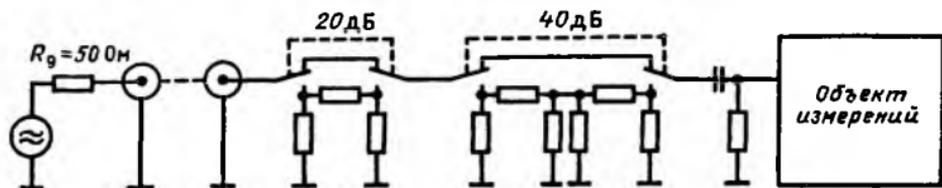


Рис. 237. Регулируемый калиброванный делитель при $Z = 50 \text{ Ом}$

лов с высокой точностью применяется схема, приведенная на рис. 2.36, б.

В ходе измерений параметров высокочастотных схем часто требуется подавать на вход ИС высокочастотный сигнал порядка нескольких микровольт. При подаче такого незначительного напряжения по длинным проводникам возникает погрешность измерения, вызванная искажениями в цепи входного сигнала. Поэтому в большинстве случаев непосредственно на входе схемы устанавливают калиброванный делитель с необходимой регулировкой, а на делитель подается высокочастотный сигнал приемлемой амплитуды. Управляемый (регулируемый) калиброванный делитель, показанный на рис. 2.37, предназначен для работы с нагрузкой 50 Ом и позволяет получать ослабление 20, 40 или 60 дБ. Если использовать малогабаритные реле, делитель оказывается весьма компактным. Сигналы частотой до 10 МГц с помощью данного делителя могут ослабляться с необходимой точностью. Кроме того, применение малогабаритных реле позволяет обеспечить быстрые переключения (в пределах 1 мс) и низкую мощность управления.

Измерения очень малых низкочастотных напряжений, например напряжения шумов при длинных проводниках, тоже связаны с определенными трудностями. В этом случае измерительный усилитель целесообразно подключать непосредственно к выходу ИС. На рис. 2.38 показан пример подключения усилителя с переключателем усиления на 0 и 40 дБ. Поскольку входной ток очень мал и коэффициент усиления по постоянному напряжению равен 1, усилитель при всех измерениях может оставаться подключенным к выходу ИС. В случае необходимости подключаются последовательно два усилителя.

Длинные экранированные проводники, часто применяемые в испытательных установках, имеют емкость кабеля до нескольких сотен пикофард, вследствие чего могут возникать помехи на входе и выходе. Схема, приведенная на

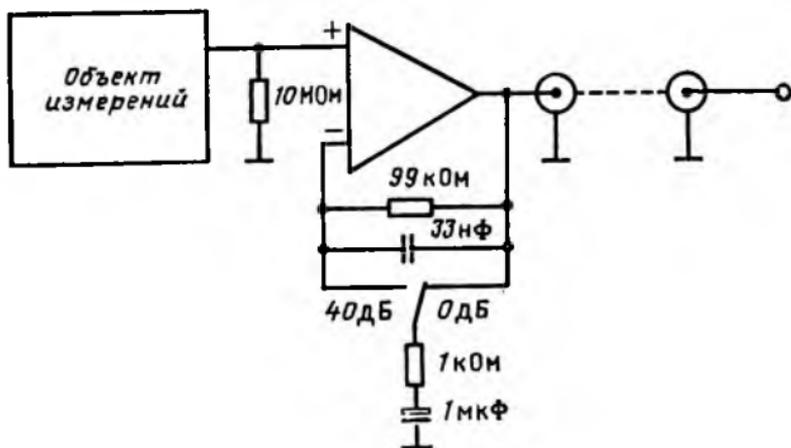


Рис. 2.38. Регулируемый измерительный усилитель с переключением усиления от 0 до 40 дБ

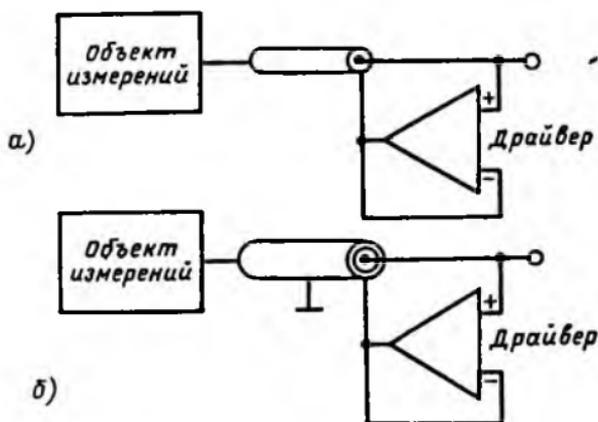


Рис. 2.39. Способы снижения влияния соединений на точность измерений

рис. 2.39, а, позволяет существенно уменьшить влияние емкости кабеля. Для этого к внутреннему проводнику и экрану подводится постоянное напряжение, которое позволяет практически исключить переменную емкость кабеля. При очень чувствительных измерениях, например измерениях токов в диапазоне нескольких пикоампер, применяют двойную экранировку кабеля. Экранированный проводник выполняется с дополнительным экраном, соединенным с массой (рис. 2.39, б).

Для статических параметров используются чаще всего цифровые методы измерений и определяются только

мгновенные значения. Время измерения при этом составляет несколько микросекунд. Поэтому, если измеряемая величина в процессе измерений меняется, эти методы могут привести к ошибочным результатам. Примером таких измерений является измерение тока схемы, имеющей внутренний гетеродин: здесь на ток источника питания накладывается переменный ток. Аналогичная ситуация складывается и при измерении постоянного напряжения, например выходного напряжения усилителя; результаты могут быть искажены помехами (шумами). Если чисто схемотехнических мероприятий (например, блокировочных конденсаторов) при этом оказывается недостаточно или их невозможно осуществить, погрешность измерений можно уменьшить за счет усреднения результатов единичных измерений. С этой целью многие измерительные системы имеют встроенный фильтр низких частот (НЧ).

При измерении параметров высокочастотных схем с настраиваемыми LC-контурами из-за различных сопротивлений ИС контур при каждом измерении должен настраиваться вновь. ЧМ—ПЧ-демодуляторы имеют для этого встроенный вариакп, емкость которого изменяется с помощью программируемого источника постоянного напряжения (рис. 2.40). Оптимальная настройка производится по стандартной программе, приведенной ниже. Подобная проблема возникает также при подстройке гетеродина схемы с амплитудной модуляцией.

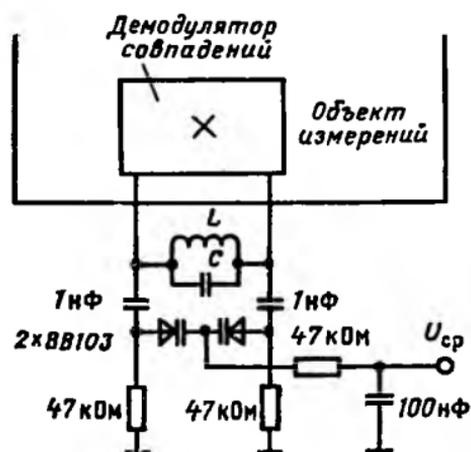


Рис. 2.40. ЧМ—ПЧ-демодулятор с подстраиваемым фазовращателем

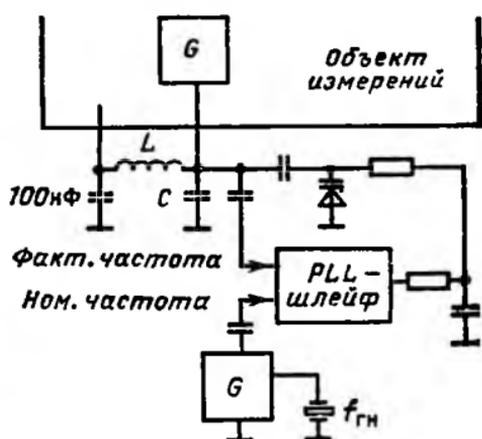


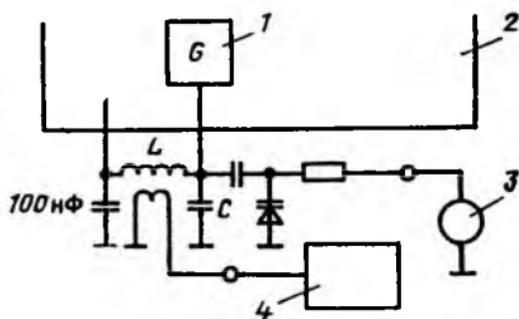
Рис. 2.41. АМ-приемник с гетеродином на PLL-шлейфе:
G — генератор

На рис. 2.41 показана схема фазовой подстройки частоты гетеродина. На вход схемы поступает сигнал требуемой частоты от внешнего кварцевого генератора, который сравнивается с частотой сигнала гетеродина, и на основе разностной частоты формируется такое управляющее напряжение на варикапе, что частоты обоих генераторов совпадают с точностью до фазы. Этот метод обладает тем недостатком, что в непосредственной близости от контролируемой схемы работает посторонний генератор, который при определенных условиях может создавать помехи. Поэтому имеются технические решения, позволяющие регулировать гетеродин схемы с помощью специальной программы.

В качестве примера на рис. 2.42 показано измерение частоты генератора цифровым частотомером. Напряжение

Рис. 2.42. Гетеродин АМ-приемника с программной подстройкой:

1 — генератор; 2 — объект измерений; 3 — программируемый источник напряжения; 4 — частотомер



настройки устанавливается программным путем так, что частота колебаний генератора в точности соответствует своему номинальному значению.

Программа установки входного сигнала. В ряде случаев требуется устанавливать такие значения входных сигналов схемы, при которых на выходе достигаются требуемые значения. Например, для демодулятора ПЧ необходимо устанавливать на входе такое напряжение, при котором на выходе сигнал изменится на 3 дБ. С этой целью многие испытательные установки имеют в своем составе соответствующие программные средства либо могут управляться с помощью программного обеспечения. Типовая программа настройки указанных схем требует наличия следующих исходных данных:

максимальных и минимальных значений входных величин;

полярности (с указанием вида выходного сигнала при увеличении входного сигнала);
необходимых значений выходных сигналов;
требуемой разрешающей способности;
максимально допустимого числа шагов настройки.

В простейшем случае диапазон входного сигнала делится пополам до тех пор, пока не будет достигнута требуемая разрешающая способность либо максимальное число шагов настройки. Эта программа работает также и в том случае, когда невозможно установить необходимое значение выходного сигнала из-за его дискретного характера. Программу можно дополнить схемой коррекции погрешностей, благодаря чему повышается достоверность измерений при наличии помех, обусловленных шумами, дрейфом или случайными погрешностями.

Если искомый параметр схемы обладает гистерезисом (например, триггер Шмидта), необходимо указывать, в каком направлении следует изменять входную величину. Кроме того, подача нового значения сигнала на вход должна производиться всегда в определенном положении схемы.

Рассмотренная программа позволяет также находить минимум или максимум параметров схемы. Для этого проводятся два измерения при незначительно отличающихся значениях входной величины. Разность величин на выходе схемы позволяет судить о направлении экстремума (в области экстремума разность равна нулю). При достижении экстремума искомое значение входной величины определяется как среднее значение последних двух измерений.

2.4. Методы и средства контроля

Изготовители ИС из экономических соображений стремятся к уменьшению затрат на их создание. Эти затраты складываются из очень многих составляющих. Прежде всего на затраты влияют: цена средств контроля, продолжительность, объем и эффективность контроля, заработная плата персонала и т. д.

Средства контроля представляют собой обычно автоматизированные системы контроля. В зависимости от номенклатуры ИС и их количества это могут быть универсальные либо специальные системы контроля или же измерительные системы, управляемые ЭВМ через стандартные интерфейсы. В последующих главах эти измерительные системы будут кратко рассмотрены. Их цена может варьироваться от

10 тыс. марок для простых систем измерений с ЭВМ и стандартным интерфейсом до 1,5 млн. марок для больших систем контроля.

Продолжительность контроля связана с вариантом построения системы контроля, при этом минимальную продолжительность имеют обычно универсальные системы контроля благодаря наличию быстродействующих и производительных ЭВМ, входящих в их состав, и наличию нескольких параллельных измерительных каналов.

Однако прежде всего на продолжительность контроля влияет объем контролируемых параметров. Как уже упоминалось в § 2.1, полностью параметры схемы невозможно проконтролировать во всех диапазонах их изменения. Поэтому метод и программа измерений должны выбираться таким образом, чтобы достичь необходимого качества контроля при минимальном числе параметров.

Программа измерений определяется рядом условий. Прежде всего это проявляется при выборе последовательности измерения параметров для выявления отказавшего элемента схемы. Вначале необходимо проверить схему на отсутствие в ней коротких замыканий и обрывов. Затем проводится грубое измерение основных параметров и только после этого измеряются все оставшиеся параметры. Значительного сокращения продолжительности измерений можно добиться также за счет использования метода, при котором все измерения прекращаются с обнаружением первого же параметра, значения которого находятся вне диапазона его допустимых значений.

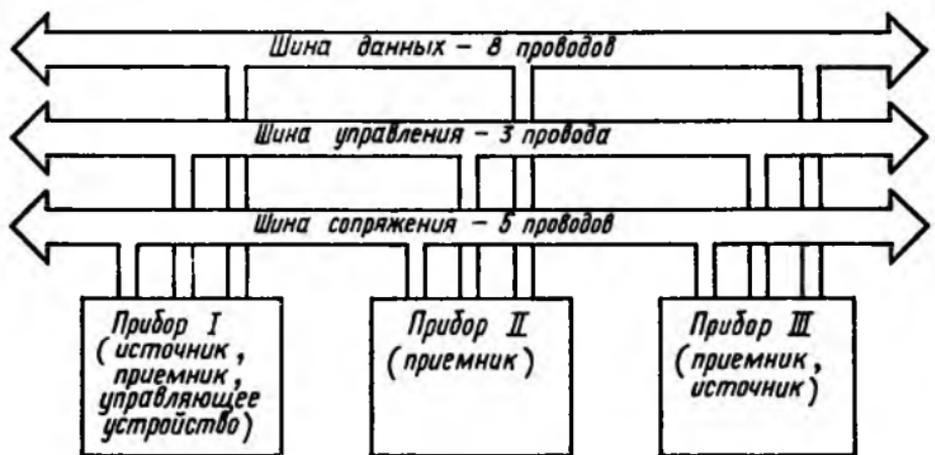
2.4.1. Измерительная система на основе программно-управляемых измерительных приборов

При проведении лабораторных исследований нередко возникает необходимость в измерении всех параметров схемы для любых условий ее применения (в том числе и для всего температурного диапазона). Только в этом случае удастся получить полную картину о свойствах ИС и провести ее необходимую доработку.

Хотя число испытываемых ИС ограничено, количество измеряемых характеристик оказывается весьма значительным. По этой причине в состав измерительной системы целесообразно включать ЭВМ. Практически все изготовители измерительных приборов предусматривают в их составе стандартные устройства сопряжения с ЭВМ. Эти устройст-

ва сопряжения имеют характеристики, соответствующие международному стандарту МЭК 625.1. Почти аналогичные характеристики имеет американский интерфейс IEEE-488. Различие состоит лишь в штекерных разъемах обоих интерфейсов.

Устройство управления объединяет все приборы, имеющие стандартную интерфейсную плату, в единую измерительную систему. Для идентификации каждого прибора в системе ему присваивают определенный адрес. Устройство управления может действовать либо как приемник, либо как источник, т. е. принимать или передавать данные. Другие приборы (рис. 2.43) или только обрабатывают данные



Р и с. 2.43. Структура шины IES

(приемник — например, источник напряжения), или по команде устройства управления их передают (источник — например, измерительный прибор).

Благодаря стандартизации интерфейса удается относительно просто объединять в измерительную систему приборы, производимые различными фирмами.

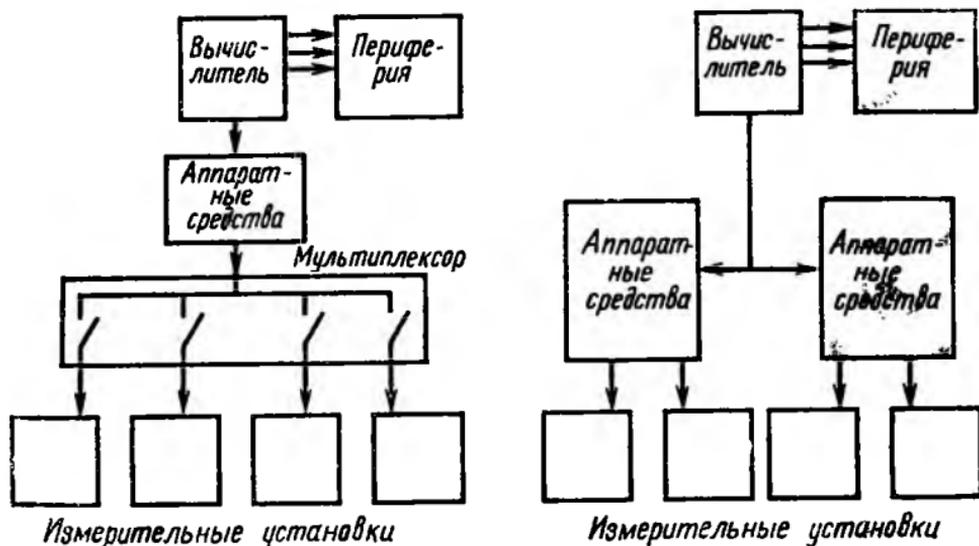
Аппаратные средства измерительной системы должны включать шину связи с приборами, которая на обоих концах оборудуется специальными разъемами. Шина связи позволяет быстро расширять возможности системы или изменять число входящих в нее измерительных приборов. Эта шина обычно тоже стандартизована и рассчитана не более чем на 15 измерительных приборов, включая прибор управления. Длина кабеля связи не превышает 20 м.

В принципе в качестве устройства управления при стан-

дартизованном интерфейсе можно использовать любую ЭВМ. В большинстве случаев оказывается достаточно настольной ЭВМ; быстродействие и объем памяти существующих ЭВМ обеспечивают решение основных задач контроля аналоговых ИС. Если же необходимо обрабатывать большие массивы данных или требуется высокое быстродействие, в качестве устройства управления целесообразно использовать мини-ЭВМ. Периферийные устройства (графопостроитель, печатающее или запоминающее устройство) должны замыкаться непосредственно на ЭВМ, минуя интерфейсную шину. В качестве языка программирования применяют чаще всего БЕЙСИК. Возможно также программирование путем прямого доступа к приборам в машинных кодах, которое характерно обычно для малых ЭВМ. Однако это целесообразно делать в тех случаях, когда речь идет о стандартных программах либо когда выполнение программы на языке БЕЙСИК производится медленнее, чем при программировании в машинных кодах.

2.4.2. Универсальные системы контроля

Из большого числа концепций построения универсальных систем контроля на рис. 2.44 показаны в качестве примера две системы. На рис. 2.44, а воспроизведена система контроля, состоящая из четырех измерительных установок, объединенных мультиплексором, входящим в состав аппа-



Р и с. 2.44. Структура больших систем контроля

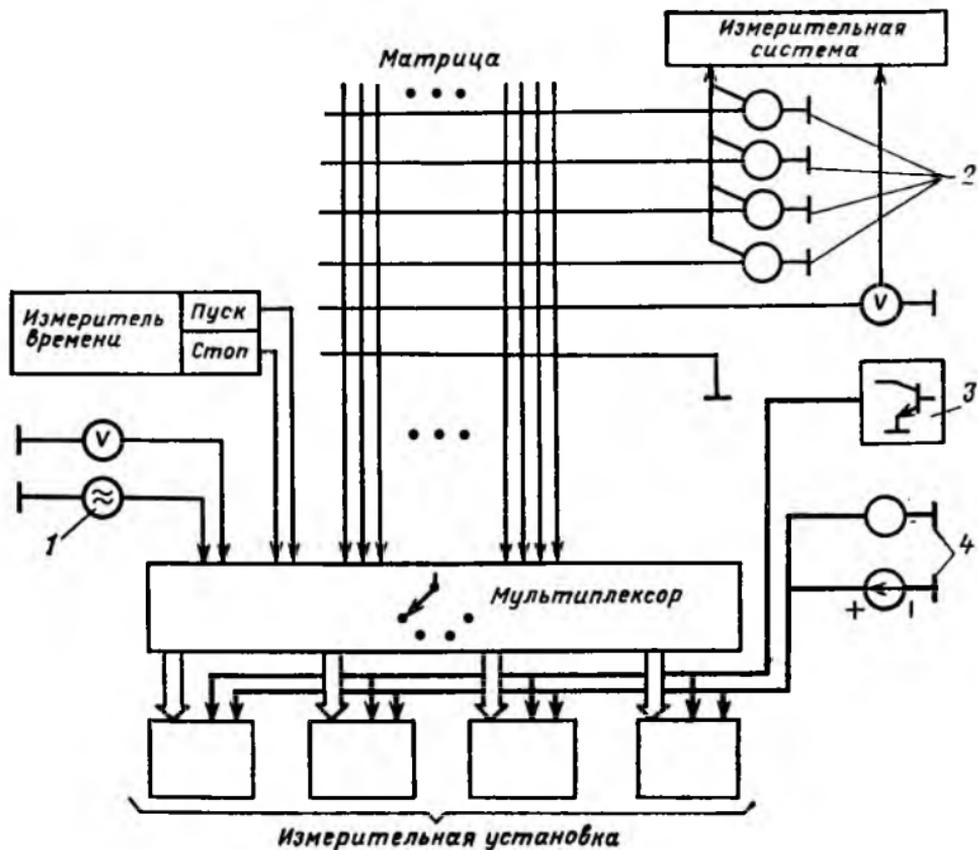
ратных средств системы. Вычислитель берет на себя управление аппаратными средствами системы и мультиплексором, а также обеспечивает связь с входными и выходными периферийными устройствами.

Второй пример (рис. 2.44, б) иллюстрирует использование в системе быстродействующей ЭВМ, обеспечивающей с помощью двух блоков, входящих в состав системы, режим работы с разделением времени. Каждый блок осуществляет связь с двумя измерительными установками, поэтому возможен парный квазипараллельный режим работы системы.

Аппаратные средства современных универсальных систем контроля обычно включают следующие устройства: несколько программируемых калибраторов напряжения с возможностью измерения тока; дифференциальный вольтметр с высоким входным сопротивлением; программируемую матрицу; программируемый счетчик для управления реле и другими элементами в измерительной схеме; несколько источников постоянного напряжения соответственно на 5, 10, 12, ± 15 В, связанных непосредственно с измерительными установками. Они служат для питания активных внешних потребителей.

Наряду с этими аппаратными средствами в состав универсальных систем контроля может входить ряд специальных измерительных приборов, генераторов и т. д. (например, генератор звуковых частот, низкочастотный вольтметр, высокочастотный генератор в диапазоне нескольких гигагерц, видео-, стерео- и мономодуляторы, источники тока и напряжения высокой мощности, цифровые устройства генерации тестов для контроля цифровых схем, амперметр для измерения токов в диапазоне пикоампер и приборы измерения времени и частоты). На рис. 2.45 показан пример объединения некоторых таких элементов в универсальную систему контроля. Благодаря разностороннему набору аппаратных средств и гибкости структуры универсальные средства контроля в состоянии проводить измерения одновременно для различных типов ИС. Кроме того, универсальные системы контроля можно легко модернизировать для измерения параметров других, вновь создаваемых типов ИС.

Производительность таких систем контроля определяется применяемым программным обеспечением. Поскольку для управления универсальной системой контроля используется ЭВМ со значительной емкостью запоминающего устройства, программное обеспечение можно реализовать на



Р и с. 2.45. Конструкция универсальной системы контроля:

1 — видеогенератор; 2 — программируемые источники питания; 3 — программируемая ячейка; 4 — источники постоянного напряжения

языке высокого уровня, понятном для специалистов по контролю, что значительно облегчает составление программы и ее отладку.

С помощью программного обеспечения удастся реализовать различные формы обработки данных. Например, автоматически осуществляется разделение результатов измерений, ведутся протоколы испытаний, оценивается эффективность контроля и т. д. Универсальные системы контроля позволяют оценивать изменение параметров схем и их разброс путем накопления данных измерений. Выдача данных происходит на бумажную ленту, экран, магнитную ленту и т. д.

2.4.3. Специальные системы контроля

Эти системы используются в том случае, когда необходимо осуществлять измерения параметров определенного

типа ИС, например операционных усилителей или регуляторов напряжения.

Специальная система контроля состоит из микро-ЭВМ с программным обеспечением на языке БЕЙСИК, нескольких программируемых источников тока или напряжения, измерительных приборов постоянного напряжения, а в случае необходимости — генераторов, разработанных специально для этих целей. Стоимость таких систем приблизительно 100 тыс. марок.

К преимуществам специальных систем контроля относятся их низкая стоимость, к недостаткам — малая универсальность: при изменении типа производимой схемы система контроля оказывается неприменимой.

Специальные системы контроля имеют, как правило, не очень развитое программное обеспечение, поэтому обработка данных и отладка программы представляют определенные трудности.

ГЛАВА 3

КОНТРОЛЬ ЦИФРОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

3.1. Введение

Возрастающая сложность цифровых со сверхбольшой степенью интеграции схем вызывает определенные трудности, связанные с их контролем. Оценка работоспособности схемы требует едва ли не больших затрат, чем необходимо на ее изготовление. Так, составляющая затрат на изготовление цифровых интегральных схем (ИС), характеризующая издержки на ее контроль, в последние годы постоянно увеличивалась и сегодня уже сравнялась с затратами на производство самой схемы. Главной причиной этого является постоянное возрастание функциональной сложности при сравнительно малом числе разъемов на корпусе схемы. Поэтому доступ к элементам схемы оказывается затрудненным и их контроль требует дополнительных затрат.

Контроль необходим для обнаружения и локализации возможной неисправности в схеме. Под неисправностью понимается любое отклонение от требуемых значений параметров. Контроль состоит из двух независимых процессов: генерации необходимых тестовых воздействий и собственно операции контроля. Последнее предусматривает приложение тестовых воздействий к контролируемой схеме, оценку

реакции схемы и представление результатов контроля. Оценка реакции схемы производится путем сравнения с требуемыми значениями параметров. При большом числе тестовых воздействий требуется быстродействующее запоминающее устройство с большим объемом памяти для хранения требуемых значений. В качестве альтернативы можно применить непосредственное сравнение контролируемой схемы со схемой данного типа, которая является заведомо исправной. Подробное описание различных вариантов проведения контроля, а также описание применяемых для этого автоматов приведено в § 3.6.

Основной задачей при планировании контроля является генерация необходимых тестовых воздействий. Задачей тестовых воздействий является выявление возможных отклонений внутренних параметров схемы от номинальных значений.

В зависимости от вида контроля в общем случае возможны три группы тестовых воздействий:

1) статические входные сигналы для контроля постоянных электрических параметров путем измерений токов и напряжений;

2) динамические входные сигналы для контроля режимов работы на переменном токе, особенно зависящие от времени (изменяющиеся во времени) сигналы;

3) логические входные сигналы для контроля режимов функционирования схемы.

Первые две группы сигналов позволяют контролировать электрические параметры путем измерения аналоговых величин. Необходимые для этого методы измерений подробно описаны в гл. 2.

Другие виды контроля, служащие для оценки нагрузочной способности ИС или оценки эффективности метода изготовления, обсуждаются в гл. 4.

В этой главе мы ограничимся в основном контролем логических функций цифровых ИС. На вход контролируемой схемы в этом случае подаются двоичные сигналы. Сразу после подачи этих тестовых воздействий оценивается двоичный сигнал на выходе схемы (квазистатический контроль). Таким образом, контролируется мгновенное состояние схемы, а также его изменение во времени. В общем случае наличие оценки динамического поведения схемы, при этом временные зависимости могут определяться с погрешностью, вызванной медленным изменением параметров сигналов. В § 3.3 обстоятельно изложены некоторые осно-

воплощающие методы создания тестовых воздействий для квазистатического контроля.

Особое место в части создания тестовых воздействий занимают запоминающие устройства, поскольку они требуют специальных методов контроля. Контролю цифровых запоминающих устройств посвящен § 3.5.

При разработке и производстве ИС они подвергаются различным видам контроля. Контроль на этапе эскизного проектирования осуществляется для локализации ошибок проектирования и выявления недостатков эскизного проекта. При этом можно установить граничные значения параметров, определяющих работоспособное состояние схемы. Поскольку число образцов схемы при эскизном проектировании мало, продолжительность контроля не играет роли; контроль может проводиться также с большими затратами.

Совершенно другие соображения ставятся во главу угла при выходном контроле серийно выпускаемой продукции, который предназначен для отбраковки дефектных схем. Из-за огромного количества контролируемых схем и высокой стоимости системы автоматического контроля основным требованием к процессу контроля является минимальное время его проведения. Интегральные схемы, как правило, являются неразборными, и поэтому локализация возможной неисправности при выходном контроле не требуется. В этих условиях вполне достаточно разделить схемы на работоспособные и дефектные.

Требования минимизации продолжительности контроля схемы по мере возрастания ее сложности выполнять все труднее и труднее. Например, нередко сокращение продолжительности контроля ИС достигается только за счет ухудшения качества контроля. Однако вопреки экономическим соображениям требуется максимально полно охватывать контролем схему на наиболее ранних этапах ее изготовления. Каждая связь при сложной структуре схемы ограничивает возможность доступа к ее элементам, и поэтому затраты на контроль резко возрастают. В табл. 3.1 представлена сравнительная оценка затрат на поиск неисправности в ИС на различных этапах ее изготовления.

Стремление к максимальной полноте контроля ограничивается следующим условием:

$$FH = 1 - Y^{(1-FC)}, \quad (3.1)$$

где FH — частота ошибок, характеризующая часть дефектных схем, принимаемых при контроле как работоспособные;

Т а б л и ц а 3.1. Изменение затрат на поиск и локализацию неисправностей на различных этапах изготовления

Этап изготовления	Затраты на контроль отн. ед.
Пластина	1
Узел	10
Система	100
Техническое обслуживание	1000

FC — доля обнаруживаемых неисправностей (показатель качества контроля), $0 \leq FC \leq 1$; Y — эффективность процесса изготовления, $0 \leq Y \leq 1$.

При этом предполагается, что ошибки распределены равномерно и не зависят друг от друга. Условие (3.1) представлено в графическом виде на рис. 3.1 для различных условий изготовления схем.

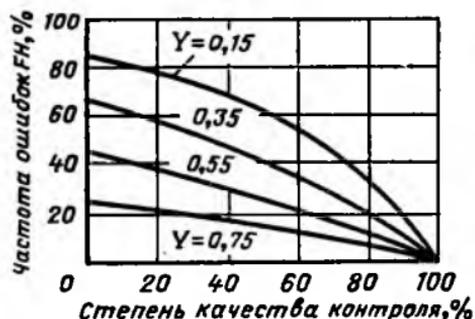


Рис. 3.1. Частота ошибок контроля в зависимости от меры качества контроля FS и эффективности процесса изготовления Y согласно [3.5]

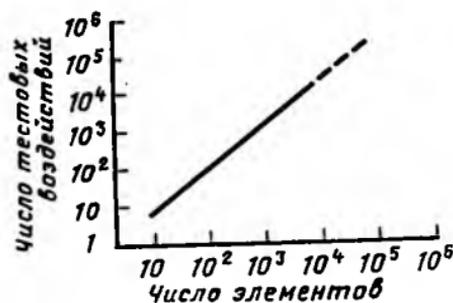


Рис. 3.2. Число требуемых тестовых воздействий для $FS=98\%$ согласно [3.6]

Если степень обнаружения неисправности равна 95% , а $Y=70\%$, то $FH=1,8\%$, т. е. при контроле ИС в среднем на 1000 признанных работоспособными схем 18 являются дефектными. Обычно требуемое значение частоты ошибок составляет примерно $0,1\%$, что при самых благоприятных условиях изготовления схемы требует, чтобы степень обнаружения ошибок была по меньшей мере на уровне $99,7\%$. Только в этом случае можно гарантировать, что $FH \leq 0,1\%$. При худших условиях изготовления требуемое

значение частоты ошибок достигается только путем повышения качества контроля. В связи с появлением более сложных схем повышение качества контроля, как видно из рис. 3.2, ведет к увеличению числа необходимых тестовых воздействий.

Проблема создания требуемых тестовых воздействий становится еще значительнее, если принять во внимание, что вместе с ростом числа воздействий возрастают и затраты на определение каждого отдельного воздействия. Для схем с невысокой сложностью и известной структурой имеются готовые алгоритмы автоматической генерации тестовых воздействий [3.1—3.4]. Правда, они пригодны только для схем, состоящих не более чем из 1000 функциональных элементов. С ростом сложности схемы вычислительные затраты на генерацию тестов увеличиваются несравненно быстрее, чем ее сложность.

Создание тестовых воздействий для схем с комбинаторной логикой является одной из наиболее сложных проблем [3.8]. Вычислительные затраты возрастают здесь в зависимости от сложности схемы по экспоненте. Большинство цифровых ИС имеют внешние ячейки памяти, что также существенно повышает затраты на создание тестовых воздействий. Чтобы решить эту проблему, предлагаются функциональные методы контроля [3.9—3.11], которые позволяют проконтролировать не структуру схемы, а выполняемые ею функции. Такого рода методы хотя и не зависят от физической реализации схемы, но тоже приводят, как правило, к значительному числу специальных тестовых воздействий. В отличие от тестов, создаваемых алгоритмическим путем, качество функциональных тестов оценивается на ЭВМ с помощью имитационного моделирования неисправностей [3.4, 3.5]. Кроме того, большие трудности появляются при автоматизации такого рода методов контроля.

Поскольку существенного улучшения алгоритмов генерации тестов ожидать не приходится, проблема контроля сложных ИС решается путем разработки контролепригодных схем [3.4—3.7], принципы построения которых изложены в § 3.4. Благодаря дополнительной логике, включенной в структуру схемы, удается довольно легко проконтролировать ее функционирование. Подобная концепция позволяет проводить автоматический контроль даже цифровых схем со сверхбольшой степенью интеграции.

3.2. Причины и модели неисправностей

3.2.1. Физические причины неисправностей

Неисправностью является любое недопустимое отклонение хотя бы одного свойства схемы от требуемого уровня. У ИС различают неисправности, обусловленные как разработкой, так и изготовлением и применением схемы. За исключением случаев неправильного включения или эксплуатации схемы, все неисправности в процессе применения относятся к проблеме надежности ИС, о которой идет речь в гл. 4.

Мы ограничимся рассмотрением неисправностей, обусловленных процессом разработки и изготовления схемы. Ошибки разработки при применении систем автоматизированного проектирования начинают играть второстепенную роль и являются систематическими. Так как систематические ошибки технологии (неправильная юстировка или выщелачивание) легко выявляются при измерениях параметров схем с помощью стандартных методов, незамеченными могут оставаться только стохастические ошибки, обусловленные главным образом дефектами кристалла, а также посторонними примесями при изготовлении схемы. В этом случае критичными являются частицы примесей размером менее 1 мкм.

Посторонние примеси при диффузии и имплантации приводят к неисправности схемы, а при выращивании оксидной пленки — к изменению ее диэлектрических свойств или даже к пробое. Кроме того, могут также появляться неисправности, обусловленные схемотехническими решениями, технологией, степенью интеграции схемы и другими факторами, имеющими различное влияние. Для МОП-схем в табл. 3.2 приведены частоты появления неисправностей, обусловленные различными причинами [3.12].

Главной причиной неисправностей для МОП-технологии являются КЗ и обрывы металлических и диффузионных проводников. Незначительные размеры схемы и применение многослойного монтажа осложняют рассматриваемую проблему.

Неисправности делятся на постоянные и перемещающиеся (или неустойчивые). Постоянные неисправности повторяются при проведении контроля и могут быть обнаружены в любой момент времени. В свою очередь, здесь различают так называемые стойкие и нестойкие неисправности. Стой-

Т а б л и ц а 3.2. Частота появления неисправностей МОП-схем

Причина	Частота, %
КЗ металлических проводников	39
Обрыв металлического проводника	14
КЗ диффузионных проводников	14
Обрыв диффузионного проводника	6
КЗ металла и подложки	2
Неизвестные причины	10
Несущественные дефекты	15

кую неисправность нельзя устранить путем изменения питающего напряжения, температуры и т. д. Все обрывы и КЗ относятся к этой категории. Нестойкая неисправность проявляется только при определенных условиях. В рамках спецификации на схему имеются допустимые значения ее параметров (температуры, облучения, питающего напряжения), а также тестовые последовательности, при которых возникают нестойкие неисправности.

Перебегающие неисправности, например при воздействии α -частиц, проявляются чисто спорадически. Они не могут быть выявлены в общем случае за один цикл контроля, поэтому для их обнаружения применяют многократный контроль [3.13]. Предполагается, что во время контроля тестовые воздействия остаются постоянными. В дальнейшем неисправности этого вида не рассматриваются.

Поскольку в данной главе речь идет о контроле логических функций цифровых ИС, достаточно рассмотреть только такие неисправности, которые приводят к отклонениям логических сигналов. Переход от физических причин появления неисправностей к абстрактным логическим соотношениям осуществляется с помощью соответствующих моделей неисправностей. Неисправности, обусловленные не логикой функционирования, а, например, отклонениями параметров схемы, вызванными электрическими или термическими эффектами, здесь не рассматриваются (см. гл. 2).

С введением моделей неисправностей уменьшается число возможных физических дефектов схемы до значительно меньшего числа логических неисправностей, соответствующих ошибкам в логике работы цифровых ИС. В основном модели неисправностей распространяются на все технологии производства ИС.

При известной структуре схемы (описании схемы на уровне функциональных элементов) применяются структурно- или схемно-ориентированные модели неисправностей, что позволяет сократить номенклатуру возможных неисправностей. При неизвестной структуре или очень сложных схемах используются функционально-ориентированные или функциональные модели неисправностей, которые описывают влияние неисправностей на функционирование схемы независимо от их реализации.

3.2.2. Структурно-ориентированные модели неисправностей

Эти модели описывают воздействие физических неисправностей на логические сигналы. В табл. 3.3 рассмотрено

Таблица 3.3. Влияние возможных неисправностей на логические соотношения инвертора, выполненного по *N*-МОП-технологии

Состояние за- твора <i>A</i>	Исправное со- стояние выхода <i>B</i>	Неисправные состояния выхода <i>B</i>									
		B_1 (V_{T_1} : об- рыв стока)	B_2 (V_{T_1} : об- рыв истока)	B_3 (V_{T_1} : за- твор/исток замкнут)	B_4 (V_{T_1} : ис- ток/сток замкнут)	B_5 (V_{T_1} : сток/ затвор замк- нут)	B_6 (V_{T_2} : об- рыв истока)	B_7 (V_{T_2} : об- рыв стока)	B_8 (V_{T_2} : об- рыв затвора)	B_9 (V_{T_2} : за- твор/исток замкнут)	B_{10} (V_{T_2} : сток/исток замкнут)
0	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0
1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0

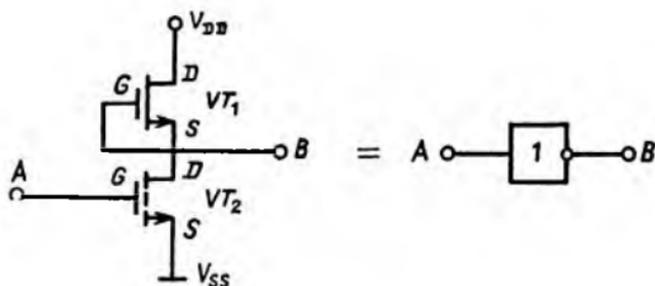


Рис. 3.3. Инвертор, выполненный по *N*-МОП-технологии

В качестве примера влияние возможных схемотехнических неисправностей инвертора, выполненного по *N*-МОП-технологии, на его логические соотношения.

В схеме, приведенной на рис. 3.3, возможны обрывы выводов затвора, истока или стока каждого транзистора ли-

бо КЗ двух или трех выводов схемы. Дальнейшая детализация неисправностей не имеет смысла, потому что для логических соотношений безразлично, чем вызвано отсутствие контактов в схеме или КЗ проводников.

Анализ табл. 3.3 показывает, что имеют место только два различных логических состояния, характеризующих неисправность. В случаях B_1 , B_2 и B_{10} на выходе схемы B (рис. 3.3) независимо от сигнала на ее входе A появляется логический 0. Поскольку на выходе B постоянно находится логический 0, такого рода неисправности называют «неисправность нахождения постоянно «0» ($sa\ 0$) или для столбцов $B_4—B_9$ — «неисправность нахождения постоянно 1» ($sa\ 1$). Короткое замыкание между затвором и истоком транзистора VT_1 (случай B_3) соответствует нормальному соотношению и не является неисправностью.

Аналогичным образом можно рассмотреть неисправности для остальных функциональных элементов. Оказывается, что модель неисправности действует тогда, когда все физические дефекты внутри элемента приводят к сигналу 0 или 1 на входе и выходе элемента. Функциональный элемент с m входами и одним выходом можно в общем случае представить моделью с $2(m+1)$ неисправностями. При этом считается, что в схеме возможна только одна неисправность, что не всегда соответствует действительности. В случае, если несколько проводников схемы оказываются одновременно неисправными, необходимо принимать во внимание комбинацию из двух, трех и т. д. неисправностей, поскольку каждый проводник схемы может быть исправным либо иметь неисправность вида 0 или 1. Если имеется k проводников, то возможное число комбинаций неисправностей схемы равно $3^k - 1$.

Уже при десяти видах неисправностей число комбинаций составляет 60 000, т. е., другими словами, рассмотрение множественных неисправностей приводит к огромным затратам при контроле. Поэтому исследуют в основном только единичные неисправности: и для каждого неисправного элемента вводят состояния 0 или 1, тогда как остальные элементы схемы считают исправными. Число единичных неисправностей составляет $2k$, т. е. в нашем примере оно будет равно 20. Известно, что единичные неисправности составляют абсолютное большинство среди всех неисправностей ИС [3.3, 3.4]. Вероятность того, что влияние отдельных неисправностей на работоспособность ИС взаимно компенсируется, ничтожно мала. Поэтому предположение о еди-

ничной неисправности является тем более справедливым. Определенные трудности по выявлению неисправностей возникают в резервированных схемах. Если неисправность относится к логической функции, выполняемой резервированной схемой, то ее принципиально невозможно обнаружить, поскольку даже при наличии неисправности схема выполняет предписанную ей логическую функцию. Такого вида неисправности особенно опасны в том случае, если они препятствуют выявлению других, различимых для выбранных тестовых воздействий неисправностей [3.2, 3.3].

Модель неисправности находит широкое применение, поскольку она упрощает анализ многочисленных физических причин неисправностей, однако в отдельных случаях не удается представить неисправности в виде модели, поскольку логическое описание функционального элемента и его электрическая схема не всегда абсолютно эквивалентны. Иногда в электрическом представлении схемы существуют связи, которые не реализуются в логической схеме. Это приводит к тому, что физически возможные в схеме обрывы и КЗ не отражены в логической схеме [3.12].

Неудовлетворительные результаты дают также попытки применения таких моделей для описания неисправностей в схемах И и ИЛИ и КЗ для схем с обратной связью. В каждом таком случае необходим детальный анализ, позволяющий из множества возможных комбинаций выбрать наиболее существенные. Связанные с этим затраты и трудности при моделировании, а также редкое выявление неисправностей приводят к тому, что такое расширение структуры схемы на практике не всегда осуществимо в рамках структурно-ориентированной модели.

Несмотря на указанные недостатки, с помощью моделей неисправностей данного типа можно описать схемы на основе биполярной и МОП-технологии. Однако для К-МОП-технологии необходимо рассматривать и другие типы неисправностей, например неисправности типа «постоянно открытый вход». Возможными причинами таких неисправностей являются, например, металлизация монтажа схемы, отсутствие контакта или отказ транзистора.

Для элементов, выполненных по МОП-технологии, емкость затвора последующего каскада целесообразно представить в виде сосредоточенной емкости C на выходе функционального элемента (рис. 3.4). У исправного элемента она может находиться как в заряженном, так и в разряженном состоянии. В неисправном состоянии выход элемента не

всегда соответствует логике его работы и емкость C будет находиться в другом состоянии. При этом чисто комбинаторная МОП-схема в неисправном состоянии описывается уже соотношениями для последовательных схем. В табл. 3.4 для схемы НЕ—ИЛИ, выполненной по К-МОП-техно-

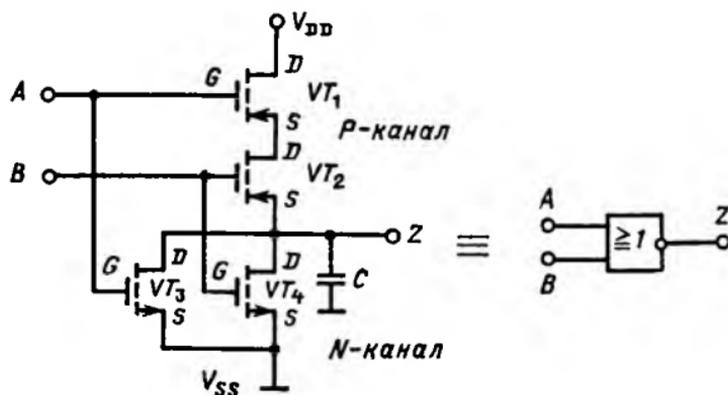


Рис. 3.4. Элемент НЕ—ИЛИ, выполненный по К-МОП-технологии

Таблица 3.4. Влияние возможных неисправностей на логические соотношения схемы НЕ—ИЛИ, выполненной по К-МОП-технологии

Состояние входов		Исправное состояние выхода Z	Неисправные состояния выхода								
A	B		$Z_1 (A:sa 0)$	$Z_2 (A:sa 1)$	$Z_3 (B:sa 0)$	$Z_4 (B:sa 1)$	$Z_5 (Z:sa 0)$	$Z_6 (Z:sa 1)$	$Z_7 (VT_3:sop)$	$Z_8 (VT_4:sop)$	$Z_9 (VT_1, VT_2:sop)$
0	0	1	1	0	1	0	0	1	1	1	Z^*
0	1	0	0	0	1	0	0	1	0	Z^*	0
1	0	0	1	0	0	0	0	1	Z^*	0	0
1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0

Примечание Z^* — предыдущее состояние выходного узла.

логии (см. рис. 3.4), рассмотрены не только неисправности типа «постоянно 0» или «постоянно 1», но и неисправности типа «постоянно открыт». Случаи Z_7 и Z_8 могут быть вызваны обрывами выводов транзисторов VT_3 и VT_4 соответственно; напротив, в случае Z_9 весь ряд устройств ветви схемы от V_{DD} до выхода может быть неисправным.

Как следует из табл. 3.4, обнаружение неисправностей

зависит от предыдущего состояния выходного узла схемы, который остается в состоянии, определяемом разрядом емкости в течение определенного времени за счет тока утечки. Существенно при этом, что неисправность типа «обрыв» Z_9 действует как неисправность типа «постоянно 0», если только выход один раз будет установлен в 0.

Неисправности в параллельных ветвях МОП-схемы могут быть обнаружены с помощью специальных стимулирующих сигналов. При этом отыскание неисправности требует применения последовательности стимулирующих сигналов и тестовых воздействий. В качестве примера можно рассмотреть неисправность типа «обрыв» вывода транзистора VT_3 . Стимулирующий сигнал должен сначала установить выходной узел Z в состояние 1 путем установления на входе $A=0$ и $B=0$. Сразу после этого с помощью тестового воздействия $A=1, B=0$ проверяют, возбуждается ли транзистор T_3 по нижней ветви, чтобы узел Z снова перевести в состояние 0. Если узел Z остается в состоянии 1, схема является неисправной.

Чтобы использовать для генерации тестовых воздействий и имитации неисправностей имеющееся программное обеспечение, чаще всего ориентированное на модели неисправности типа «постоянно 0 или 1», требуется дополнить имеющиеся модели для К-МОП-технологии неисправностями типа «постоянно открыт». Для этого существуют различные способы [3.15, 3.16]. Упомянутая способность к запоминанию неисправного элемента обеспечивается путем применения в имитационной модели триггера. На рис. 3.5 показана реализация элемента НЕ—ИЛИ, выполненного по К-МОП-технологии. Обрыв в точках $a-d$ эквивалентен в со-

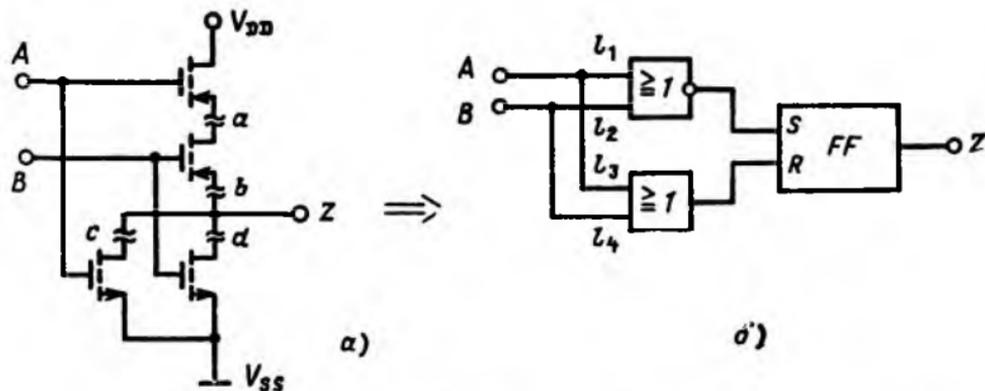


Рис. 3.5. Модели неисправных микросхем:

a — элемент НЕ—ИЛИ, выполненный по К-МОП-технологии с неисправностью типа «обрыв»; b — соответствующая имитационная модель [3.16]

Таблица 3.5. Соответствие между физическими неисправностями типа «обрыв» и логическими неисправностями для схемы НЕ — ИЛИ, выполненной по К-МОП-технологии

Физическая неисправность в соответствующих точках на рис. 3.5	Эквивалентная логическая неисправность
<i>a</i>	$l_1 (sa 1)$
<i>b</i>	$l_2 (sa 1)$
<i>c</i>	$l_3 (sa 0)$
<i>d</i>	$l_4 (sa 0)$

ответствии с табл. 3.5 неисправности типа «постоянно 0 или 1» в имитационной модели.

В случае подачи обнаруживающего ошибки эталонного сигнала триггер на входе всегда имеет $R=0$ и $S=0$, т. е. его старое состояние остается неизменным. Поскольку для неисправностей типа «постоянно открыт» К-МОП-схем из-за постоянной времени тока утечки можно говорить только о состоянии в настоящий момент времени, модель соответствует процессу лишь при достаточно высокой скорости опроса.

Описываемые модели позволяют рассматривать обнаружение очень многих практически имеющих место физических дефектов в схеме. Простые структурно-ориентированные модели образуют при этом основу для большинства методов генерирования тестовых воздействий. Модели неисправностей реализуются в основном в виде программ на ЭВМ и применяются одновременно для оценки качества методов контроля [3.17].

3.2.3. Функционально-ориентированные модели неисправностей

При неизвестной структуре схемы описанные выше структурно-ориентированные модели неисправностей не применяются. Кроме того, даже при известной структуре сложной схемы создание ее структурно-ориентированной модели не всегда возможно. Поэтому во многих случаях модели неисправностей создаются на самом высоком, функциональном уровне. Однако доказательство корректности модели и ее эффективности требует значительных затрат.

В настоящее время предложены различные способы для

моделирования влияния физических дефектов на функции схемы. Они касаются чаще всего функциональных свойств ограниченного числа ИС, например микропроцессоров или запоминающих устройств. Периферийные устройства можно рассматривать как частный случай микропроцессора, поскольку благодаря обеим функциональным моделям сложные микрокомпьютерные системы описать достаточно легко.

Микрокомпьютер состоит в основном из устройства управления для выработки управляющих команд, арифметического устройства для выполнения управляющих команд, устройства памяти и передачи данных и выполняет следующие функции: декодирование адреса; декодирование команд и контрольные функции; запоминание данных; преобразование данных; передача данных.

В [3.9, 3.10] предложены частные функциональные модели неисправности для декодирования и передачи данных, базирующиеся на наборе команд и организации процессора. При этом рассматриваются такие многократные неисправности, которые в данный момент времени принадлежат только к одной группе неисправностей.

Передача данных заключается в формировании адреса команды, адреса ячейки и канала передачи данных. Декодирование, а затем и адресация регистра памяти оказываются неправильными, если будет выбран неправильный адрес или если одновременно с правильным адресом будет выбран еще один адрес вследствие, например, неисправности, вызванной металлизацией. Неисправность канала передачи данных характеризуется тем, что один или несколько проводников находятся в состоянии $sa\ 0$ или $sa\ 1$ либо несколько проводников связаны между собой.

Декодирование команд происходит в устройстве управления. Каждой команде соответствует определенный набор сигналов управления. Неисправности декодирования заключаются в том, что требуемая команда не выполняется, или выполняется неправильно вместе с другими командами. Причиной этого обычно является отсутствие одного или нескольких сигналов управления. В качестве моделей таких неисправностей обычно принимают модели $sa\ 0$ или $sa\ 1$ в устройстве декодера команд.

Моделирование функциональных неисправностей арифметического устройства для обработки данных представляет собой очень сложную задачу из-за многообразия его функций и вариантов реализации. В настоящее время нет доста-

точно общей функциональной модели неисправностей арифметического устройства, состоящего из регистров, мультиплексоров, программируемых счетчиков, логического устройства и т. д. Имеются только частные наборы тестовых воздействий для контроля отдельных устройств.

Для запоминающих устройств в [3.11] предложена модель неисправности, позволяющая изменять содержимое каждой запоминающей ячейки как от 0 до 1, так и от 1 до 0. Далее имеется возможность считывать содержимое каждой ячейки независимо от содержимого остальных ячеек. Поскольку запоминающее устройство состоит обычно из трех функциональных блоков: запоминающей матрицы, декодера адреса и логического блока записи и считывания, существуют также три модели неисправностей.

1. Запоминающая матрица неисправна, если:

одна или несколько ячеек имеют неисправность $sa\ 0$ или $sa\ 1$;

для одной или нескольких ячеек невозможен переход $0-1-0$ или $1-0-1$;

ячейки связаны друг с другом так, что изменение сигнала в одной ячейке приводит к изменению сигнала в одной или нескольких других ячейках.

2. Неисправности в декодере адреса характеризуются тем, что декодер не позволяет обращаться к адресуемой ячейке; декодер обращается одновременно к нескольким ячейкам вместо одной.

Такого вида многократные неисправности можно рассматривать как связь между ячейками; аналогично обращение к адресуемым ячейкам понимается как неисправность типа $sa\ 0$ или $sa\ 1$ в запоминающей матрице. Предположение о том, что в декодере не возникает ошибочной логики, позволяет моделировать все неисправности декодера в виде неисправностей запоминающей матрицы.

3. Логический блок записи и считывания неисправен, если: выход усилителя записи и соответственно вход усилителя считывания имеют неисправность типа $sa\ 0$ или $sa\ 1$; каналы передачи данных имеют гальваническую или емкостную связь.

Эти неисправности можно рассматривать либо как неисправности типа $sa\ 0$ или $sa\ 1$, либо как неисправности, обусловленные связями ячеек запоминающей матрицы. Модели неисправности запоминающего устройства сводятся таким образом к модели запоминающей матрицы.

Ошибки, обусловленные связями ячеек, трудно отобра-

жать в логическом виде. Они существенно зависят от фактической реализации, поэтому до сих пор не существует общей модели неисправностей запоминающего устройства. На практике чаще используются эмпирические тестовые воздействия для контроля запоминающих устройств (см. § 3.5).

3.3. Генерация тестовых воздействий

Главная задача при определении процедуры контроля заключается в обосновании соответствующих тестовых воздействий. Тестовые воздействия представляют собой бинарные входные воздействия для контролируемой схемы. На каждый вход подаются определенные логические сигналы 0 или 1. При этом внутренние неисправности проявляются либо непосредственно, либо при наличии тестовых воздействий по отклонениям параметров на выходе схемы от номинальных значений. Для определения этих воздействий используются, как правило, системы автоматической генерации тестовых воздействий, алгоритм функционирования которой представлен на рис. 3.6.

Описать контролируемую схему можно в различных формах: функционально в виде уравнений или таблиц либо с помощью логической диаграммы для установления топологии. Анализ схемы с целью построения модели ее неисправности производится путем имитационного моделирования.

Следующим шагом является генерация тестовых воздействий, качество которых оценивается за счет имитации неисправностей. Если набора тестовых воздействий для удовлетворения поставленных требований недостаточно, необходимо генерировать дополнительные воздействия. Этот цикл многократно повторяется для поиска оптимальных воздействий и занимает большую часть времени вычислений. В заключение оцениваются результаты моделирования, составляется необходимая документация, в которой, в частности, приводится список обнаруживаемых и необнаруживаемых неисправностей.

Генерация тестовых воздействий может осуществляться разными методами.

Структурно-ориентированные методы. При генерации тестовых воздействий используется структура схемы на уровне функциональных элементов. В случае использования структурно-ориентированных моделей неисправностей (чаще всего неисправности типа $sa\ 0$ или $sa\ 1$) определяются тестовые воздействия, которые позволяют проводить оцен-

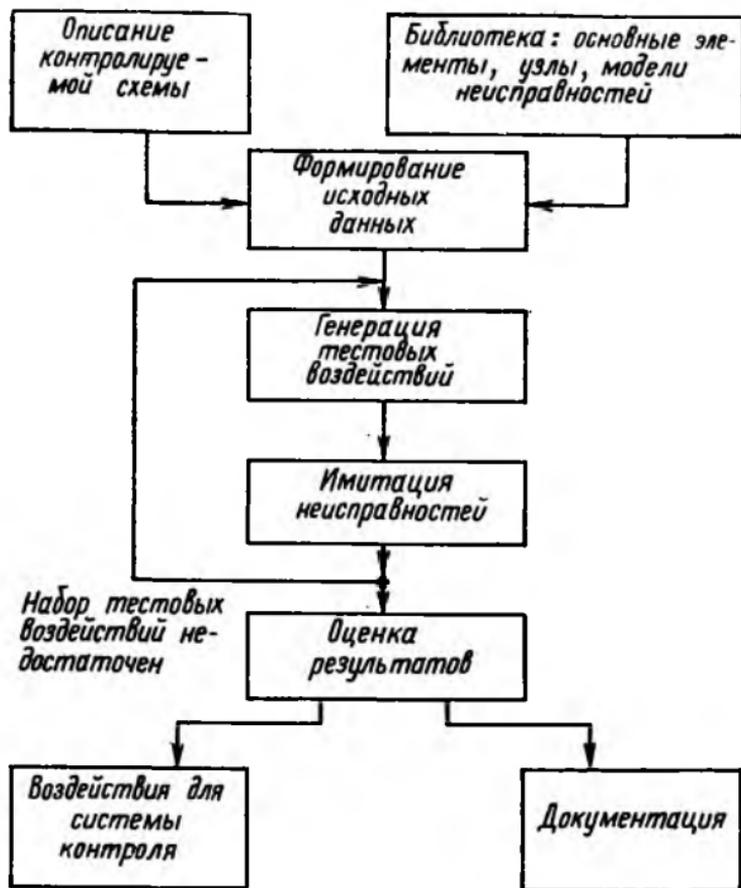


Рис. 3.6. Схематическое представление системы генерации тестовых воздействий

ку правильности реализации структуры. Структурная генерация тестовых воздействий базируется на повышении чувствительности так называемого сигнального пути (см. п. 3.3.1). Благодаря формированию сигнального пути каждое изменение сигнала на этом пути наблюдается на выходе схемы. Контролирование всех путей сигнала позволяет оценить структуру схемы, причем одновременно проверяется выполнение всех ее функций при любых возможных изменениях входных сигналов. Такой контроль может характеризоваться тестовыми воздействиями, не предусмотренными в нормальных условиях производства или даже не интерпретируемыми функционально.

Функционально-ориентированные методы. Если структура неизвестна или необходимо учитывать специальные функциональные неисправности, которые сложно описать в рам-

как структурно-ориентированных моделей, прибегают к структурно-независимым методам контроля за функционированием схемы. Контролируемая схема рассматривается только на уровне ее функций. Функциональное описание в форме уравнений или таблиц производится с помощью абстрактных схемных моделей, например, на уровне переноса в регистре. Применение функционально-ориентированных моделей неисправностей позволяет генерировать необходимые тестовые воздействия.

Существует несколько методов генерации тестовых воздействий, выбор которых зависит от требований пользователя. Возможные критерии при генерации тестовых воздействий сводятся к следующему: минимальное время генерации воздействий; минимальная продолжительность контроля (минимальное число тестов); простота аппаратной реализации тестовых воздействий для осуществления контроля.

Каждая комбинаторная (последовательная) схема может быть, например, однозначно описана функциональной таблицей (таблицей состояния). Неисправности таких схем выявляются только тогда, когда имеющаяся неисправность вызывает отклонения функциональных свойств схемы. Таким образом, неисправная схема обладает уже другой, отличной от исправной функциональной таблицей.

Выявление неисправностей происходит только при таком тестовом воздействии (или последовательности тестов) на входе, которое приводит к отклонению от номинального уровня по меньшей мере одного выходного сигнала. Если функции схемы не изменяются, то либо неисправности в схеме нет, либо она находится в той части схемы, логическая функция которой резервирована. Поскольку такого вида неисправности не препятствуют выполнению функций, они оказываются неразличимыми. В § 3.2 уже упоминалось, что неисправности в резервируемых частях схемы могут препятствовать выявлению неисправностей в других ее частях. Кроме того, резервирование представляет также серьезную проблему и для генерации тестовых воздействий, поскольку для таких неисправностей не существует тестовых воздействий, позволяющих их выявлять. Таким образом, поиск соответствующих воздействий оказывается безуспешным, поэтому резервирование либо принципиально исключает возможность выявления всех неисправностей схемы, либо требует больших вычислительных затрат для его контроля.

Нечувствительным к резервированию является так назы-

аемый полный контроль, который позволяет упорядочивать различные функционально-ориентированные методы контроля. В случае комбинаторной схемы с m входами для полного контроля функциональной таблицы в любой последовательности требуется 2^m входных воздействий. Полный контроль представляет собой самую общую форму логического контроля схемы. При этом не требуется ни расчета тестовых воздействий, ни моделей для выявления всех логических неисправностей. Несмотря на простоту генерации тестовых воздействий, полный контроль не находит широкого применения, поскольку число требуемых воздействий и время контроля даже для схем малой сложности недопустимо велики. Так, для комбинаторной схемы с двадцатью входами общее число тестовых воздействий превышает миллион. Метод является трудоемким и для последовательных схем практически не применяется.

Алгоритмические методы генерации тестовых воздействий позволяют для рассматриваемого класса неисправностей определить такую тестовую последовательность, которая дает возможность их выявлять. Выбор модели неисправности существенно влияет на качество контроля. Чаще всего ограничиваются рассмотрением моделей неисправностей типа $sa 0$ или $sa 1$ (см. § 3.2), поскольку для применяемой в настоящее время технологии большая часть физических дефектов приводит к возникновению именно таких неисправностей. К тому же принимается, что в схеме может быть только одна неисправность. Несмотря на указанные ограничения, затраты на генерацию алгоритмических тестовых воздействий возрастают экспоненциально с ростом сложности схемы.

В общем случае их можно оценить следующим образом [3.18]:

$$\underline{A} \sim G^x \quad (2 < x < 3), \quad (3.2)$$

где x — константа, зависящая от применяемого метода; G — число элементов схемы.

Алгоритмические методы пригодны прежде всего для комбинаторных схем; последовательные схемы контролируются с их помощью значительно хуже. Практика показывает, что для последовательных схем, состоящих из нескольких тысяч элементов, автоматическое определение тестовых воздействий алгоритмическим методом с заранее разработанными программами позволяет выявлять лишь малую долю неисправностей. Поэтому, несмотря на обширный

арсенал средств автоматизации, тестовые воздействия для сложных последовательных схем составляют преимущественно вручную.

Такое (вручную) составление тестовых воздействий позволяет создать функциональные тесты эвристическим путем с привлечением специалистов по контролю. Эти воздействия базируются, например, на структурно-независимых функциональных моделях (см. § 3.2). Однако трудозатраты при создании таких воздействий очень велики, поэтому данные методы применяются преимущественно при точном контроле некоторых функций схем высокой сложности или для очень простых схем.

Своеобразной альтернативой этим методам являются псевдослучайные тестовые воздействия, генерируемые с помощью линейного регистра сдвига, охваченного обратной связью (см. § 3.4). Благодаря правильному выбору обратной связи можно за один период получить все возможные воздействия (исключая комбинацию 00...00). Псевдослучайная последовательность дает для комбинаторной схемы почти тот же результат, что и полный контроль. Практика показывает, что зачастую необходимо просмотреть только часть периода, чтобы обнаружить все неисправности рассматриваемого класса. Поэтому сложные и даже последовательные схемы можно контролировать с помощью случайных последовательностей [3.19—3.21]. В этом случае обычно генерируется значительно больше тестовых воздействий, чем необходимо для выявления всех неисправностей.

Поскольку последовательность сигналов регистра сдвига используется не полностью, качество контроля (т.е. возможность выявления неисправностей) при случайной последовательности тестов, как и в случае ручного составления тестовых воздействий, оценивается с помощью имитации неисправностей. При использовании алгоритмических методов такой проверки не требуется, так как она является составной частью самого метода.

Проверка качества контроля осуществляется путем имитации неисправности в имитационной модели контролируемой схемы. Далее оценивается способность генерируемых тестовых воздействий выявлять эту неисправность. Для этого имитируется реакция неисправной схемы на тестовое воздействие, которая сравнивается с «ответом» схемы в случае ее исправности. В результате имитации определяется число выявляемых и невыявляемых неисправ-

ностей, на основе которых рассчитывается степень обнаружения неисправности, являющаяся мерой качества тестовых воздействий:

$$FC = \frac{\text{число выявляемых при контроле неисправностей}}{\text{число моделируемых неисправностей}}. \quad (3.3)$$

В основном моделируются неисправности типа $sa 0$ и $sa 1$ на входах и выходах элементов, входящих в схему. Исходя из накопленного опыта эксплуатации ограничение типа неисправности особенно актуально при количественной оценке качества тестовых последовательностей. Затраты на имитацию неисправностей значительно меньше, чем в случае расчета тестовых воздействий, но их расчет также можно проводить в соответствии с выражением (3.2).

Наряду с представленными методами генерации тестовых воздействий имеются тесты для специальных схем, например для программируемой логики или цифровых запоминающих структур, особенно устройств записи/считывания. При этом речь идет в принципе о схемах с 2^n состояниями (здесь n — число ячеек запоминания); обычные методы для генерации тестовых воздействий при последовательных схемах оказываются непригодными из-за большого числа ячеек. Более того, существуют также проблемы генерирования тестов для всех физически возможных неисправностей, которые уже упоминались в § 3.2. Ввиду регулярности структуры запоминающего устройства тестовые воздействия тоже должны образовывать регулярную последовательность, которая в общем случае может генерироваться автоматически с использованием соответствующих алгоритмов. Обзор применяемых методов контроля приведен в § 3.5, где описаны особенности контроля цифровых запоминающих устройств.

Ниже представлены только некоторые основополагающие методы алгоритмической генерации тестовых воздействий для комбинаторных и последовательных схем.

3.3.1. Тестовые воздействия для комбинаторных схем

Комбинаторные схемы характеризуются тем, что они являются безынерционными по отношению к входным воздействиям. Соотношение между выходами z_1, z_2, \dots, z_p и входами x_1, x_2, \dots, x_m описывается однозначной функцией для конкретного момента времени (рис. 3.7). Имеет место

векторное уравнение

$$Z = F(X), \quad (3.4)$$

где $Z = (z_1, z_2, \dots, z_p)$; $F = (f_1, f_2, \dots, f_p)$; $X = (x_1, x_2, \dots, x_m)$.

Как уже упоминалось, неисправности внутри схемы различимы на ее выходе только тогда, когда происходит изменение функций схемы под воздействием этой неисправ-

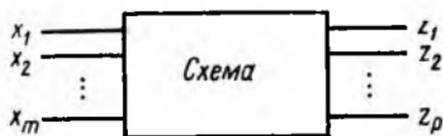


Рис. 3.7. Комбинаторная схема с m входами и p выходами

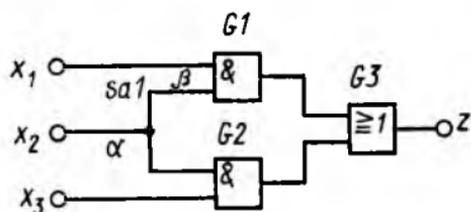


Рис. 3.8. Пример схемы с двумя возможными типами неисправности

ности. Вследствие неисправности α первоначальная функция $f(x_1, x_2, \dots, x_m)$ переходит в функцию $f_\alpha(x_1, x_2, \dots, x_m)$. Каждый входной вектор, для которого $f_\alpha(X) \neq f(X)$, является тестовым воздействием. Это отношение для обеих функций может быть представлено дизъюнкцией, которая в случае тестового воздействия, выявляющего неисправность, принимает значение 1. Таким образом, для каждого тестового воздействия выполняется булево уравнение

$$f \oplus f_\alpha = 1. \quad (3.5)$$

Дальнейшие рассуждения проведем на примере схемы, приведенной на рис. 3.8. Схема реализует функцию

$$f(X) = f(x_1, x_2, x_3) = x_1 x_2 + x_2 x_3. \quad (3.6)$$

Появление неисправности α , заключающейся в нахождении входа x_2 в состоянии sa 1, изменяет функцию схемы

$$f_\alpha(X) = x_1 + x_3, \quad (3.7)$$

что приводит к соответствующему отклонению в функциональной таблице (табл. 3.6).

Функциональная таблица показывает, что неисправность α выявляется при трех векторах входных воздействий: $(0, 0, 1)$, $(1, 0, 0)$ и $(1, 0, 1)$. Как для неисправности α , так и для остальных неисправностей тестовые воздействия должны генерироваться на основе анализа функциональной таблицы. При этом получается, что все неисправности мо-

Таблица 3.6. Функциональная таблица для схемы, приведенной на рис. 3.8

x_1	x_2	x_3	l	f_α	f_β	x_1	x_2	x_3	l	f_α	f_β
0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1
0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1
0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

гут быть выявлены с помощью только четырех тестовых воздействий (против восьми воздействий при полном контроле). Множество входных векторов, которые позволяют выявить все неисправности, называют полным множеством воздействий для выявления неисправностей. Однако даже на простейшем примере видно, что составление функциональной таблицы для каждой неисправности — очень сложная задача, а сами методы контроля оказываются неэкономичными.

Согласно выражению (3.5) имеются другие условия для определения тестовых воздействий. Для неисправности α из уравнений (3.6) и (3.7) получаем

$$f \oplus f_\alpha = 1 = (x_1 x_2 + x_2 x_3) \oplus (x_1 + x_3) = x_1 \bar{x}_2 + \bar{x}_2 x_3. \quad (3.8)$$

Булево уравнение (3.8) выполняется для трех входных векторов: $(1, 0, 0)$, $(1, 0, 1)$ и $(0, 0, 1)$, которые выше уже определены как тестовые воздействия. Аналогично можно получить тестовые воздействия для неисправности β , которая влияет только на элемент $G1$, равные соответственно $(1, 0, 0)$ и $(1, 0, 1)$. Очевидно, эти воздействия выявляют также и неисправность α . Пусть, например, вектор входных воздействий $(1, 0, 0)$ вызывает отклонение от ожидаемого при контроле ответа. Тогда неисправности α и β оказываются неразличимы и не могут быть локализованы. Поэтому требуется еще одно-входное воздействие, позволяющее различить обе неисправности. Условие, которое должно выполняться для векторов входных сигналов, предназначенных для обнаружения различных неисправностей, формулируется аналогично (3.5):

$$f_\alpha \oplus f_\beta = 1. \quad (3.9)$$

Для рассмотренного выше примера

$$f_{\alpha} \oplus f_{\beta} = (x_1 + x_2) \oplus (x_1 + x_2 x_3) = \bar{x}_1 \bar{x}_2 x_3. \quad (3.10)$$

Следовательно, существует один вектор входных сигналов $(0, 0, 1)$ для различения неисправностей α и β . Множество входных векторов, которое позволяет различать все пары выявленных неисправностей, называется полным множеством воздействий для различения неисправностей.

Тестовые воздействия для различения неисправностей необходимы для их локализации, т. е. для для определения места неисправности. В рассматриваемом примере тестовая последовательность, позволяющая локализовать неисправность, должна состоять из двух входных векторов. Для сложных схем эта последовательность при нескольких неисправностях может оказаться чрезвычайно большой. Множество возможных неисправностей при этом уменьшается благодаря каждому последующему воздействию, локализирующему неисправности [3.1—3.4]. Затраты, необходимые для определения множества тестов, локализирующих неисправность, оказываются весьма существенными. Полученное множество можно использовать для диагностики неисправностей только на стадии разработки схемы или в том случае, когда контролируемая схема является ремонтпригодной. Интегральные схемы, исключая запоминающие устройства, такими свойствами не обладают, поэтому для них на передний план выдвигаются методы выявления неисправностей.

Выявление неисправности β с помощью тестового воздействия рассмотрим на примере схемы, приведенной на рис. 3.8. При возникновении неисправности β подача тестового воздействия в виде вектора $(1, 0, 0)$ приводит к отклонению значений на выходе элементов $G1$ и $G3$ от значений, соответствующих исправной схеме (рис. 3.9). Таким образом, возникает обусловленный тестовым воздействием так называемый критический сигнальный путь от рассмат-

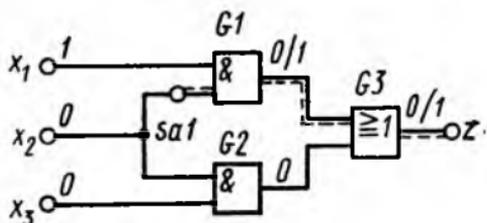


Рис. 3.9. Выявление неисправности с помощью критического сигнального пути

риваемого места неисправности до наблюдаемого выхода схемы.

Каждое тестовое воздействие выполняет в общем случае следующие задачи:

1) подает на место неисправности логический сигнал, противоположный сигналу, который соответствует исправной схеме, чтобы активизировать неисправность;

2) выявляет место неисправности по изменению сигнала по меньшей мере на одном из выходов схемы.

Выполнить обе задачи можно только с помощью алгебраического описания схемы в форме булевых уравнений. На основе булева уравнения в каждой точке внутри схемы устанавливаются условия для логических 0 или 1. Требуемая наблюдаемость места неисправности предполагает зависимость выхода схемы от места неисправности, которое устанавливается в соответствии с булевой производной. Речь идет о математической формулировке задачи, вытекающей непосредственно из булева уравнения [3.22].

Булева производная относительно места неисправности x_i определяется по формуле

$$df(X)/dx_i = f_i(0) \oplus f_i(1). \quad (3.11)$$

В этой формуле $f_i(0)$ характеризует изменение функции $f(X)$ в случае неисправности γ типа sa 0 на входе x_i . Можно записать

$$f_\gamma(X) = f(x_1, x_2, \dots, x_{i-1}, 0, x_{i+1}, \dots, x_m) = f_i(0). \quad (3.12)$$

В свою очередь, изменение функции $f(X)$ в случае неисправности γ типа sa 1 на входе x_i

$$f(x_1, x_2, \dots, x_{i-1}, 1, x_{i+1}, \dots, x_m) = f_i(1). \quad (3.13)$$

В булевой производной переменная x_i больше не содержится. Тогда

$$df(X)/dx_i = 0; \quad f(X) \text{ не зависит от } x_i, \text{ поэтому переменная } x_i \text{ не наблюдаема;} \quad (3.14a)$$

$$df(X)/dx_i = 1; \quad f(X) \text{ зависит от } x_i, \text{ поэтому переменная } x_i \text{ наблюдаема.} \quad (3.14b)$$

Уравнение (3.14b) определяет условия для переменных вектора X , исключая место неисправности x_i , при которых выход $z=f(X)$ становится сенсibilизированным (обладает повышенной чувствительностью к месту неисправности). Это можно показать на примере схемы, приведенной на

рис. 3.8. Рассмотрим место неисправности x_2 и запишем

$$f(X) = (x_1 x_2 + x_2 x_3);$$

$$f_2(0) = x_1 \cdot 0 + 0 \cdot x_3 = 0;$$

$$f_2(1) = x_1 \cdot 1 + 1 \cdot x_3 = x_1 + x_3.$$

Условие наблюдаемости неисправности формулируется в виде

$$df(X)/dx_2 = f_2(0) \oplus f_2(1) = 0 \oplus (x_1 + x_3) = 1. \quad (3.15)$$

Таким образом, имеются три вектора входного сигнала, позволяющие сенсibilизировать путь от места неисправности x_2 до выхода схемы: $(0, x_2, 1)$, $(1, x_2, 0)$ и $(1, x_2, 1)$. В последнем случае образуются даже два параллельных пути через элементы $G1$ и $G2$, как показано на рис. 3.10.

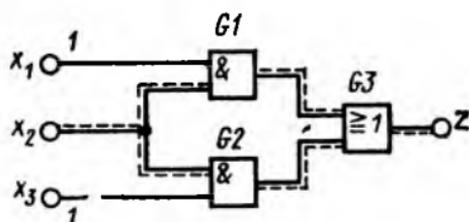


Рис. 3.10. Повышение чувствительности сигнального пути

Поскольку для выявления неисправности она должна быть как активизируемой, так и наблюдаемой, все гестовые воздействия должны представлять собой конъюнкцию булевых производных относительно имеющихся мест неисправностей, заданных соответствующими условиями активизируемости:

$$x_i \frac{df}{dx_i} = 1 \text{ — для всех тестовых воздействий при неисправности типа } sa\ 0 \text{ на } x_i; \quad (3.16a)$$

$$x_i \frac{df}{dx_i} = 1 \text{ — для всех тестовых воздействий при неисправности типа } sa\ 1 \text{ на } x_i. \quad (3.16b)$$

Поэтому тестовые воздействия для x_2 при неисправности $sa\ 0$ имеют вид $(0, 1, 1)$, $(1, 1, 0)$ и $(1, 1, 1)$, а при неисправности $sa\ 1$ — соответственно $(0, 0, 1)$, $(1, 0, 0)$ и $(1, 0, 1)$.

Аналогично происходит расчет тестовых воздействий для выявления неисправностей по внутренним сигналам с помощью особых решающих правил, однако в этой книге нет возможности их подробно изложить. При необходимости

описании решающих правил можно найти в соответствующей литературе [3.2, 3.3].

Булевы производные дают возможность проводить формализованное определение тестовых воздействий без составления функциональной таблицы. Для заданных неисправностей метод булевых производных позволяет определить все необходимые тестовые воздействия. Он применим также в случае многократных неисправностей. Однако вычислительные затраты, особенно для внутренних неисправностей, оказываются весьма значительными, поэтому метод практически применим только для простых схем.

Эффективное применение схем требует использования соответствующих методов для повышения чувствительности сигнального пути от места неисправности до наблюдаемого выхода схемы, когда каждое изменение сигнала на входе сигнального пути или промежуточной переменной различимо на выходе. Эту концепцию можно легко реализовать в том случае, если структура схемы известна. При этом чрезвычайно важно, что рассмотренный метод допускает автоматический расчет тестовых воздействий. Метод повышения чувствительности сигнального пути, изложенный в [3.23], является обобщением работы Элдредда [3.24], написанной в 1959 г.

Повышение чувствительности осуществляется последовательно, элемент за элементом. При этом на входы элемента подаются такие логические воздействия, при которых сигнал на его выходе зависит только от входа, расположенного на выбранном сигнальном пути. Поэтому отдельный элемент ведет себя как инвертор. Необходимые входные воздействия элемента приведены в табл. 3.7.

Способ повышения чувствительности сигнального пути объясняется с помощью рис. 3.11. Схема реализует функцию $f(X) = x_4(x_1x_2 + \bar{x}_2x_3)$. Рассмотрим, например, неисправность b типа $sa\ 0$, которая активизируется при $b=1$, т. е. $x_2=0$ и $x_3=1$. Наблюдаемость неисправности можно реализовать только путем повышения чувствительности сигнального пути от места неисправности b через элементы $G3$ и $G4$ до выхода схемы z . Она достигается для элемента $G3$ относительно переменной b согласно табл. 3.7 при условии, что переменная a становится равной 0. Последующим шагом (в этом примере и в дальнейших) является повышение чувствительности выхода схемы z относительно переменной c , т. е. $x_4=1$.

Условие повышения чувствительности сигнального пути

Таблица 3.7. Правила повышения чувствительности сигнального пути элемента

Тип элемента	Состояние остальных входов элемента
И, И—НЕ ИЛИ, ИЛИ—НЕ Инвертор	Все в логической 1 Все в логическом 0 Нет условий

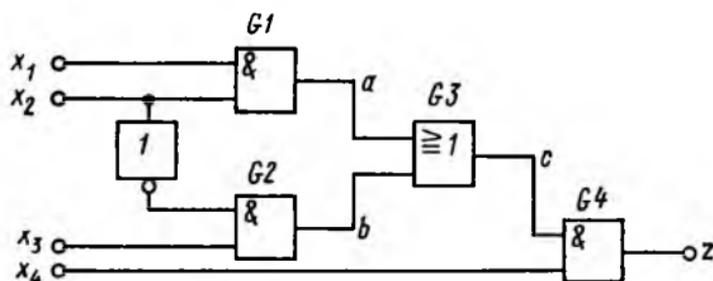


Рис. 3.11. Пример схемы повышения чувствительности сигнального пути

от b через c до выхода z формируется следующим образом: $a=0$, т. е. $\bar{x}_1 + \bar{x}_2 = 1$ и $x_4 = 1$; обобщая, получаем $(\bar{x}_1 + \bar{x}_2)x_4 = 1$. Конъюнкция условий для активизации и наблюдаемости неисправности b типа 0 приводит к тестовым воздействиям $(0, 0, 1, 1)$ и $(1, 0, 1, 1)$.

Таким образом, метод повышения чувствительности состоит из трех шагов:

1) прикладываются такие входные воздействия, при которых в месте неисправности устанавливается логическое значение, противоположное значению в исправной схеме, т. е. 0 при неисправности типа sa 1 и 1 при неисправности типа sa 0;

2) выбирается соответствующий сигнальный путь от места неисправности до выхода схемы, по которому признак наличия неисправности передается на выход схемы путем повышения чувствительности внутреннего сигнала;

3) устанавливаются такие входные воздействия, чтобы получались внутренние сигналы, необходимые для повышения чувствительности сигнального пути.

Для каждого такого шага имеется в общем случае несколько альтернатив. Если при воздействии сигнала на вход схемы или внутренние переменные возникает противоречие с уже достигнутыми решениями, необходима

коррекция последнего решения путем выбора нового сигнального пути и (или) повышения чувствительности воздействия внутренних сигналов. Кроме того, методы «не работают» при наличии в схеме реконвергентной петли (разветвления сигнала на несколько сигнальных каналов, из которых по меньшей мере два на входе одного элемента снова соединяются, например, вход x_2 на рис. 3.11). Это обстоятельство подробно описано в [3.25]. Несмотря на реконвергентную петлю в схеме на рис. 3.11, повышается чувствительность всегда только одного сигнального пути. При этом условия активизации и наблюдаемости неисправностей оказываются противоречивыми, что может привести к невыявлению неисправностей. Трудности такого рода преодолеваются путем повышения чувствительности всех существующих сигнальных путей.

Эти соображения легли в основу разработанного в 1966 г. Е. Ротхом D -алгоритма [3.26, 3.27], предусматривающего совместную сенсбилизацию сигнального пути с помощью зависимых от неисправности сигналов. Данный алгоритм относится к наиболее распространенным алгоритмам генерации тестовых воздействий. Для представления сигналов, принимающих в исправном состоянии значение 1 и в неисправном состоянии 0, вводятся символ D и инверсный символ \bar{D} . Далее формулируется решающее правило в виде алгоритма для ЭВМ, что позволяет проводить автоматическую генерацию тестовых воздействий.

Поведение каждого элемента можно описать теперь в форме так называемого D -куба как распространение и активизация неисправностей (см. табл. 3.7). В табл. 3.8 показаны D -кубы для элемента И с двумя входами. Аналогично получаются D -кубы для остальных элементов.

Каждую неисправность можно представить символом D или \bar{D} . В соответствии с D -кубом путем активизации неисправности устанавливаются на входах неисправного элемента значения, соответствующие исправной схеме. Например, рассматривая на выходе элемента неисправности типа sa 0, необходимо сначала на выходе элемента установить значение D . Согласно табл. 3.8 значения входов элемента для активизации неисправности должны быть соответственно $a=1, b=1$. Чтобы передать неисправность на выход схемы, необходимо с помощью так называемой D -цепи совместно создать все возможные сигнальные пути, т. е. от места неисправности с помощью D -куба для каждого следующего элемента, связанного с предыдущим, последова-

Таблица 3.8. D -куб для элемента И (x — любое входное воздействие)

Вид D -куба	Вход		Выход c
	a	b	
D -куб для распространения неисправностей	D	1	D
	1	D	D
	\bar{D}	1	\bar{D}
	1	D	\bar{D}
D -куб для активизации неисправностей	1	1	D
	x	0	\bar{D}
	0	x	\bar{D}

тельно доходят до выхода. На каждом шаге проверяется отсутствие обнаруженной неисправности из-за реконвертируемого сигнального пути. В ходе последовательных испытаний определяется значение входной переменной, которая гарантирует передачу неисправности вдоль D -цепи. При этом имеет место противоречие, заключающееся в том, что при выбранной D -цепи может не существовать тестовых воздействий и необходимо возвращаться к ранее принятым решениям, чтобы испытывать другие D -цепи. Очевидно, что D -алгоритм всегда позволяет проводить контроль при одной неисправности, поскольку такое тестовое воздействие в общем случае существует. Рассмотрение D -алгоритма показывает, что его можно использовать и при многократных неисправностях, в том числе КЗ, обусловленных топологией схемы. Поэтому данный метод считается очень производительным; однако для его применения необходимо наличие ЭВМ.

Наряду с рассматриваемыми до сих пор методами существуют и другие методы, пока не применяющиеся на практике, например метод Поага [3.28] или метод эквивалентной нормальной формы [3.23]. Некоторые методы могут рассматриваться как вариации D -алгоритма (метод критического сигнального пути [3.29] или метод обратной сенсibilизации). Подробное объяснение этих методов приведено в [3.1—3.4].

3.3.2. Минимизация множества тестовых воздействий

С помощью вышеназванных методов возможна генерация тестовых воздействий для выявления определенных неисправностей в комбинаторных схемах. Как правило, множество тестовых воздействий должно быть минимальным по объему и обнаруживать все неисправности в контролируемых схемах. Уменьшение объема должно проводиться как при генерации тестовых воздействий, так и непосредственно при контроле, что требует ограничения фактически возможных неисправностей, точнее, тестовых воздействий. Другими словами, сокращение затрат при генерации тестовых воздействий достигается в том случае, если уменьшается число рассматриваемых неисправностей.

В (3.9) условия для входных воздействий, которые позволяют различать неисправности α и β , заданы в виде $f_{\alpha} \oplus f_{\beta} = 1$. Если же обе неисправности по своему действию абсолютно идентичны, то условие (3.9) равно нулю и неисправности не отличаются друг от друга. Такие неисправности называют эквивалентными. Поэтому при расчете тестовых воздействий достаточно принимать во внимание только одну неисправность из множества эквивалентных.

В качестве примера для дальнейшего обсуждения рассмотрим элемент И с входами a и b ($m=2$) и выходом c . Будем считать, что на каждом выводе элемента могут быть неисправности как типа sa 0, так и типа sa 1. Тогда возможны $2(m+1)=6$ неисправностей типа «постоянно в состоянии 0 или 1».

При рассмотрении табл. 3.9 видно, что все неисправности типа sa 0 для элемента И оказываются эквивалентными. Соответственно для элемента ИЛИ эквивалентными являются все неисправности типа sa 1.

У элемента И — НЕ (ИЛИ — НЕ) эквивалентными являются все неисправности типа sa 0 (sa 1) на входе и типа sa 1 (sa 0) на выходе.

Таким образом, число рассматриваемых неисправностей уменьшается с $2(m+1)=6$ до $(m+2)=4$.

Дальнейшее рассмотрение возможных тестовых воздействий для неисправности c типа sa 1 показывает, что множество T_1 (воздействия 1, 2 и 3) является обобщающим для множества тестовых воздействий T_2 неисправности a типа sa 1 (воздействие 2) и неисправности b типа sa 1 множества T_3 (воздействие 3). В этом случае неисправность c типа sa 1 доминирует над неисправностями a типа

Таблица 3.9. Реакция элемента И на различные неисправности (кружками обозначены отклонения от исправной схемы)

Воздей- ствие	Вход		Значение выхода элемента с						
	a	b	исправное	неисправное					
				a sa 0	a sa 1	b sa 0	b sa 1	c sa 0	c sa 1
1	0	0	0	0	0	0	0	0	1
2	0	1	0	0	1	0	0	0	1
3	1	0	0	0	0	0	1	0	1
4	1	1	1	0	1	0	1	0	1

sa 1 и b типа sa 1. Если неисправность α доминирует над неисправностью β , то каждое тестовое воздействие для выявления неисправности β выявляет также неисправность α ; неисправность α не нуждается больше в отдельном рассмотрении.

В приведенном примере с элементом И это относится к неисправности на выходе с типа sa 1. Оказывается, что для элемента с m входами должны рассматриваться $m+1$ неисправностей, что обеспечивает их сокращение по отношению к первоначальному числу на 50%. Дальнейшее сокращение неисправностей может быть достигнуто путем совместного рассмотрения эквивалентных и доминантных неисправностей различных элементов на сигнальном пути.

Сформулируем теперь некоторые соображения по сокращению неисправностей в нерезервируемых схемах:

каждое множество тестовых воздействий в комбинаторных неразветвленных схемах, выявляющее все неисправности на входах схемы типа «постоянно в состоянии 0 или 1», выявляет все неисправности схем этого типа;

каждое множество тестовых воздействий в комбинаторных разветвленных схемах, выявляющее все простые неисправности типа «постоянно в состоянии 0 или 1» на входах схемы и за точками разветвления, выявляет все простые неисправности схем этого типа.

Доказательство этих положений, особенно для многократных неисправностей, приводится в специальной литературе [3.3].

Другие возможности по уменьшению множества тестово-

вых воздействий реализуются путем соответствующего объединения отдельных тестовых воздействий.

Если же удастся объединить два тестовых воздействия в множестве тестов, появляется воздействие, способное обнаруживать обе неисправности, чем обеспечивается сокращение числа тестов.

Пример. Тестовое воздействие 0X101 выявляет неисправность α , тестовое воздействие 011XX — неисправность β . Комбинация обоих тестов дает новое воздействие 01101, выявляющее обе неисправности.

Одно тестовое воздействие выявляет, как правило, несколько неисправностей. Если имеется в распоряжении перечень такого рода неисправностей, которые выявляются с помощью отдельных тестовых воздействий, можно сформулировать минимально необходимое множество тестов, выявляющих все неисправности (так же как в табл. 3.9). Такого рода уменьшение осуществляется еще и путем минимизации логических функций схемы [3.30]. Правда, в этом случае довольствуются обычно субоптимальными решениями, поскольку минимизация требует недопустимо большого времени вычислений. Однако следует иметь в виду, что при локализации неисправностей объединение тестовых воздействий недопустимо.

3.3.3. Тестовые воздействия для последовательных схем

Последовательные схемы (переключающие устройства) содержат наряду с чисто комбинаторной логикой запоминающие устройства и в отличие от комбинаторной схемы обладают определенной памятью (последствием). Выходные сигналы схемы являются функцией входных воздействий не только в настоящий, но и в предыдущие моменты времени, которые фиксируют внутреннее состояние схемы. Под внутренним состоянием схемы понимается комбинация сигналов на линиях обратной связи, так что число состояний схемы оказывается конечным.

Каждая последовательная схема может быть представлена автоматом Милли [3.31] (рис. 3.12) и полностью описывается двумя векторными уравнениями. Выходной вектор $Z = (z_1, z_2, \dots, z_p)$ зависит от входного вектора $X = (x_1, x_2, \dots, x_m)$, вектора состояния схемы $S = (s_1, s_2, \dots, s_n)$ следующим образом:

$$Z = F(X, S), \quad (3.17)$$

где $F = (f_1, f_2, \dots, f_p)$.

Обозначим переменную зависимость индексом t , тогда состояние S^{t+1} запоминающего устройства в момент времени $t+1$, которое устанавливается по значению вектора вторичного выхода $Y = (y_1, y_2, \dots, y_n)$ в момент времени t , можно записать в виде

$$S^{t+1} = (S_1^t, S_2^t, \dots, S_n^t) = Y^t = G(X^t, S^t), \quad (3.19)$$

где $G = (g_1, g_2, \dots, g_n)$.

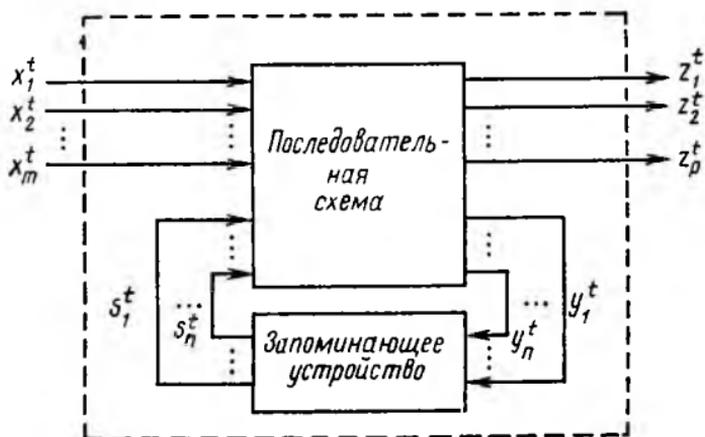


Рис. 3.12. Модель последовательной схемы автомата Милли с m входами, n разрядами регистра и p выходами

Реализация обеих функций F и G в общем случае осуществляется с помощью единой логической схемы. При этом запоминающее устройство исключается из рассмотрения и включается в линию обратной связи. Связи с логической схемой обозначаются с помощью вторичных входов и выходов.

Если в качестве запоминающего элемента применяется тактовый триггер, изменение состояния может происходить только в дискретные моменты времени; все запоминающие элементы принимают новое значение в один и тот же момент времени (синхронно). Такого вида схемы называются синхронными переключающими устройствами. В частном случае могут быть и асинхронные схемы, у которых запоминающие устройства являются частично или даже полностью нетактовыми либо сигнальный путь обратной связи не имеет замедления. Асинхронные схемы из-за больших временных затрат непригодны для применения в больших ИС. Поэтому мы ограничимся рассмотрением только синхронных переключающих устройств и будем считать,

что эти схемы ведут себя синхронно и в неисправном состоянии.

Последовательная схема может рассматриваться как комбинаторная логическая схема с запоминающими элементами. Функция схемы в общем случае задается в виде таблицы состояний и графа состояний. Переходные характеристики состояний переключающего устройства согласно (3.18) реализуются логической схемой. Кроме того, все неисправности в запоминающих устройствах отображаются как неисправности вторичных входов и выходов, что приводит к уменьшению тестовых воздействий для комбинаторной логической схемы.

Задача контроля последовательной схемы формулируется следующим образом: существует 2^{m+n} различных входных комбинаций, причем как для активизации, так и для наблюдаемости неисправности требуются определенные внутренние состояния схемы, т. е. специальные воздействия на n вторичных входах. При этом для выявления неисправностей в общем случае необходима постоянная последовательность тестовых воздействий. Все тестовые последовательности образуют единую совокупность — контрольный эксперимент.

Каждая неисправность переключающего устройства реализуется в изменяющейся таблице состояний и выявляется только тогда, когда выходное значение отклоняется от значения, соответствующего исправному состоянию контролируемой схемы. Однако исправное состояние гарантируется лишь в том случае, если можно проконтролировать все переходы схемы из состояния в состояние, причем предполагается, что число состояний схемы вследствие неисправности не увеличивается.

Контрольный эксперимент можно начинать только тогда, когда выход схемы находится в определенном состоянии, поскольку выходная последовательность контролируемой схемы зависит от последовательности тестовых воздействий и начального состояния. Этот процесс называется стимуляцией.

При включении запоминающий элемент находится либо в состоянии логического 0, либо 1. Поэтому сначала необходимо это случайное и неизвестное состояние оценить и перевести схему в определенное состояние. В простейшем случае это осуществляется аппаратными средствами путем воздействия внешнего сигнала, с помощью которого все запоминающие ячейки устанавливаются в одноименное со-

состояние. Затем, при подаче соответствующих входных воздействий устанавливается любое желаемое состояние схемы. Входная последовательность для перехода между двумя заданными состояниями называется переходной последовательностью.

На рис. 3.13 показан циклический 2-битный счетчик с управляемым входом, а также соответствующий ему граф состояний. Состояние счетчика можно наблюдать не-

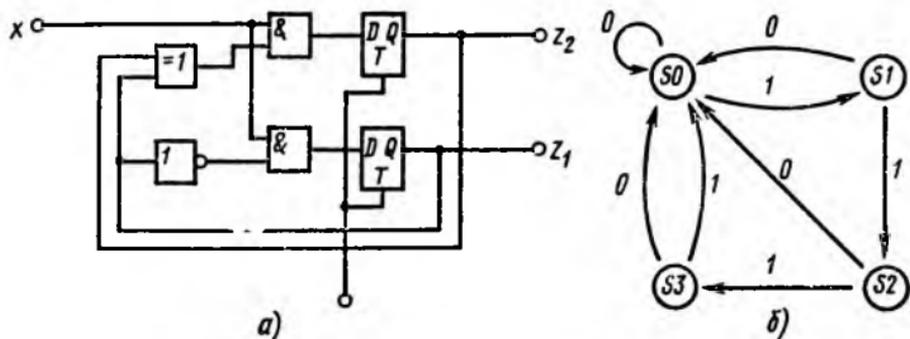


Рис. 3.13. Циклический 2-битный счетчик с управляемым входом:
 а — возможная реализация; б — размеченный граф состояний

посредственно, что сильно упрощает контроль. Управляемый вход x равен 0, которому соответствует состояние S_0 ($s_1=0$ и $s_2=0$) графа, а затем состояние счетчика циклически увеличивается. Возможная переходная последовательность от S_1 до S_3 соответствует $x=1,1$.

Однако переключающее устройство можно устанавливать в необходимое состояние не только аппаратным путем, но и с помощью стимулирующей последовательности, которая состоит в простейшем случае из входной последовательности, позволяющей перевести синхронную схему из любого состояния в некоторое конечное состояние. Такая входная последовательность называется синхронизирующей последовательностью. Схемы, не имеющие синхронизирующей последовательности, приводятся в конечное состояние с помощью стимуляции, позволяющей однозначно определить при наблюдаемости выходной последовательности конечное состояние. Такого рода последовательность существует для каждого редуцированного автомата [3.2] (редуцированный автомат не содержит идентичных состояний).

Уже этот короткий обзор дает основания для вывода о сложности задачи создания аппаратных средств стиму-

ляции последовательных схем при их контроле. Поэтому по возможности стремятся создавать последовательность тестовых воздействий, не зависящую от начального состояния контролируемой схемы.

Методы генерации тестовых воздействий для последовательных схем можно разделить на две группы: структурно-ориентированные методы, учитывающие фактическую реализацию схемы и выбранный класс неисправностей, и функционально-ориентированные методы, позволяющие проводить контроль независимо от реализации схемы. Эти подходы к машинной идентификации охватывают большой класс неисправностей.

Алгоритмов расчета тестовых воздействий для любой последовательной схемы не существует. Известные алгоритмы базируются на весьма жестких ограничениях и предположениях, которые выполняются только в частных случаях.

Ограничения, обусловленные синхронностью последовательных схем, у которых запоминающие элементы реализованы на D -триггерах, связаны с применением моделей, позволяющих распространять структурно-ориентированные методы генерации тестовых воздействий для логических схем на переключающие устройства.

При декомпозиции линии обратной связи автомата Милли (рис. 3.12) получаем комбинаторную логическую схему, которая может быть описана итерационной моделью, состоящей из идентичных комбинаторных элементов, как показано на рис. 3.14.

Синхронная последовательная схема представляется в виде мгновенных состояний логической схемы в определенные моменты времени. Например, временную последо-

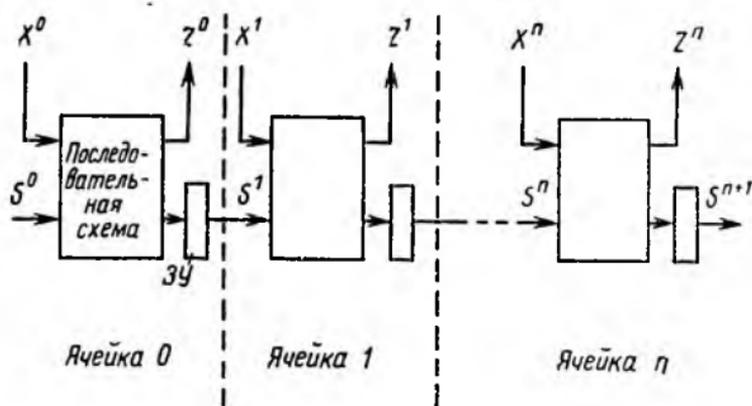


Рис. 3.14. Преобразование последовательной схемы в итерационную схему

вательность состояний $S^t, S^{t+1}, \dots, S^{t+n}$ можно перевести в пространственную последовательность S^0, S^1, \dots, S^n .

Аналогично поступают в отношении всех остальных переменных схемы. Таким образом, временно-последовательную схему удается представить чисто комбинаторной пространственно-последовательной схемой.

Для чисто комбинаторной модели можно с помощью известных методов, например D -алгоритма, определить как последовательность тестовых воздействий, так и начальное состояние S^0 для каждой неисправности. Следует однако иметь в виду, что отдельная неисправность в схеме имеет несколько (последовательность) соответствующих действий в каждой комбинаторной ячейке модели, так что в общей модели должна идти речь о многократных неисправностях.

Генерация тестовых воздействий происходит путем многократного применения известного метода сенсбилизации сигнального пути для каждой ячейки итерационной модели. Объем декомпозиции схемы ограничен при этом числом ячеек, которые необходимы для сенсбилизации сигнального пути до наблюдаемого выхода. Итерационная модель схемы с $N=2^n$ состояниями может иметь до N ячеек. Это приводит к очень быстрому увеличению необходимого времени расчета модели и объема запоминающего устройства схемы при возрастании ее сложности, что ограничивает как сложность рассматриваемой схемы, так и число состояний, анализируемых при выявлении неисправности. При определенной сложности схемы уже невозможно для некоторых неисправностей автоматически генерировать тестовые воздействия, поэтому степень обнаружения неисправности оказывается уже неприемлемой. Применение структурно-ориентированных методов ограничивается в связи с этим схемами малой сложности, т. е. большие последовательные схемы декомпозируются (разделяются) (см. § 3.4).

В последние годы все чаще для контроля последовательных схем используются псевдослучайные воздействия. При относительно малом числе тестовых воздействий степень обнаружения неисправности составляет свыше 90 %. Однако для более высокой степени обнаружения неисправностей требуется большое число тестов. Поскольку определение степени обнаружения неисправностей происходит путем их имитации на статистической модели, с помощью этой же модели оцениваются степень сложности схемы и допустимые вычислительные затраты для ее контроля.

Функционально-ориентированные методы не зависят от

конкретной схемной реализации и базируются на таблице функций исправной схемы. Никаких предположений относительно рассматриваемых моделей неисправностей не требуется. Тестовая последовательность служит лишь для того, чтобы оценить, выполняет ли контролируемая схема требуемые функции. При этом каждый переход может быть описан графом состояний. В качестве тестовой последовательности выбирается последовательность входных воздействий, которая позволяет однозначно различать исправное состояние схемы от всех остальных (неисправных) состояний. Поэтому такого рода контроль называют идентификацией.

Такая постановка задачи принадлежит Муру [3.32], который уже в 1956 г. показал, что каждую схему с N состояниями, M различными входными комбинациями воздействий и P различными выходными тестовыми комбинациями — так называемую (N, M, P) -схему — можно отличить от других (N, M, P) -схем с помощью простого контрольного эксперимента длиной

$$M^{N-1} \leq L \leq N^{NM+2} = P^N/N! \quad (3.19)$$

В основе эксперимента (рис. 3.15) лежат следующие весьма общие предположения:

схема имеет ограниченный и строго связанный граф состояний, т. е. граф без идентичных состояний, и из каждого состояния принципиально возможно перейти в любое другое состояние;

тестовая последовательность получается только из таблицы функций контролируемой схемы, реализация схемы неизвестна;

принимаются во внимание все возможные неисправности. Частные модели неисправностей не используются, однако Мур предположил, что неисправность в схеме не приводит к появлению новых состояний и их число при этом никогда не превышает N .

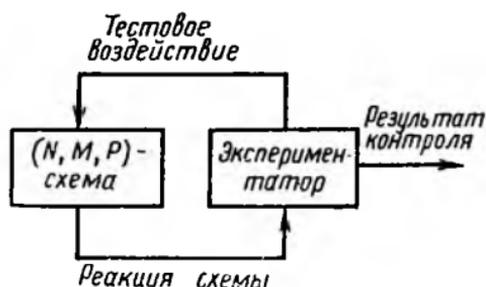


Рис. 3.15. Контрольный эксперимент по идентификации схемы согласно теории Мура [3.32]

Такого вида абстрактные методы уже при довольно малых схемах приводят к нереализуемой длительности контроля. Например, для контроля десятичного счетчика с $N=10$ состояниями и $m=6$ входами необходима минимальная длительность теста $L_{\min} = (2^6)^{(10-1)} = 1,8 \cdot 10^6$, что при частоте тестовых воздействий 10 МГц требует на проведение контроля около 57 лет.

Благодаря систематизации ограничений и предположений Муру удалось верхнюю границу L существенно уменьшить. В зависимости от требований, предъявляемых к контролируемой схеме, максимальное число контрольных векторов колеблется от MN^3 [3.33] до MN^2 [3.34]. Для простых схем в [3.35] приводится значение $L < (2MN + 3N + 1) \times \times [\log_2 N] + MN$. В этом выражении $[\log_2 N]$ означает минимально возможное целое число, большее чем $\log_2 N$. В соответствии с такой оценкой для рассмотренного выше десятичного счетчика максимальное число тестовых воздействий $L=5884$, что позволяет провести его контроль за 0,6 мс при тактовой частоте 10 МГц.

Сформулированные условия перехода схемы в разряд комбинаторных путем включения дополнительной логики в последовательную схему являются достаточно общими, что позволяет осуществить контроль за ее функционированием рациональным образом. При этом обе схемы имеют идентичные функции, хотя они и различаются весьма существенно по контролепригодности, что рассмотрено подробно в § 3.4. Например, во время контроля можно извне устанавливать все запоминающие ячейки схемы в нужное состояние и наблюдать сигналы на выходе схемы за счет введения в ее состав контрольной шины. Контроль последовательной схемы оказывается равным по объему контролю чисто комбинаторной схемы, однако для этого необходимо обеспечивать высокую контролепригодность на стадии проектирования.

3.4. Обеспечение контролепригодности на стадии проектирования

Понятие «контролепригодное проектирование» охватывает все мероприятия и условия для реализации (проектирования) схемы, способствующие сокращению затрат на контроль ее работы. Обзор этой проблемы и бесчисленные варианты ее решения приведены в [3.7]. Предложения по повышению контролепригодности должны формулировать-

ся как на уровне устройства схемы, так и на логическом и системном уровнях.

При рассмотрении внутренней структуры схемы можно, например, уменьшить число рассматриваемых неисправностей и лежащих в их основе моделей путем исключения соответствующих неисправностей. Это существенно облегчает генерацию тестовых воздействий [3.12]. Данную процедуру поясним на примере N-МОП-элемента, представленного на рис. 3.16.

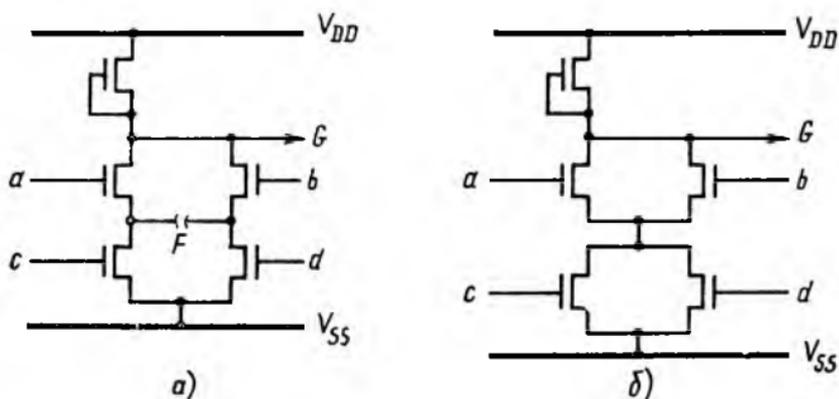


Рис. 3.16. Контролепригодность N-МОП-элемента [3.12]:

a — недостаточная контролепригодность; *б* — хорошая контролепригодность;
 — металлизация; — диффузия

Обрыв в точке *F* для структуры, показанной на рис. 3.16, *a* на уровне элемента, нельзя представить в виде неисправности типа «постоянно в состоянии 0 или 1», а для структуры на рис. 3.16, *б* напротив все обрывы описываются неисправностями такого типа.

Мероприятия по обеспечению контролепригодности на уровне структуры могут осуществляться при автоматическом проектировании с помощью ЭВМ. Поэтому в дальнейшем сосредоточим свое внимание на рассмотрении мероприятий по улучшению контролепригодности на логическом и системном уровнях.

Контролепригодность схемы согласно условиям обнаружения неисправностей (§ 3.3) определяется двумя свойствами: управляемостью, т. е. возможностью извне установить внутреннюю точку схемы в определенное логическое состояние; наблюдаемостью, т. е. способностью извне определять состояние внутренней точки схемы.

Все мероприятия, направленные на поддержание необходимого уровня этих свойств, называются пассивными ме-

рами обеспечения контролепригодности. В свою очередь, мероприятия по генерации тестовых воздействий и оценке данных контроля называются активными мерами обеспечения контролепригодности.

3.4.1. Пассивные меры обеспечения контролепригодности

Согласно (3.2) затраты на генерацию тестовых воздействий увеличиваются по экспоненциальному закону в зависимости от числа элементов схемы. Из этого соотношения непосредственно следует, что разделение (расчленение) сложной структуры на несколько малых элементов существенно уменьшает затраты на ее контроль: упрощается генерация тестовых воздействий; для последовательных схем уменьшается число состояний каждой составляющей схемы, поэтому необходимая длительность контроля существенно сокращается (см. п. 3.3.3). Соответствующее расчленение для обеспечения контролепригодности схемы имеет решающее значение.

Особенно простое расчленение осуществляется при шинной архитектуре схемы. С помощью шины обеспечивается доступ к контролируемым частям схемы: во всяком случае необходимая для этого управляющая логика имеется в наличии.

Другие варианты обеспечения контролепригодности схем со сложными структурами связаны с выбором контрольных точек, которые (при наличии дополнительных органов управления) существенно улучшают как управляемость, так и наблюдаемость схем. При подаче соответствующих сигналов на контрольные точки происходит либо отключение определенных элементов схемы, либо размыкание линий обратной связи, как представлено на рис. 3.17.

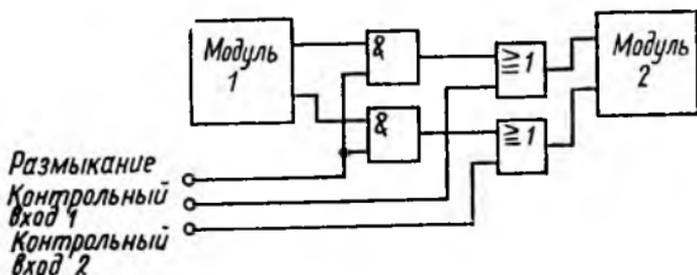


Рис. 3.17. Использование логики связей для декомпозиции

Однако следует учесть, что дополнительная контрольная логика ограничивает скорость обработки данных.

На размыкающий вход схемы подается логический 0, оба модуля отсоединяются. Входы модуля 2 могут управляться только непосредственно от контрольных входов.

Такая структура обратной связи дает возможность не привлекать к рассмотрению внутренние обратные связи схемы; стимуляция схемы за счет установки и определения ее внутреннего состояния существенно упрощается. Благодаря размыканию обратных связей в схеме проблема контроля последовательных схем сводится к более простой проблеме контроля комбинаторных схем.

Вместе с тем следует отметить и недостатки предлагаемых мероприятий по обеспечению контролепригодности схем. Они заключаются в том, что дополнительные управляемые входы должны иметь контрольный выход. Из-за больших ограничений на число органов управления эти требования трудно реализовать. Многократное использование одних и тех же органов управления в качестве входных и выходных устройств позволяет значительно сократить их число. Можно также свести с помощью мультиплексора несколько точек контроля к одному органу управления. Если же такой возможности нет, следует по меньшей мере обеспечить размыкание линии обратной связи с запоминающими элементами, что существенно облегчает стимуляцию схемы (см. § 3.3).

В качестве устройства расчленения схемы в нее можно встраивать регистр сдвига для обеспечения наблюдения и управления внутренними сигналами. Число необходимых для этого органов управления чрезвычайно мало. Такое (оптимальное) решение задачи контроля базируется на идеях, высказанных в [3.24, 3.36].

В противоположность уже рассмотренным методам обеспечения контролепригодности схем, которые в значительной степени зависят от типа схемы, ее структуры и не могут быть распространены на другие типы схем, существует еще один метод пассивного обеспечения контролепригодности. Этот метод используется различными фирмами и сокращенно обозначается как LSSD [3.7].

В основе концепции контрольной шины лежит ряд принципов проектирования [3.37]. Все запоминающие элементы являются синхронными тактируемыми триггерами, что позволяет реализовать в способе контроля дополнительную логику в виде регистра сдвига. Начало и конец сдвигаю-

щей цепи связаны с органами управления и обеспечивают последовательный ввод тестовых воздействий и вывод сигналов, соответствующих реакции схемы на тестовые воздействия. Каждая запоминающая ячейка имеет выход во внешнюю схему, благодаря чему схема становится уже не последовательной, а чисто комбинаторной с точки зрения контроля. В связи с этим существенно упрощается контроль последовательных схем.

Как уже упоминалось, для этого метода существуют различные условия и соответствующие им варианты реализации. Обзор вариантов реализации метода приведен в [3.7]. На рис. 3.18 в качестве примера показан вариант, включенный фирмой IBM в LSSD.

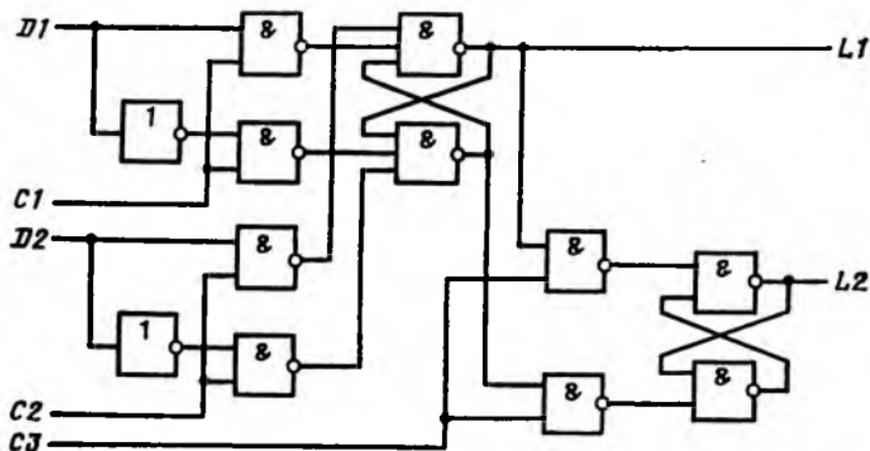


Рис. 3.18. Элемент регистра сдвига [3.37]

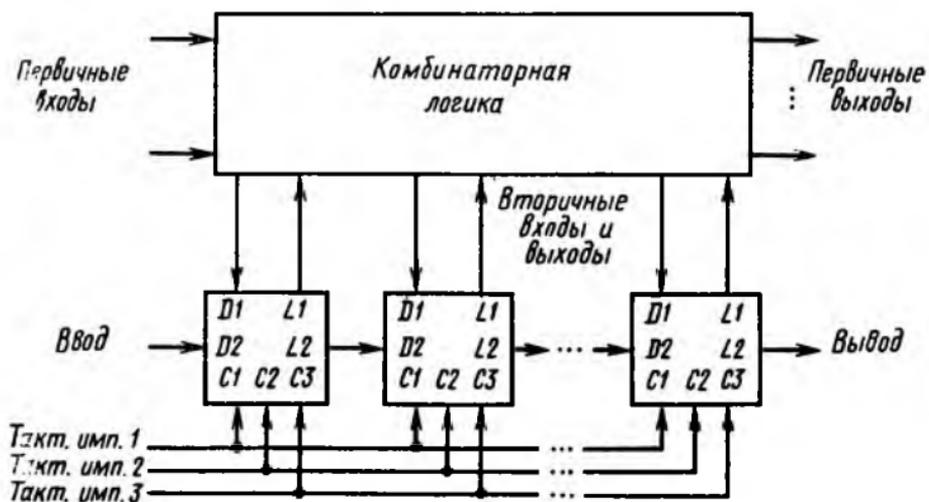
В рабочем состоянии оба контрольных входа $C2$ и $C3$ установлены в логический 0. Данные на системном входе $D1$ передаются с системной частотой тактов $C1$ на выход $L1$. В режиме контроля структура работает как ячейка регистра сдвига. Вход $D2$ связан со сдвигающим выходом $L2$ предыдущего каскада, а выход $L2$ — соответственно со сдвигающим входом последующего каскада. Тактирование этих основных и вспомогательных элементов происходит с помощью основных тактовых импульсов $C2$ и $C3$, а также дополнительных тактовых импульсов $C3$, которые активно чередуются.

Если все запоминающие элементы реализуются описанным выше способом, то необходима реализация контролепригодности, показанная на рис. 3.19. При этом требу-

ются только четыре дополнительных элемента управления для контрольных сдвигающих тактовых импульсов $C2$ и $C3$, а также для установления начала и конца работы контрольной шины.

Контроль схемы происходит следующим образом:

1) вектор тестовых воздействий вторичных входов длиной n благодаря n тактовым импульсам 2 и 3 через вход



Р и с. 3.19. Применение метода сканирования

«Ввод» поступает в n запоминающих ячеек контрольной шины;

2) первичные входы устанавливаются согласно последующим тестовым воздействиям;

3) реакция схемы на воздействие с n вторичных выходов передается с помощью единичных срабатываний системного тактового импульса 1 в n запоминающих ячеек;

4) реакция схемы на воздействия выводится с помощью сдвигающих тактовых импульсов 2 и 3 из запоминающих ячеек. При этом следующий вектор тестовых воздействий уже может вводиться в схему.

Как показывает опыт, число требуемых тестовых воздействий можно уменьшить на порядок. Дополнительные затраты на аппаратные средства составляют в зависимости от сложности схемы, а также вида и способа исполнения контрольной шины от 4 до 20 % [3.37].

Для уменьшения затрат на соединения и монтаж при сложной структуре схемы с большим числом запоминаю-

ших ячеек (следовательно, и ячеек регистра сдвига) контрольная шина часто выполняется из нескольких коротких сигнальных путей. Этого можно добиться путем установки дополнительных органов управления или многократного использования имеющихся органов управления.

Благодаря разделению (расчленению) контрольной шины на несколько коротких сигнальных путей удастся избежать принципиального недостатка рассмотренного метода контроля: в определенных обстоятельствах удастся существенно сократить длинную фазу сдвига при вводе тестовых воздействий и выводе реакции схемы на них (n сдвигающих тактов при n запоминающих ячейках). В одинаковой мере снижается и время вычислений при генерации соответствующих тестовых воздействий.

В заключение можно отметить, что рассмотренный метод при соответствующем его применении и точном соблюдении условий разработки и производства чрезвычайно эффективен для повышения контролепригодности цифровых ИС.

3.4.2. Активные меры обеспечения контролепригодности

Представленные пассивные меры хотя и повышают контролепригодность, однако требуют многочисленных внешних воздействий для проведения контроля. Эти меры предусматривают прежде всего генерацию тестовых воздействий с помощью соответствующих автоматов и оценку реакции схемы на тестовые воздействия. Кроме того, пассивные меры приводят к значительным временным затратам, обусловленным последовательным сдвигом данных при проведении контроля (см. метод, описанный в п. 3.4.1).

Эти недостатки можно исключить с помощью активных мер обеспечения контролепригодности, которые заключаются в размещении на самой пластине устройств генерации тестовых воздействий и оценки реакции на эти воздействия. Контроль происходит по сигналу извне, а затем полученный результат передается в устройство регистрации; в перерывах между проверками происходит самоконтроль самой пластины. С этой целью необходимо на пластине создавать функциональный блок (рис. 3.20), выполняющий функции самоконтроля схемы: генерации тестовых воздействий, оценки данных контроля, а также управления процессом контроля.

Ограничениями при этом являются условия минимизации

ции площади пластины, занимаемой дополнительным блоком. Поэтому перезапись тестовых воздействий или требуемых значений реакции схемы на воздействия невозможна. Напротив, необходима генерация таких тестовых воздействий, которые для наиболее простой реализации обеспечи-

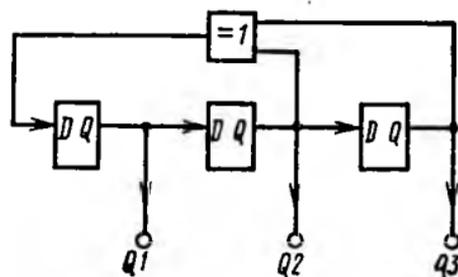


Рис. 3.21. Генератор тестовых воздействий с линейной обратной связью

Рис. 3.20. Структура схемы с самоконтролем

вают необходимое качество контроля. При обработке результатов контроля не исключается «сжатие» данных, когда уменьшение множества данных контроля происходит без снижения качества контроля.

Простейший генератор тестовых воздействий представляет собой линейный регистр сдвига с обратной связью. Его можно получить, как упоминалось в п. 3.4.1, из уже имеющихся нормальных регистров с помощью функционального преобразования с минимальными затратами. На рис. 3.21 показан регистр, выполненный на основе D -триггера; тактируемые импульсы не представлены.

Такого вида генератор тестовых воздействий размерностью m создает псевдослучайную последовательность [3.38] с максимальной длительностью периода

$$L = 2^m - 1. \quad (3.20)$$

При соответствующем выборе обратной связи генерируются все логические комбинации, исключая воздействие 0, 0, ..., 0, так что комбинаторную схему удастся проконтролировать полностью (или почти полностью). В табл. 3.10 приведен один период псевдослучайной последовательности генератора, изображенного на рис. 3.21.

Таблица 3.10. Псевдослучайная последовательность генератора, приведенного на рис. 3.21

Q1	Q2	Q3	Q1	Q2	Q3
1	1	1	0	1	0
0	1	1	1	0	1
0	0	1	1	1	0
1	0	0			

В частном случае могут быть рекомендованы детерминированные тестовые воздействия. В этом случае также используется регистр сдвига с обратной связью, однако обратная связь является нелинейной и определяется согласно [3.39].

Оценки «сжатие» реакции схемы на тестовые воздействия могут проводиться с помощью различных устройств, например счетчика, регистрирующего число изменений сигнала (0/1 и соответственно 1/0) на отдельных проводниках. Однако затраты на контрольные аппаратные средства оказываются весьма существенными.

В других устройствах тоже используются счетчики, которые для каждого выхода схемы определяют число логических 1 при всех возможных тестовых воздействиях. Подобный метод описан в [3.7].

Для «сжатия» данных контроля часто применяется сигнатурный анализ. В качестве устройства оценки данных контроля в этом случае используется регистр сдвига с обратной связью, с помощью которого поток данных концентрируется в так называемой сигнатуре, т.е. в содержимом регистра в конце контроля [3.40]. Качество контроля зависит от размерности применяемого регистра. Для обнаружения неисправности необходимо, чтобы сигнатура неисправной схемы отличалась от сигнатуры схемы в исправном состоянии.

Число возможных сигнатур, точнее, возможных состояний сигнатурного регистра, определяется размерностью регистра. Ограничение размерности сигнатурного регистра может привести к идентичным сигнатурам при различных реакциях схемы на тестовые воздействия. Вероятность обнаружения неисправности для размерности регистра m

бит

$$P \geq 1 - 2^{-m}, \quad (3.21)$$

поэтому минимальную размерность сигнатурного регистра следует выбирать, исходя из заданного значения P .

Например, для $m=8$ вероятность $P=0,996$, а для $m=10$ $P=0,999$. Таким образом, сигнатурный анализ представляет собой метод, позволяющий «сжимать» данные без потери информации.

Недостатки представленной в [3.40] схемы заключаются в реализации бит-последовательного сигнатурного регистра, имеющего только один канал для ввода данных. Следовательно, для схемы с p выходами надо использовать либо p сигнатурных регистров с одним входом, либо один сигнатурный регистр с мультиплексором. Наименьшие затраты обеспечивает параллельный сигнатурный регистр с мультиплексором, имеющий p параллельных входов [3.41]. На рис. 3.22 показана схема параллельного сигна-

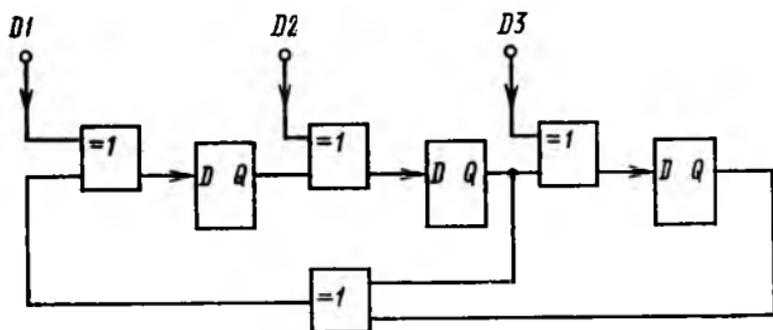


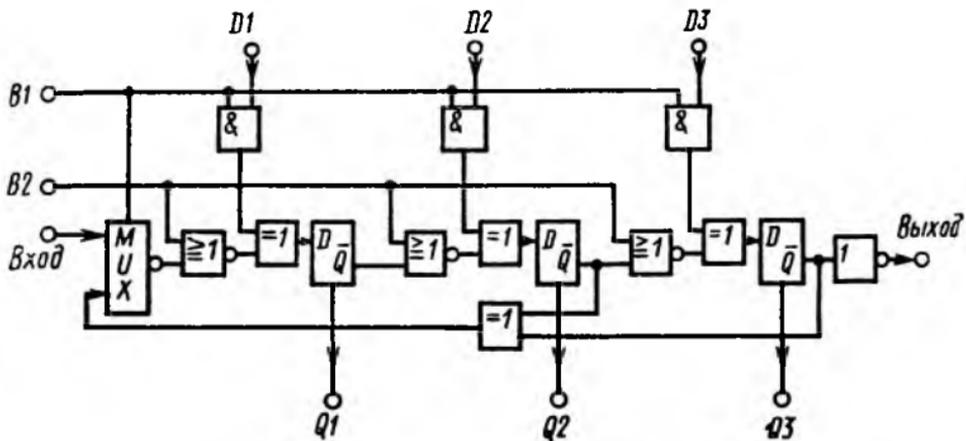
Рис. 3.22. Параллельный сигнатурный регистр для оценки данных контроля

турного регистра, реализованного на D -триггерах; генератор тактовых импульсов на схеме не представлен.

Сравнение данной схемы со схемой генератора псевдослучайной последовательности, приведенной на рис. 3.21, показывает, что они имеют много общего. Сигнатурный регистр можно получить на основе имеющихся регистров с помощью функции преобразований. При этом затраты на аппаратную реализацию относительно невелики.

Структура, объединяющая функции генератора тестовых воздействий и устройства оценки реакции схемы на эти воздействия, представлена в [3.42] и обозначается ВІLВО. Контрольная шина позволяет подключать внешние тестовые

воздействия, что в свою очередь стимулирует генератор тестовых воздействий и сокращает время контроля за счет выбора соответствующего режима контроля. Кроме того, при необходимости можно выводить наружу отдельные реакции схемы на тестовое воздействие, т.е. сигнатуру. На рис. 3.23 показан трехразрядный VILBO-регистр. Об-



Р и с. 3.23. VILBO-регистр

ратная связь для генератора псевдослучайной последовательности и сигнатурного регистра идентична. Режим работы схемы в соответствии с табл. 3.11 устанавливается с помощью управляемых входов *B1* и *B2*.

Таблица 3.11. Режим работы VILBO-регистра

Входы		Выполненные функции
<i>B1</i>	<i>B2</i>	
0	0	Регистр сдвига (контрольная шина)
0	1	Регистр с обратной связью
1	0	Параллельный сигнатурный регистр/генератор псевдослучайной последовательности (при постоянных входных воздействиях)
1	1	Режим работы регистра

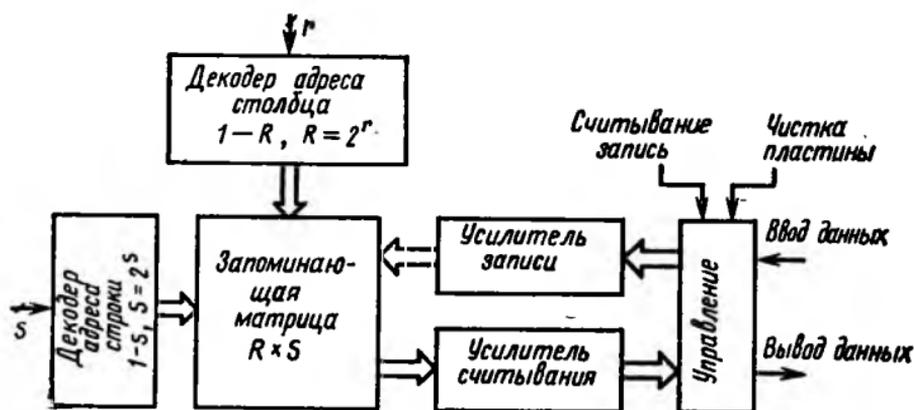
Таким образом, VILBO-регистр представляет собой универсальное активное средство для самоконтроля цифровых ИС. Дополнительные аппаратные затраты на активные средства оправданы тогда, когда наряду с самоконтролем схемы обеспечивается: упрощение автоматического

контроля; его высокое быстроедействие; одновременный контроль нескольких схем или нескольких модулей схемы, облегчение обслуживания и эксплуатации схемы.

3.5. Контроль цифровых запоминающих устройств

3.5.1. Особенности контроля запоминающих устройств

Запоминающие устройства (ЗУ) занимают в цифровой технике особое место. В одних случаях благодаря им могут быть реализованы чрезвычайно компактные устройства за счет регуляризации цифровых схем; в других случаях на запоминающие устройства возлагаются только очень простые функции, а именно запоминание бинарных сигналов согласно заданным адресам, для чего требуются лишь их способности записывать и считывать данные. При запоминании постоянных значений функция записи данных отсутствует, хотя, в дальнейшем будет рассмотрен общий случай запоминающего устройства в режиме записи/считывания. На рис. 3.24 показана типовая схема n -битного запоминающего устройства.



Р и с. 3.24. Типовая конструкция ЗУ

Такое устройство с памятью n бит позволяет располагать по желанию пользователя данные в памяти по n различным адресам и затем считывать их. Считывание выбранного слова происходит с помощью декодера адреса. Адрес длительностью q бит (для n -битного запоминающего устройства $q = \log_2 n$) разделяют обычно на две части: одна — r бит адресов столбцов и другая — s бит адресов строк.

После этого формируется запоминающая матрица, состоящая из R столбцов и S строк.

По способу реализации запоминающих ячеек все устройства считывания/записи можно разделить на две группы: статические и динамические ЗУ. Статические ЗУ используют обычно в качестве запоминающих ячеек триггеры, которые являются относительно помехоустойчивыми элементами. По сравнению с динамическими ЗУ статические ЗУ значительно дороже, поскольку обеспечивают малую плотность запоминаемой информации. Динамические ЗУ, выполненные по МОП-технологии, используют в качестве носителей информации транзисторную ячейку, что повышает плотность информации почти в 4 раза. Запоминаемая информация представляется в виде заряда емкости, при этом наличие паразитных токов утечки делает этот заряд переменным. Для предотвращения разряда емкости в определенные, заранее установленные моменты времени производится обновление содержания ячеек. В современных запоминающих устройствах обновление информации в ячейках происходит при нормальной температуре через каждые 4 мс. При этом все столбцы и строки запоминающей матрицы обновляются одновременно. Так, в ЗУ емкостью 64 кбит, имеющем 256 строк и 256 столбцов, одновременно должны к примеру регенерироваться 256 ячеек. Поскольку для обновления информации в ячейках нужны дополнительные элементы в схеме, это приводит к увеличению затрат на контроль [3.3].

Следующее и существенное отличие динамических ЗУ от статических ЗУ заключается в низкой помехоустойчивости их ячеек запоминания. Стремление к большой плотности информации ЗУ приводит к уменьшению размера носителя информации, поэтому возникает взаимное влияние соседних ячеек друг на друга. Такого рода нежелательные эффекты требуют специальных методов контроля [3.43].

В п. 3.2.3 показано, что различные неисправности в трех блоках устройства записи/считывания (в запоминающей матрице, декодере адреса и устройства управления записью/считыванием) могут быть выявлены при полном обращении к запоминающей матрице [3.11]. Ее можно рассматривать как переключающее устройство с n ячейками запоминания и 2^n возможными состояниями. Для запоминающего устройства емкостью 1 кбит полное число возможных состояний равно таким образом 2^{1024} или $1,8 \times 10^{308}$. Естественно, полный функциональный контроль

такой схемы практически невозможен, так как число требуемых операторов имеет порядок 2^n . Значительного сокращения числа операторов можно добиться только за счет ограничения возможных типов неисправностей.

Например, контроль каждой ячейки проводится путем простой записи и считывания информации. Другие неисправности, такие как отклонение от номинальной функции запоминания, недостаточное усиление усилителя записи и т. д., либо зависят от определенных комбинаций данных адресов, либо проявляются как неправильные временные соотношения и требуют контроля в реальном масштабе времени.

В качестве примера рассмотрим влияние одной запоминающей ячейки на другие. В ячейку i записывается информация, затем процесс записи с последующим считыванием проводится несколько раз. Операции записи и считывания осуществляются также и для других ячеек. Непосредственно после считывания содержимого ячейки i устанавливается, могут ли все ячейки правильно адресоваться и каждая ли ячейка правильно отображает оба логических состояния.

В основном ожидается влияние на ячейку i других ячеек ЗУ из ее непосредственного окружения, т. е. находящихся сверху, снизу, справа и слева. Поэтому знание топологии схемы может существенно уменьшить затраты на контроль за счет ограничения числа ячеек для оценки их взаимного влияния на ячейку i . Подобный подход справедлив и в отношении соседних проводников схемы.

Для отдельных возможных неисправностей оказываются пригодными специальные тестовые последовательности [3.3, 3.44], позволяющие алгоритмическим путем генерировать воздействия, учитывающие регуляризацию ЗУ. Большинство стандартных алгоритмов предполагают при этом соответствие между логической и физической структурой запоминающей матрицы, что на практике выполняется редко. Поэтому необходимо перестраивать соответствующим образом генерируемую адресную последовательность. Для этого применяют так называемую перестраивающую таблицу. Аналогично поступают и в случае, когда ЗУ обладает избыточностью и неисправность изменяет его структуру. Поэтому часто говорят о полуфункциональном тестовом воздействии, поскольку оно не в полной мере зависит от реализации схемы. Ниже приведен обзор употребляемых на практике тестовых воздействий для ЗУ.

3.5.2. Тестовые воздействия для запоминающего устройства

Специальные тестовые воздействия необходимо создавать для всех ЗУ, в том числе и простейших, выполненных на магнитных сердечниках. В настоящее время известно около 70 различных типов тестовых воздействий для ЗУ, позволяющих более или менее удовлетворительно обнаруживать отдельные неисправности. Однако на практике применяются только отдельные стандартные воздействия, обзор которых приведен в табл. 3.12, где под порядком теста понимается число операций записи и считывания для ЗУ емкостью памяти n бит. Указанное время контроля относится к ЗУ емкостью 256 кбит с циклом 100 нс.

Таблица 3.12. Обзор применяемых методов контроля ЗУ

Название метода	Порядок	Время контроля, с
Столбец — строка	$4n$	0,1
В шахматном порядке (MASEST)	$4n$	0,1
	$12n$	0,3
Чередование 0 и 1 (MARCH)	$12n$	0,3
Смена диагонали (DIAPAT)	$4n^{3/2}$	53,7
Пинг-понг (столбец — строка)	$n^{3/2}$	13,4
Пинг-понг (полный)	n^2	$1,9 \cdot 10^2$
Смена 0 и 1 (WALPAT)	$2n^2 + 6n$	$3,8 \cdot 10^2$
Скачки 0 и 1 (GALPAT I)	$2n^2 + 8n$	$3,8 \cdot 10^2$
(GALPAT II)	$8n^2 - 4n$	$15,3 \cdot 10^2$

Общим для всех тестовых последовательностей является то, что всегда выбирается одна контрольная запоминающая ячейка, которая или записывает, или считывает информацию. Основное отличие методов контроля заключается в способе загрузки остальных ячеек, а также в выборе контрольной и мешающих ячеек, влияющих на контрольную.

Простейшей тестовой последовательностью является последовательность типа столбец — строка. Контроль заключается в том, что сначала, например, в столбцы запоминающей матрицы попеременно записываются 0 и 1, которые затем считываются. Этот же процесс повторяется и для обратных чисел, что позволяет обнаруживать КЗ между соседними ячейками. Далее формируется тестовая

последовательность для контроля обновления содержимого динамических ЗУ.

Обновление информации в динамических ЗУ может контролироваться также с помощью метода, в котором ячейки запоминания чередуются в шахматном порядке путем записи в них 0 и 1. На рис. 3.25 показана для примера за-

Строка				
	↓	↓	↓	↓
Столбец				
	→	→	→	→
	0	1	0	1
	1	0	1	0
	0	1	0	1
	1	0	1	0

Рис. 3.25. Заполнение запоминающей матрицы при тестовом воздействии в шахматном порядке

поминающая матрица 4×4 бит, в которую записана информация согласно данному методу контроля. Загрузка матрицы контролируется путем считывания содержимого ячеек всего ЗУ, после чего повторяется процесс контроля для дополнительных воздействий (обратных чисел). Контроль ЗУ сводится в этом случае к контролю каждой отдельной ячейки.

Более широкими возможностями по созданию тестовых воздействий обладает метод MASEST. В отличие от предыдущего метода здесь считывание информации из ячеек производится в следующем порядке: 0; $n-1$; 0; 1; $n-2$; 1; 2; $n-3$; 2 и т. д., при этом 0 соответствует наименьшему адресу и $n-1$ — наибольшему адресу ЗУ емкостью n бит. Последовательность считывания содержимого ячеек показана на рис. 3.26, а. При вторичном считывании все ячейки опрашиваются в обратном порядке. С помощью метода MASEST контролируется прежде всего логика декодера

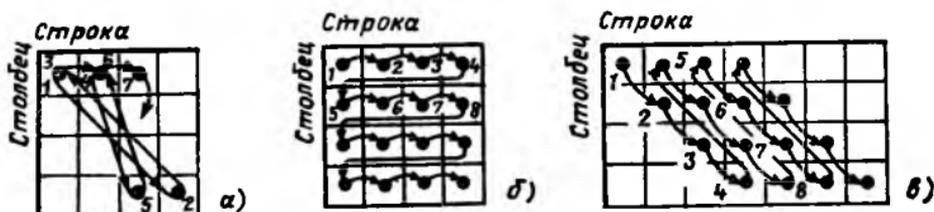


Рис. 3.26. Типовая последовательность операций при выборе эталонной ячейки

и функциональные возможности ячеек в предположении, что организация ЗУ соответствует организации управления адреса, поэтому требуется «перестройка» адреса.

Обычная тестовая последовательность обозначается в виде MARCN. При этом для полностью незагруженной матрицы (содержимое всех ячеек 0) производится считывание в возрастающем порядке адресов ячеек, после чего в них записываются логические 1 (рис. 3.26, б).

Затем проверяется, содержат ли все ячейки матрицы логические 1. Это осуществляется сначала путем уменьшения адресов ячеек, а при достижении наименьшего адреса все ячейки устанавливаются в логический 0. Аналогично повторяется весь контроль при дополнительных данных (обратном коде). Метод MARCN представляет собой простую функциональную тестовую последовательность, позволяющую оценить исправность каждой ячейки, декодера и обнаружить простые взаимодействия между ячейками ЗУ.

Диагональный сдвиг формирует тестовую последовательность DIAPAT, предназначенную для контроля усилителя записи/считывания. Особое внимание необходимо обращать на недостаточное усиление усилителя считывания. Эта неисправность обнаруживается следующим образом. При считывании длинной последовательности одинаковых логических значений замедляется смена к дополнительному значению.

Контроль начинается с установки 1 во всех ячейках одной диагонали матрицы (поз. 1—4 на рис. 3.26, в). Все остальные ячейки содержат 0. Затем производится считывание содержимого ячеек матрицы по столбцам. После этого осуществляется сдвиг диагонали матрицы и процесс циклически повторяется до тех пор, пока не будет достигнуто исходное состояние. Аналогично проводится контроль при дополнительных данных.

Рассмотренные до сих пор тестовые последовательности не оценивают отдельно взаимодействие между ячейками матрицы и особенно чувствительность к воздействиям. Для решения этих задач наиболее используются методы WAKPAT или GALPAT, в которых для каждой ячейки, принятой за контрольную, оценивается влияние различных мешающих воздействий в других ячейках. Это позволяет оценить независимость ячеек и соответственно чувствительность к тестовым воздействиям. Аналогичную задачу решают при формировании тестовых воздействий по мето-

ду пинг-понга, причем если при полном пинг-понге оценивается влияние на контрольную ячейку всех остальных ячеек матрицы, то для метода пинг-понга (столбец — строка) оценивается влияние на контрольную ячейку только соседних ячеек, т. е. ячеек, находящихся в одной и той же строке и одном и том же столбце, что и контрольная ячейка. Как видно из табл. 3.12, во втором случае затраты на контроль существенно уменьшаются.

При методе WAKPAT вначале каждая ячейка запоминающей матрицы устанавливается в логический 0. Затем выбирается в качестве контрольной ячейки первая ячейка и в нее записывается 1. После этого проверяется наличие 0 в мешающих ячейках и, наконец, оценивается, осталась ли при этом в контрольной ячейке 1. Описанная проверка повторяется для остальных ячеек. Аналогичным образом проверяются дополнительные данные.

По методу GALPAT проводится проверка контрольной ячейки со всеми остальными ячейками запоминающей матрицы. Очевидно, такой метод контроля требует больше циклов считывания (см. табл. 3.12). Поэтому проверяются во время считывания все возможные преобразования адреса со всеми возможными преобразованиями данных. Модификация метода GALPAT II позволяет проверять зависимость данных в двух соседних ячейках, что дает возможность обнаруживать динамическую чувствительность тестовых воздействий.

Однако при использовании этой тестовой последовательности происходит увеличение длины теста в n^2 раз. Поэтому в современных динамических ЗУ, обладающих в силу высокой плотности расположения ячеек относительно высокой чувствительностью к тестовым воздействиям, невозможно проверить все возможные взаимодействия ячеек, поскольку, например, продолжительность контроля для ЗУ емкостью 256 кбит составляет почти 4 ч при цикле 100 нс (см. табл. 3.12). Следующим шагом по созданию более экономной по времени тестовой последовательности является метод, описанный в [3.45]. Более подробно он рассмотрен в гл. 4.

3.6. Контрольные автоматы

Для описанных задач контроля можно использовать большое число автоматических тестовых систем проверки цифровых схем. В соответствии с постановкой задачи рас-

смотрим универсальную систему управления для проверки различных ИС, или специальные контрольные устройства, созданные непосредственно для конкретного типа схемы [3.3, 3.4].

Контрольные автоматы реализуют следующие функции: генерацию тестовых воздействий, подачу этих данных на контролируемую схему, оценку реакции схемы путем сравнения ее с требуемой и, наконец, индикацию результатов контроля. При этом имеется несколько принципиально различных вариантов реализации контроля. Так, тестовые воздействия либо запоминаются в контрольном автомате, либо генерируются непосредственно во время контроля для каждой схемы с помощью специального процессора.

Автоматы, работающие с помощью запоминаемых тестовых воздействий, несмотря на применение быстрого буферного ЗУ, сильно ограничены как по числу тестовых воздействий, так и по скорости их выборки. Контроль может состоять только из сравнительно небольшого числа тестовых воздействий (несколько тысяч тестов). Загрузка буферного ЗУ при большом объеме данных значительно увеличивает общую продолжительность контроля.

В другой группе контрольных автоматов применяются специальные процессоры, работающие с очень высокой скоростью и позволяющие генерировать тесты программным путем для каждой контролируемой схемы. В качестве примера приведем линейный регистр сдвига с обратной связью, создающий псевдослучайные воздействия и называемый генератором хранящихся в ЗУ тестовых воздействий. Эти тестовые последовательности обладают несколькими миллионами воздействий.

Аналогичным образом может проводиться оценка реакции контролируемой схемы на различные тестовые воздействия. Оценка осуществляется путем сравнения реакции схемы с записанной в ЗУ реакцией, соответствующей исправной схеме (рис. 3.27, а), или с реакцией эталонной схемы (рис. 3.27, б).

Применение ЗУ, хранящего реакцию исправной схемы на тестовые воздействия, требует включения в состав контрольного автомата быстродействующего ЗУ большой емкости. Сигналы, соответствующие исправной схеме, определяются обычно путем моделирования процесса контроля на имитационной модели в предположении, что имеющаяся модель является правильной (точной).

Имитацию можно использовать также при сравнении

контролируемой схемы с эталонной (см. рис. 3.27, б). В этом случае контролируемая схема работает параллельно и синхронно с исправной схемой данного типа, причем на обе схемы подаются одинаковые тестовые воздействия. Оценка контроля происходит путем непосредственного сравнения

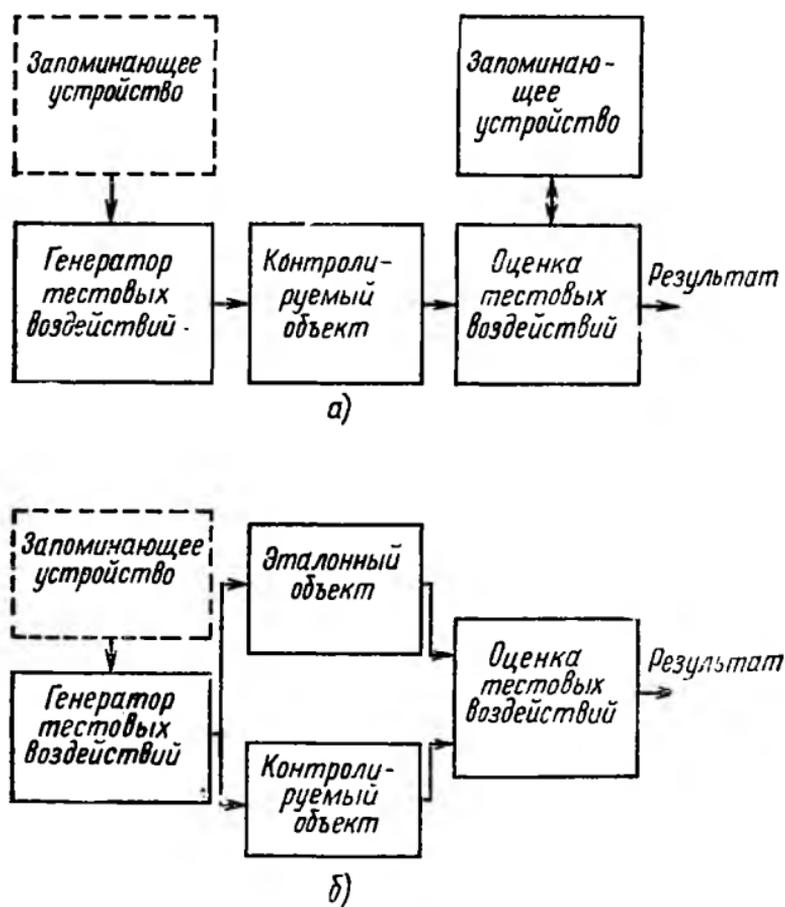


Рис. 3.27. Оценка результатов контроля

реакций контролируемой и эталонной схем. Правда, при этом систематические неисправности схемы, обусловленные ошибками проектирования, остаются невыявленными. Выбор требуемой исправной эталонной схемы представляет собой значительную проблему; кроме того, не все виды схем можно контролировать таким образом.

По этой причине на практике применяются системы контроля, в которых оценка реакции схемы на тестовые воздействия производится путем ее сравнения с записанной

реакцией исправной схемы. Определенного уменьшения затрат на контроль можно добиться за счет «сжатия» данных контроля, как это производится при сигнатурном анализе (см. п. 3.4.2).

Автоматическая система контроля SENTRY 21 [3.46], включающая через мультиплексор две контрольные установки по 120 каналов каждая, имеет частоту считывания данных 20 МГц. Тестовые воздействия могут как генерироваться алгоритмическим путем, так и вызываться из ЗУ, входящего в состав системы. Оценка результатов контроля производится путем сравнения реакции схемы с требуемыми реакциями, находящимися в ЗУ. На рис. 3.28 показана упрощенная схема данной универсальной автоматической системы контроля.

Контролируемая схема с помощью адаптера подключается к контрольному автомату. В зависимости от того, на-

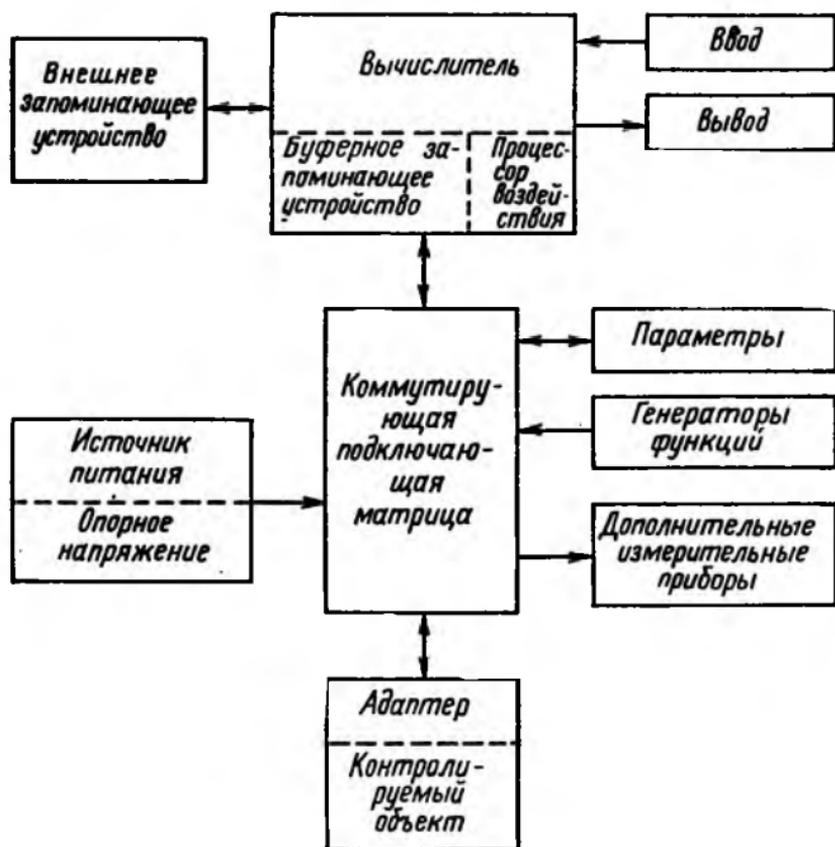


Рис. 3.28. Упрощенная структурная схема автоматической контрольной системы

ходится к контролируемому элементу, адаптер представляет собой либо штекерный разъем либо измерительный зонд. Наряду с ними имеются устройства для бесконтактного контроля с помощью электронного зонда, работающего по методу потенциального контраста (см. гл. 5). Однако до настоящего времени в коммерческих системах контроля эти адаптеры не применяются.

Отдельные выводы адаптера контролируемой схемы объединяются в коммутирующую подключающую матрицу измерительных каналов контрольного автомата. С помощью этой матрицы можно подключать к контролируемой схеме дополнительные измерительные приборы, например, для измерения электрических параметров. Так, блок «Параметры» позволяет фиксировать на каждом выводе схемы ток или напряжение и соответственно их измерять.

Каждый измерительный канал имеет органы управления, выполняющие роль электрического устройства сопряжения между контрольным автоматом и контролируемой схемой. Устройство сопряжения позволяет проводить согласование сигналов различных уровней. С его помощью передаются на контролируемую схему тестовые воздействия из буферного ЗУ, а также принимаются сигналы, соответствующие реакции схемы на эти воздействия. На рис. 3.29 показана принципиальная схема устройства сопряжения (интерфейсной карты).

Управление входом контролируемой схемы осуществляется с помощью задающего устройства с программно-управляемым ограничением тока. Входные уровни V_{IL} и V_{IH} тоже программно-управляемые. Выходное сопротивление задающего устройства составляет 50 Ом, что исключает многократные отражения на 50-омном кабеле при рассогласовании контролируемой схемы. Временные соотношения для входных данных устанавливаются в блоке «Формат времени». Этот блок позволяет устанавливать внутри периода начало и конец поступления входных данных, а также различные виды прерываний. Возможно также программное управление продолжительностью передачи.

Прием сигналов, соответствующих реакции схемы на тестовые воздействия, происходит через компараторы, которые со входной стороны подключаются к программно-управляемой схеме нагрузки, чтобы запирают выход контролируемой схемы. Применение двойного компаратора, как видно из рис. 3.29, позволяет оценивать два граничных напряжения. С помощью генерируемых в блоке «Формат вре-

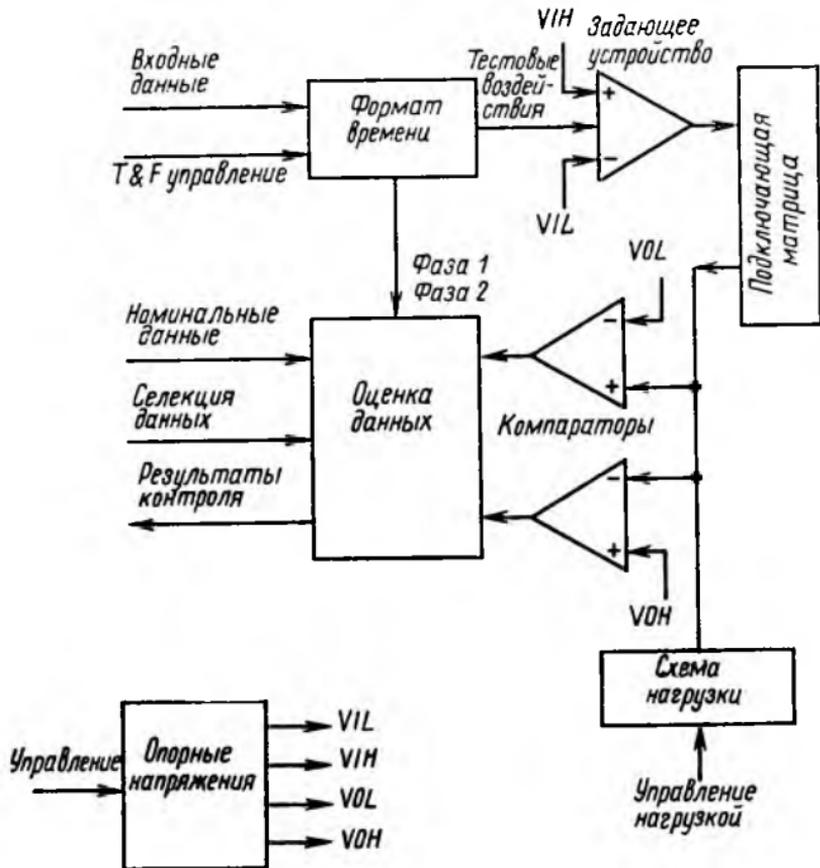


Рис. 3.29. Принципиальная схема интерфейсной электронной платы

мени» сигналов «Фаза 1» и «Фаза 2» можно получить «оценочное окно», устанавливающее временной интервал для оценки реакции схемы. Кроме того, сигналы VOH и VOL позволяют оценить, находится ли выходное напряжение контролируемой схемы выше, ниже или внутри заданных границ VOH и VOL .

При контроле возможно селектирование несущественных выходных данных контролируемой схемы с помощью сигнала «Селекция данных». Полученные на выходе контролируемой схемы сигналы сравниваются с номинальными сигналами и разделяются на правильные и неправильные, в результате чего выявляются как функциональные, так и логические неисправности. Результаты контроля передаются из буферного ЗУ в вычислитель для дальнейшей обработки.

Вычислитель представляет собой ядро автоматической системы контроля. В нем генерируются тестовые воздейст-

вия, он управляет процессом контроля и оценивает его результаты. Вычислитель имеет также диагностические программы для самоконтроля системы контроля; он должен обладать высоким быстродействием, что позволяет непосредственно оценивать качество измерений и обеспечивает уменьшение продолжительности поиска отказа системы контроля. Это уменьшает и стоимость контроля схемы в целом.

ГЛАВА 4

НАДЕЖНОСТЬ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

Интегральные схемы (ИС) приобретают все большее значение в современной электронике. По сравнению с другими электронными элементами они оказывают наибольшее влияние на надежность электронных узлов, приборов и систем. Их широкое применение в различных областях электроники объясняется большим числом выполняемых схемами электрических функций. Сложность конструкции ИС и большое разнообразие условий их применения приводит к возрастанию значения проблемы обеспечения их надежности в процессе производства. При всем многообразии процессов изготовления ИС можно сформулировать достаточно общие меры по обеспечению их надежности при приемлемых затратах.

Понятие «надежность» для конструктивных элементов заключается в сохранении элементом при применении предусмотренных свойств, изменение которых препятствует выполнению элементом его функций. Свойства элементов определяются их конструкцией, применяемыми материалами и методами изготовления. Конструкция элемента устанавливает физико-технические границы его применимости в блоках, узлах в зависимости от нагрузки (ее вида, длительности и интенсивности).

Это взаимодействие между свойствами конструкции и нагрузкой приводит в действие некий физический процесс (механизм отказа), который вызывает изменение функций элемента (отказ). При таком задании длительности жизни как свойства некоторого множества элементов выходить из строя из-за случайных дефектов конструкции (дефекты материалов, ошибки при изготовлении, ошибки контроля) безотказность в отношении конкретного экземпляра может сильно уменьшаться.

Каждый вид элементов электроники обладает специальными (соответствующими области применения) свойствами, которые имеют с точки зрения надежности решающее значение. Специфика ИС с точки зрения надежности и является предметом рассмотрения в данной главе книги.

Свойства элементов, определяющие их надежность, могут быть описаны на основе их принципиальных схем и методов изготовления. При этом оказывается возможным оставить без внимания множество электрических функций ИС. В данной главе приводится обзор физических, технических и экономических условий, которые определяют нынешнее состояние проблемы надежности. С этой целью рассматриваются физические процессы, определяющие безотказность элемента, риски из-за ошибок изготовления, методы обеспечения надежности и числовые значения показателей надежности. Многие из описанных феноменов или механизмов отказов справедливы также для других полупроводниковых элементов.

Статистические методы оценки надежности, например, метод выборочных испытаний и связанные с ними взгляды на вероятностные характеристики генеральной совокупности здесь не рассматриваются, поскольку они достаточно подробно изложены в [4.1, 4.2.]

4.1. Понятие надежности и статистические способы ее описания

Надежность в технической области представляет собой способность изделия выполнять предписанные ему функции в заданных условиях в течение определенного времени. Надежность характеризуется временными изменениями свойств изделия, описывающими связь их начальных значений со значениями свойств в новом состоянии изделия. Описание изделия в новом состоянии происходит на основе непосредственного измерения его свойств. Свойства изделия и его надежность охватываются одним понятием качества. Качество продукта определяется совокупностью свойств, характеризующих его приспособленность к решению поставленных задач [4.3, 4.4].

При рассмотрении изделия в определенных условиях применения следует говорить о его реальной надежности. Вместе с тем условия применения очень многообразны, поэтому при оценке надежности условия применения и внешние условия могут быть рассмотрены лишь с определенной

долей идеализации и ограничений. В этом случае следует говорить об оценке надежности.

Задание надежности чаще всего имеет целью прогнозирование состояния. В этом случае вывод о реальной надежности изделия делают по результатам расчетов, либо путем экстраполяции временного тренда наблюдаемых значений надежности.

Количественное описание надежности предполагает наличие граничных значений, причем случайное или неслучайное изменение некоторых признаков и выход их за граничные значения означают отказ. Например, для конструктивного элемента в качестве граничных значений можно выбрать установленные в паспорте предельные значения его характеристик. Правда, недопустимое изменение свойств элемента, входящего в состав функциональной единицы (конструктивный узел, прибор и т. д.), не всегда приводит к невыполнению функций узла или прибора.

Причина этого заключается в низкой чувствительности свойств функциональной единицы к изменению характеристик элемента, в различии допусков на характеристики функциональной единицы и элемента. Поэтому для описания надежности предлагаемый здесь подход является упрощенным, когда невыполнение функций элемента рассматривается как отказ (так называемый полный отказ). Это соответствует также описанному ниже эффекту, названному физическим механизмом отказа.

Представление надежности элементов в форме функции надежности дает возможность описать состояние множества элементов во временной области. В идеальном случае функция надежности представляет собой соотношение между некоторой величиной, допускающей ее измерение, и механизмом отказа. Для сложных элементов это выполняется далеко не всегда, поэтому функция надежности получается главным образом только на основе наблюдения за состоянием элемента.

Изменение состояния элемента во времени можно обнаружить при наличии достаточно большого числа однотипных элементов, находящихся под нагрузкой. При математическом описании этого процесса используют чаще всего статистические распределения. Они позволяют представить в вероятностном виде соотношения для надежности рассматриваемой совокупности (генеральной совокупности) по результатам, полученным для выборки. Таким образом, этот математический аппарат позволяет описывать надеж-

ностные характеристики генеральной совокупности элементов по результатам оценки некоторой выборки.

Рассмотрим начальную совокупность n_0 однотипных элементов и совокупность этих же элементов $n(t)$, находящихся в работоспособном состоянии в момент t . Тогда относительная функция работоспособности определяется по формуле

$$B_R(t) = \frac{n(t)}{n_0}. \quad (4.1)$$

Функция работоспособности $B_R(t)$ является оценкой вероятности безотказной работы $R(t)$, являющейся функцией надежности элемента.

Дополнительно к функции работоспособности применяют следующую выборочную характеристику надежности:

$$A(t) = \frac{n_0 - n(t)}{n_0}. \quad (4.2)$$

Ей соответствует вероятность отказа

$$F(t) = 1 - R(t).$$

Эту функцию называют также распределением безотказности элемента генеральной совокупности.

Частота отказов элементов определяется отношением числа отказов за определенный временной интервал (t_i, t_{i+1}) к числу начального множества элементов и длине интервала

$$a = \frac{\Delta n(t_i, t_{i+1})}{n_0 \Delta t_i}, \quad (4.3)$$

которая для генеральной совокупности элементов соответствует плотности вероятности отказов

$$f(t) = \frac{dF}{dt} = - \frac{dR}{dt}.$$

Относительная частота отказов за интервал времени (t_i, t_{i+1}) определяется по формуле

$$q = \frac{\Delta n(t_i, t_{i+1})}{n(t_i) \Delta t}, \quad (4.4)$$

а для генеральной совокупности ей соответствует вероятностная характеристика — интенсивность отказа

$$\lambda = - \frac{1}{R(t)} \frac{dR}{dt}. \quad (4.5)$$

Вероятностные характеристики надежности элементов для наиболее распространенных распределений приведены на рис. 4.1.

Простейшим распределением является экспоненциальное распределение, параметром которого служит независимая от времени интенсивность отказов λ . Этот тип распределения характеризует отказы как случайные события. «Случайность» в данном случае означает, что имеет место

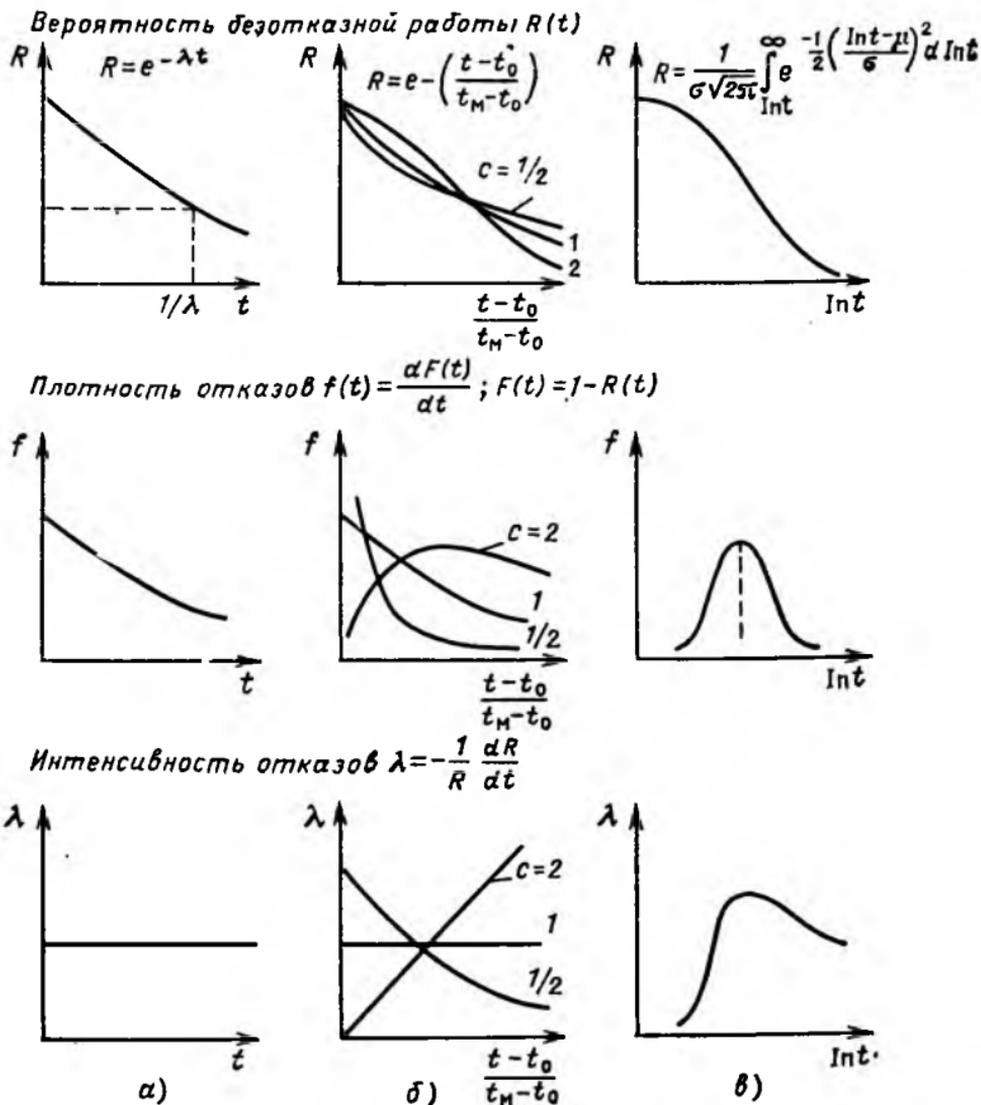


Рис. 4.1. Схематическое представление часто используемых функций для описания вероятности безотказной работы R , плотности отказов f и интенсивности отказов λ :

a — экспоненциальное распределение; b — распределение Вейбулла; $в$ — логарифмически нормальное распределение

статистическое взаимодействие нескольких независимых друг от друга факторов, влияющих на надежность элемента [4.4].

Распределение Вейбулла [4.5] относится к типу экспоненциальных распределений, которое позволяет путем выбора значений параметров (масштабный параметр t_m , параметр формы c , параметр положения t_0) получить непостоянную интенсивность отказов.

Логарифмически-нормальное распределение относится к типу распределений с переменной интенсивностью отказов. Оно представляет собой нормальное распределение, в котором время наступления отказа имеет логарифмический масштаб. Параметрами этого распределения являются среднее значение μ и среднее квадратическое отклонение σ времени до отказа в логарифмическом масштабе. Соображения по определению параметров логарифмически нормального распределения даны в [4.6].

Часто зависимость интенсивности отказов от времени (наработки) является настолько сложной, что допускает описание распределения отказов только по отдельным участкам. Правда, это имеет смысл только тогда, когда различным участкам распределения соответствуют различные причины отказов. Данное обстоятельство справедливо для ИС, у которых функция интенсивности отказов имеет вид корытообразной кривой, различные участки которой соответствуют этапу приработки, основному этапу работы и износу ИС (см. рис. 4.12).

Применение определенного типа распределения часто основывается только на некоторых предположениях. Поэтому его применимость для описания функции надежности элементов необходимо доказывать на основе наблюдаемых процессов изменения работоспособности и отказа элемента и воспроизводимости этих характеристик для одинаковых условий применения.

Логарифмически нормальное распределение часто можно использовать для описания функции надежности при износе. Характеристическим значением здесь является медиана распределения (соответствующая среднему значению логарифма времени до отказа) как показатель безотказности рассматриваемого множества с учетом также среднего квадратического отклонения. Логарифмически нормальное распределение безотказности объясняется следующим образом: аддитивная комбинация влияющих величин со случайными отклонениями приводит к нормальному распреде-

лению значения рассматриваемого показателя. Мультипликативная комбинация дает логарифмически нормальное распределение показателя. Для процессов, интенсивность отказа которых зависит от колебаний влияющих величин, характерны мультипликативные эффекты. Безотказность ИС описывается именно такими процессами.

Интенсивность отказа является характеристикой надежности элементов, которая чаще всего определяет суммарную безотказность электронных систем. При этом исходят обычно из постоянной интенсивности отказов (экспоненциальное распределение). В этом случае величина, обратная интенсивности отказа, представляет собой среднее время между отказами.

Размерность интенсивности отказов, как и частоты отказов, измеряется в $1/ч$. Для конструктивной единицы обычно задается интенсивность отказа в пределах $10^{-6}—10^{-9} 1/ч$, иногда используют также величину $\%/1000 1/ч$ (соответствует $10^{-5} 1/ч$). Применяется также в качестве единицы интенсивности отказа величина fit ($1 \text{ fit} = 10^{-9} 1/ч$).

4.2. Механизмы отказов и их действие при нагрузке

4.2.1. Потенциальная надежность элемента

Полупроводниковая технология позволяет создавать ИС, реализующие большое количество электрических функций в одной структурной единице. Электрические характеристики таких структур определяются свойствами материалов и геометрией схемы. Достижение необходимой геометрии структуры и реализуемость элемента с требуемыми характеристиками определяются технологией производства полупроводниковых схем. Технология устанавливает границы, в пределах которых электрические функции ИС и ее геометрическое расположение соизмеримы с полупроводниковой пластиной.

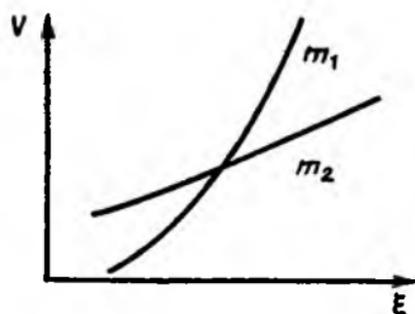
Готовый элемент — интегральная схема — представляет собой пластину, смонтированную в корпусе. В нее входят также внешние электрические разъемы, теплоотводы и устройства защиты от внешних влияющих факторов, которые имеют место при применении схемы.

Разработка ИС с точки зрения надежности заключается в обеспечении ее «потенциальной» безотказности, т. е. в обеспечении соответствия всех параметров схемы нормам (допустимым пределам). Тогда ограниченная надежность

схемы, как и всякого технического устройства, будет обусловлена выбором материала схемы, ее геометрией и способом изготовления, а также условиями эксплуатации. Поэтому при разработке необходимо максимально учитывать возможные изменения компонентов структуры из-за функциональных нагрузок, взаимодействие различных материалов друг с другом, обусловленное условиями изготовления, а также внешние воздействия, характеризующие условия применения схемы. Для оценки воздействия всех этих факторов на безотказность ИС проводятся так называемые испытания на безотказность.

4.2.2. Методы испытаний на безотказность

Испытания на безотказность должны проводиться в условиях, которые ускоряют возможные механизмы отказов. При этом используют зависимости между скоростью протекания процессов, приводящих к отказу элемента, и усиленной эксплуатационной нагрузкой — стрессом (рис. 4.2). На-



Р и с. 4.2. Схематическое представление скорости V развития отказа m_i -го типа в зависимости от влияющей величины ξ

грузка обусловлена многими компонентами, функциональными и внешними влияющими величинами различных временных процессов. Функциональные нагрузки зависят от электрического режима работы. Внешние нагрузки делятся на климатические (температура, давление и т. д.) и механические (вибрации, удары).

При испытаниях на безотказность предусмотрены ограничения на существенные комбинации факторов, предположительно влияющих на безотказность, т. е. на механизм отказов, и преобладающие значения нагрузок. Они основаны на модельных представлениях, описывающих известные связи между механизмами отказов и влияющими величинами, т. е. на наблюдении за отказами, их причинами и соответствующими условиями применения.

При испытании на безотказность могут применяться два различных метода: несколько подмножеств общей совокупности контролируемых элементов подвергаются воздействиям нагрузки различного (ступенчатого) уровня; все множество контролируемых элементов подвергается воздействию последовательно возрастающих нагрузок.

В последнем случае требуется меньшая совокупность контролируемых элементов, однако при этом возникают определенные трудности, связанные с учетом воздействия ранее приложенных нагрузок.

При проведении ускоренных испытаний на безотказность для достижения общности рассматриваемых моделей имеют место более или менее сильные ограничения и предположения:

для отдельных элементарных механизмов отказа известна зависимость от прикладываемой нагрузки; они (нагрузки), однако, зачастую учитываются в виде вторичных влияющих величин, которые, например, обусловлены тонкой структурой получаемого в производстве материала;

для однотипных элементов различной размерности (различных проектов) одинаковые процессы появления отказа действуют во времени различным образом. Размерность при этом может характеризоваться как выбором и геометрией материала, так и граничной чувствительностью схемы;

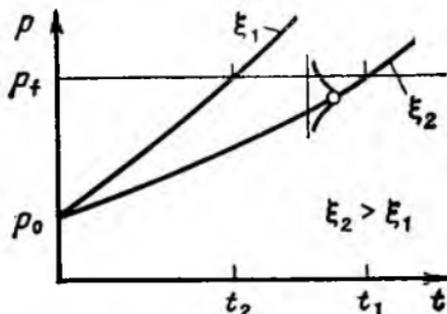
ускоренные испытания являются тем эффективнее, чем выше нагрузка. Однако при высоком уровне нагрузки не исключено, что другие механизмы в отличие от рассматриваемого станут преобладающими и будут определять происхождение отказа (рис. 4.2);

используемые модели содержат иногда сильные упрощения, которые ограничивают область их адекватности.

Указанные ограничения приводят чаще всего к необходимости исследования адекватности моделей с количественной оценкой соответствия эмпирических результатов данным, полученным при исследовании модели.

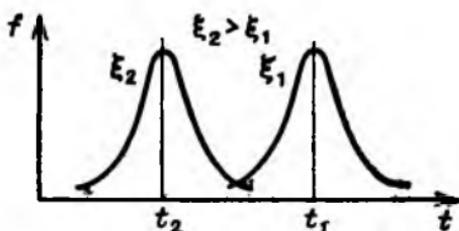
Для характеристики механизма отказа может использоваться непрерывный определяющий параметр p , что позволяет описывать процесс деградации с помощью зависимости этого параметра от нагрузки (рис. 4.3). В большинстве случаев за деградационным процессом нельзя наблюдать непосредственно. Например, дрейф характеристик транзистора, входящего в состав цифровой ИС, удастся обнаружить только по изменению внешних измеряемых характеристик, когда нарушаются функции или логические правила рабо-

Рис. 4.3. Схематическое представление дрейфа, определяющего параметры индикаторной величины p под воздействием различных уровней нагрузки ξ_i . При рассмотрении совокупности элементов необходимо оперировать средним значением распределения параметра $p(t)$. Превышение значения p_f соответствует отказу



ты схемы. В этом случае в качестве основы для построения модели отказа может использоваться временное смещение распределения вероятности безотказной работы в зависимости от нагрузки (рис. 4.4). Соотношение между наблюдае-

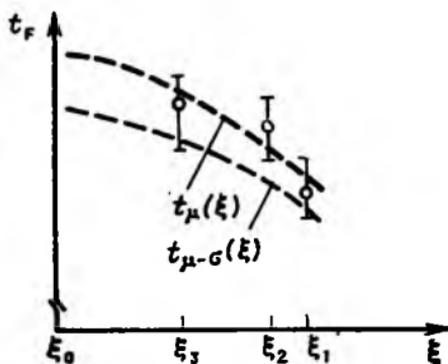
Рис. 4.4. Распределение плотности времени между отказами $f(t)$ для различных уровней нагрузки ξ_i ($\xi_2 > \xi_1$)



мым поведением схемы и нагрузкой представляет собой модель нагрузки. На рис. 4.5 показано схематически это соотношение. Наблюдаемое распределение показателя безотказности (или определяющего параметра для конкретного состояния) представлено характеристиками распределения, например средним значением и рассеянием.

Степень физического обоснования модели и точность эмпирических формул определяются уже названными ограни-

Рис. 4.5. Логарифмическое распределение плотности отказов, например, среднего значения t_μ и диапазона разброса $t_{\mu-\sigma}$ для различных уровней нагрузки ξ_i , показанное в виде регрессионной зависимости $t_F(\xi)$



чениями или риском, связанным с их применением. Это особенно справедливо для оценки безотказности в условиях применения, которая экстраполируется с помощью модели, созданной для области низких нагрузок.

При пересчете наблюдаемых значений параметров безотказности элементов на низкие нагрузки следует иметь в виду, что параметры формы распределения могут зависеть от нагрузки. Кроме того, особую проблему представляют собой испытания на надежность ИС с временным уявлением [4.7].

4.2.3. Ускоренные испытания при повышении температуры

Большинство механизмов отказов существенно зависят от температуры, кроме того, температура является наиболее изменчивой величиной при применении. Поэтому ускоренные испытания на надежность связаны с работой в условиях повышенной температуры.

В качестве наиболее простой модели температурного ускорения механизма отказа чаще всего используется модель Аррениуса. Она первоначально была получена опытным путем и описывает возрастание скорости реакции r от температуры в виде экспоненциальной зависимости

$$r = C \exp(-\Delta E/kT). \quad (4.6)$$

Определяющей величиной при температурной зависимости является энергия активации ΔE , характеризующая уровень энергии ингредиентов, необходимый для протекания реакции. Аналогичным образом описывается в термодинамике с помощью распределения Больцмана доля элементарных частиц, принимающих состояние с более высокой энергией в зависимости от температуры

$$s = D \exp(-\Delta E/kT); \quad \Delta E \neq f(T). \quad (4.7)$$

Теоретическое обоснование уравнения Аррениуса проведено на основе методов квантовой механики в [4.7].

В принципе с помощью уравнения Аррениуса можно описать соотношения для энергии активации ΔE процесса, изменение параметра p для протекающего процесса (реакции), временной дрейф влияющей функциональной характеристики $P(t)$ элемента, или момент времени t_F , в который эта характеристика достигает критического значения P_F . Однако при этом должна быть известна функциональная

связь между указанными величинами:

$$\frac{dp}{dt} = A' \exp(-\Delta E/kT); \quad (4.8)$$

$$P(t) = f(p, G_1, \dots, G_n, t), \quad (4.9)$$

где G_1, \dots, G_n — физические параметры структуры;

$$t_F = f[P_F(p, G_1, \dots, G_n)]. \quad (4.10)$$

Для характеристики влияния температуры на механизм отказа, т. е. для определения энергии активации, используется обычно коэффициент ускорения b . Его значение определяется из соотношения для скорости реакции при различных температурах (в случае наблюдаемости) следующим образом:

$$b = \frac{r_1(T_1)}{r_2(T_2)} = \exp\left[-\frac{\Delta E}{k} \left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}\right)\right], \quad (4.11)$$

где $T_1 > T_2$.

Аналогичным образом можно получить выражение для b из соотношения временных интервалов, для которых устанавливается одинаковое состояние контролируемого элемента при различных температурах; в этом случае одинаковое состояние означает отказ элемента в момент времени, зависящий от температуры $t_F(T)$, или достижение некоторого значения P определяющего параметра элемента в момент времени, зависящий от температуры $t_P(T)$, т. е.

$$b = \frac{t_{F2}(T_2)}{t_{F1}(T_1)} = \frac{t_2(P, T_2)}{t_1(P, T_1)} = \exp\left[\frac{\Delta E^*}{k} \left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}\right)\right]. \quad (4.12)$$

В выражении (4.12) величина ΔE^* характеризует кажущуюся энергию активации. При этом следует принимать во внимание, что наблюдаемые величины t_P или t_F в неявном виде зависят от энергии активации ΔE согласно выражениям (4.8) и (4.10).

Простое использование уравнения Аррениуса приводит к следующему выражению:

$$\ln b = \frac{\Delta E}{k} \left(\frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1}\right). \quad (4.13)$$

На рис. 4.6 показана зависимость коэффициента ускорения b , температуры T от энергии активации ΔE . Энергия активации, которая характеризует зачастую наблюдаемый

процесс, лежит в диапазоне от 0,3 до 1 эВ. Из графиков на рис. 4.6 можно определить степень изменения коэффициента ускорения, соответствующую вариации ΔE .

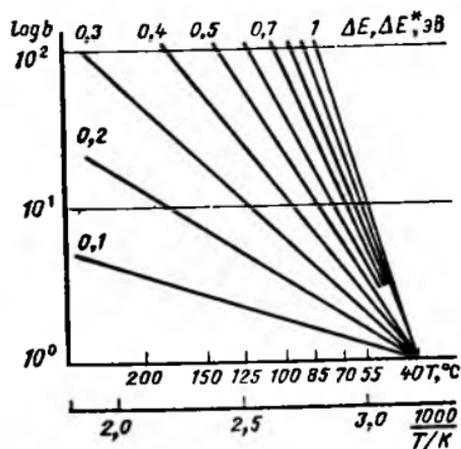


Рис. 4.6. Зависимость коэффициента ускорения $b_{0T}(1/T)$ в соответствии с уравнением Аррениуса при различных значениях энергии активации ΔE или ΔE^* . Опорная температура выбрана равной 40°C . Семейство кривых можно параллельно сместить относительно другой опорной температуры

4.2.4. Обзор механизмов появления отказов

Механизмы, ограничивающие срок службы изделий полупроводниковой электроники, связаны с процессами, которые ухудшают нагрузочную способность материалов и их совместимость между собой (например, приводящие к износу физические и химические реакции), а также с изменением электрических параметров элементов, вызванным преимущественно действием подвижных электрических зарядов.

Механизмы, приводящие к отказу схем, будут рассмотрены в последующих разделах. Там же будут проанализированы преобладающие влияющие величины, которые сведены в таблицу. Механизмы отказов соотношены со структурой и конструкцией элемента. Коэффициенты ускорения и соответственно кажущаяся энергия активации приведены в табл. 4.1. Диапазоны изменения значений этих параметров (в скобках) зависят от метода их изготовления или тонкой структуры материалов.

Диэлектрический слой. В конструкции ИС диэлектрические слои играют роль изолятора между кремнием и находящимся над ним проводящим слоем, а также изолируют проводящие слои друг от друга. Верхний слой диэлектрика является защитным слоем схемы. Толщина и емкость диэлектрического слоя определяют свойства структуры схемы (МОП-транзисторов, ячеек запоминания, полевых диодов и др.).

Таблица 4.1. Характеристика механизмов отказов

Размещение	Механизмы	Влияющие величины	Ускоряющие величины и их значения	Эффекты и определяющие характеристики
Поверхность оксида	Движение и накопление ионов. Поверхностная проводимость при адсорбировании влаги	Примесные ионы Влажность	$E, T, \Delta E = 1$ эВ. Относительная влажность, E, T	Истощение и инверсия (см. внизу) Ток утечки
Объем оксида и поверхность на границе оксид — кремний	Поляризация диполей	Материал. Способ изготовления	E, T	Истощение и инверсия: ток запирающего пробоя перехода; МОП-напряжение включения. Рекомбинация: усиление тока; шум
	Движение ионов и захват их ловушками в граничном слое с рекомбинацией и замещением	Материал. Способ изготовления	$E, T, \Delta E = 1$ эВ	
	Генерация новых ловушек	Электрическая перегрузка. Облучение		
	Связывание электронов ловушками: при инжекции горячих электронов с помощью тока запирающего $p-n$ -перехода; при инжекции горячих электронов с по-	Геометрия структуры. Электрическая нагрузка.	$E, T, \Delta E = 1$ эВ	Истощение и инверсия: ток запирающего пробоя перехода; МОП-напряжение включения

Размещение	Механизмы	Влияющие величины	Ускоряющие величины и их значения	Эффекты и определяющие характеристики
142	<p>мощью ускоряющего поля и рассеяния на решетке; туннельный проход электронов</p>		<p>E^n, T, S (отрицательный температурный коэффициент [4.9]) $E^n, T, \Delta E$ мала</p>	<p>В крайнем случае эффект «дуршлага»; короткое замыкание</p>
	<p>Заряд двойного слоя</p>	<p>Различная электронная проводимость</p>	<p>$E, T, \Delta E = 1$ эВ</p>	
	<p>Временной эффект «дуршлага» на локальных неоднородностях оксида</p>	<p>Материалы. Способ изготовления. Толщина оксида</p>	<p>$\Delta E = 0,3$ эВ; $b(E) = 10^2 / (MB \times \text{см}^{-1})$ для толщины оксида 100 мкм [4.11]</p>	<p>Короткое замыкание</p>
<p>Металлизация алюминиевых проводников</p>	<p>Миграция электронов: самодиффузия (1,4 эВ); взаимная диффузия (0,4—0,6 эВ)</p>	<p>Вид примеси (Cu—Ti). Изготовление, размер гранул, прилипание к защитному слою</p>	<p>$\Delta E = 0,45$ эВ (0,4—1,4 эВ) ($T \leq 180^\circ\text{C}$) $b(j^n)$ ($n=2$; $j = 10^5 + 10^6$ А/см²)</p>	<p>Обрыв</p>

Размещение	Механизмы	Влияющие величины	Ускоряющие величины и их значения	Эффекты и определяющие характеристики
Контакт алюминия с кремнием	Диффузия алюминия в дефекты и вакансии кристалла кремния	Плотность дефектов в кремнии	$T, \Delta E \geq 1$ эВ [4.15]	Короткое замыкание
	Диффузия кремния в алюминий ($T > 180$ °С)	Ориентация кристалла. Проникновение кремния в алюминий	$T, \Delta E \geq 1$ эВ [4.15]	
Контакт различных металлов (например, алюминий — золото)	Внутренняя диффузия Образование биметаллической фазы	Загрязнение Легирование	$T, \Delta E \geq 1$ эВ [4.15]	Короткое замыкание

Здесь T — температура; E — напряженность электрического поля; S — плотность электрического тока; n — показатель степени; ΔE — энергия активации; $b(E)$ — коэффициент ускорения при изменении E

Диэлектрический слой (чаще всего двуокись кремния) имеет заряды, которые влияют как на потенциал электродов (например, на затвор транзистора), так и на пространственное распределение зарядов в поверхностной области кремния. Поэтому они действуют на распределение поля в поверхностном слое $p-n$ -перехода МОП-транзистора, имеющего волнообразную форму. Изменение этих зарядов может значительно повлиять на электрические характеристики интегральных структур и вызвать — чаще всего медленный — дрейф характеристик схемы.

Изменение зарядов под влиянием температуры и напряженности поля приводит к направленному движению зарядов на поверхности диэлектрика, движению (вертикальному) зарядов в его объеме и изменению плотности зарядов в граничном слое диэлектрик — кристалл кремния. Возможен также и эффект поляризации. Подробный обзор различных механизмов отказа приведен в [4.8] с указанием геометрических соотношений и электрических характеристик.

На поверхности диэлектрика чаще всего имеются подвижные заряды — ионы, вызванные процессами изготовления и внешними воздействиями окружающей среды. Подвижные заряды под влиянием поля соседних проводников накапливаются в области высокой напряженности и создают поле рассеяния вблизи $p-n$ -перехода. Эта концентрация ионов на электродах или вблизи $p-n$ -перехода может оказаться достаточной для того, чтобы вызвать нежелательные полевые эффекты. При концентрации ионов в граничной области электродов действующая электрическая площадь последних увеличивается.

Соответствующее движение ионов возможно также в граничном слое двух диэлектриков. Вследствие поверхностной абсорбции при повышенной влажности количество ионов и их подвижность соизмеримы в ряде случаев с током в изоляторе.

Действие электрического поля по аккумулярованию ионов проявляется в поверхностной области активной структуры кремния. При этом появляются запирающий ток или напряжение пробоя на $p-n$ -переходе, напряжение включения управляемых полем элементов, а в крайних случаях возникает инверсия. Термическая активация процесса движения ионов может возникать при энергии активации не менее 1 эВ. Процессы, протекающие в объеме диэлектрика и на границе с кремнием, очень тесно связаны со свойствами

ми материалов и условиями изготовления микросхем и полупроводниковых приборов. Описываемые далее эффекты относятся к создаваемым термическим путем оксидам, которые повсеместно используются в активных структурах в качестве диэлектрика.

Граница кремний — оксид кремния представляет собой переход от кристаллической решетчатой структуры к аморфной области оксида. С точки зрения распределения электрических зарядов эту область рассматривают как слой с постоянными положительными зарядами, которые образуются в основном вследствие разрушения кристаллической решетки кремния. Эта область создает дополнительное энергетическое состояние между уровнями зоны валентности и зоны проводимости кремния, захватывающими электроны или дырки.

Изменение состояния заряда в области граничного слоя возможно путем изменения плотности зарядов или «населенности» под влиянием температуры и напряженности поля. Плотность зарядов и ловушек зависит главным образом от способа изготовления диэлектрических слоев, внешнего излучения и электрических перегрузок.

Наряду с действием электрического поля зарядов улавливатели (зоны захвата) действуют в качестве центров генерации и рекомбинации зарядов, что проявляется в форме ослабления или усиления тока; имеет место также дробовой эффект. Термическая активация приводит также к эффекту улавливания зарядов при кажущейся энергии активации примерно 1 эВ.

В качестве примера движения ионов в вертикальном направлении можно привести движение ионов водорода и натрия, получившее название объемного эффекта; при этом возможно дополнительное взаимодействие с граничным слоем.

Влияние ионов — полевой эффект — может быть сильно ослаблено путем соответствующей технологической подготовки производства. К технологическим мерам относятся чистота производства, газопоглощение для соединения и нейтрализации ионов, а также конструктивные меры (например, металлическое сжатие критической области). Существенное уменьшение влияния ионов достигается, например, при использовании МОП-технологии.

Уменьшение влияния ионов наряду с уменьшением размеров структуры схемы достигается также за счет дальнейшего усложнения процессов, которые вызывают проникно-

венные электронов в объем диоксида кремния. Часть проникающих электронов связывается ловушками (зонами захвата) оксида. При этом связанные заряды в оксиде приводят к уже упоминающемуся полевому эффекту. Увеличивающаяся плотность захваченных ловушками зарядов вызывает дополнительно повышение напряженности внутреннего поля в оксиде, что уменьшает устойчивость к появлению эффекта «дуршлага» и повышает со временем риск разрушения слоя оксида [4.9]. Эти эффекты в основном касаются структур, которые имеют толщину оксида меньше 100 нм. При этом напряженность поля в эксплуатационных условиях достигает нескольких МВ/см. Подобное характерно для оксида затвора у МОП-структур; в отдельных случаях напряженность поля достигает 10 МВ/см, например, в электрических программируемых статических запоминающих ячейках.

Проникновение электронов в оксид может происходить за счет полевой эмиссии с помощью внешнего поля, вызываемого нерегулярностями в толщине диэлектрика, и за счет термической эмиссии (эффект Шотки) на основе термического распределения электронов. При дальнейшем повышении кинетической энергии электронов — появлении так называемых горячих электронов — возникает также туннельный эффект. Для рассматриваемых ИС при толщине оксида менее 100 нм и типовых условий их применения (напряжение, напряженность поля, температура) существенными эффектами являются термическая эмиссия и туннельный эффект.

Достаточная для эмиссии энергия электронов может быть достигнута с помощью ускоряющего поля. Эти горячие электроны путем ударной ионизации создают новые носители зарядов, которые тоже обладают достаточной энергией для проникновения в оксид. Плотность тока в канале транзистора определяется при этом общим количеством электронов. Поскольку при увеличении температуры свободный путь пробега электронов в решетке уменьшается, скорость заряда оксида имеет в этом случае отрицательный температурный коэффициент. Соответственно электроны, создающие ток запирающего на $p-n$ -переходе, могут получить достаточную энергию. При этом электронное облако определяется током запирающего и чувствительностью перехода к изменению температуры, которая составляет около 1 эВ [4.10].

Туннельный эффект для электронов определяется меха-

низмом, который незначительно зависит от их энергетического порога. Электронный поток, проходящий через туннель, имеет экспоненциальную зависимость от напряженности поля и почти не зависит от температуры.

Степень заряженности электронами за счет их захвата ловушками в первом приближении зависит от общего числа зарядов (множества электронов), содержащихся в оксиде. При этом плотность тока и его временная зависимость, полярность и напряженность поля, температура и легирование подложки имеют несущественное влияние. В то же время материал металлических электродов имеет большое значение.

Вероятность того, что электрон будет связан ловушкой, зависит от области влияния и плотности ловушек. Как показывают исследования, проникающие электроны создают вблизи граничного слоя кремния дополнительные ловушки. При таких представлениях дополнительная скорость генерации ловушек не зависит от температуры.

До недавнего времени причиной пробоя слоя оксида считалось увеличение ударной ионизации. Сейчас все большее число специалистов склоняется к мысли, что причину пробоя следует искать в модели замещения ловушек, приводящей к возникновению эффекта «дуршлага». При дальнейшем уменьшении слоя оксида (менее 10 нм) повышается временная устойчивость к возникновению эффекта «дуршлага», так как длина туннеля оказывается достаточной для проникновения электронов в слой оксида без замещения или генерации ловушек [4.9].

Предположение о возникновении «горячих» электронов основано на достаточно большой напряженности электрического поля, которая для каждой структуры определяется значением напряжения питания. Существование ловушек для электронов и их генерирование являются свойствами диэлектрика и граничного слоя диэлектрик — кремний, их концентрация существенно зависит от условий производства. Эффект горячих электронов зависит от частоты их появления и вероятности того, что они будут связаны ловушками.

Наряду с влиянием размеров схемы и условий изготовления на ее надежность необходимо принимать во внимание локальные неоднородности в диэлектрике, которые воспринимаются как точечные дефекты. Они являются причиной появления дрейфов или «дуршлага» в некоторых структурах ИС. С повышением степени интеграции схемы и ее

структурной сложности (например, при возрастании емкости запоминающего устройства по МОП-технологии с 1 до 4 кбит) указанная причина отказа становится все более преобладающей. Согласно [4.11] температурное ускорение механизма отказа при таких дефектах оказывается весьма незначительным, в то время как изменение напряженности поля приводит к существенному его ускорению (табл. 4.1).

Рассмотренные способы ускорения механизма отказа объясняют то обстоятельство, что эффекты, обусловленные ионами или электронами, могут суммироваться; особенно это относится к процессу взаимодействия зарядов с ловушками. Необходимо добиваться хороших диэлектрических свойств у диоксида кремния, например, путем применения тонких пленок. Когда необходима блокировка ионов, используют преимущественно нитрид кремния в качестве верхнего защитного слоя. Иногда применяют также двойной слой из обоих материалов. При толстом слое изолятора между проводником и защитным слоем должны выполняться дополнительные требования к выбору материала и технологии. Существенным моментом здесь является термическое «сглаживание» структурных воздействий на нижележащие слои.

Проводники и контакты. Высокая плотность тока, протекающего по проводникам ИС (чипа), приводит к переносу вещества в направлении электронного потока вследствие интенсивного взаимодействия электронов с кристаллической решеткой. Этот процесс электрической миграции представляет собой самодиффузию и зависит от температуры и плотности тока. На этот процесс существенно влияют такие свойства вещества, как вид и размер гранул в полупроводнике, а также их ориентация. Неоднородный перенос вещества приводит к появлению дырок в проводнике и в конце концов к его обрыву. Причиной одновременного переноса вещества является градиент температуры вдоль проводника вследствие нарушения при его изготовлении заданного поперечного сечения, изменения его теплообмена, зависящего от свойств подложки (оксида, кремния), локальных колебаний удельного сопротивления (из-за примесей, отвердения). Механизмы появления отказов описаны, например, в [4.12].

Обычно проводники изготавливают из алюминия, который удовлетворяет многочисленным и противоречивым требованиям. К ним относятся хорошая электрическая и термическая проводимость, такие механические свойства, как

пластичность и устойчивость к растрескиванию, способность к адгезии, хороший омический контакт с диффузной областью, совместимость с процессом изготовления полупроводников.

Устойчивость к миграции материала проводника существенно зависит от его тонкой структуры; на это свойство, кроме условий изготовления, весьма большое влияние оказывают примеси других металлов. В том случае, когда в алюминии имеются примеси кремния, меди или титана, его устойчивость к миграции повышается. Кроме того, повышения устойчивости к миграции добиваются путем уменьшения размеров при одновременном повышении степени интеграции схемы.

Энергия активации для электрической миграции алюминия принимает значения $\Delta E = 0,4 \div 0,9$ эВ в зависимости от параметров и условий изготовления [4.13]. Эти значения характеризуют процесс диффузии и определяют концентрацию электронов при температуре меньше 400°C . При $\Delta E > 1,2$ эВ начинается объемная диффузия [4.14].

Характеристика безотказности проводника есть функция, обратная квадрату плотности тока в диапазоне $J = 10^5 \div 10^6$ А/см². При высокой плотности тока зависимость безотказности сильная, а при малой плотности тока она незначительна. Однако из непосредственного рассмотрения процесса переноса вещества на специальных контрольных элементах обнаружена линейная зависимость интенсивности отказа от плотности тока [4.14]. Такого рода расхождение объяснимо, по крайней мере частично, трудностью выделения влияющих величин, относительного температурного вклада за счет самонагрева проводника и изменения его поперечного сечения вследствие миграции вещества.

Примером непосредственного взаимного влияния различных материалов являются контактные соединения. Здесь имеет место процесс диффузии контактирующих металлов, который приводит в области контакта к ухудшению механических или электрических свойств. Эта проблема часто требует компромисса при выборе материалов, техники контактирования и определении их стоимости. В ряде случаев применяют тонкий защитный слой (например, из титана), препятствующий диффузии легко диффундируемых металлов (золото, серебро, медь).

Это может привести к нарушениям контакта за счет быстрой диффузии алюминия в вакансии и дефектов кристалла, а также за счет диффузии кремния в проводник [4.15].

Вакансии и дефекты имеют место в граничном слое кремний — диоксид кремния. В связи с этим возникает опасность короткого замыкания (КЗ) между соседними контактами. Правда, скорость проникновения алюминия со временем уменьшается. Дефекты кристалла увеличивают возможность проникновения алюминия в кристалл. Это повышает риск пробоя $p-n$ -перехода при плоскостной диффузии. Кроме того, этот процесс существенно зависит от легирования и ориентации кристалла (особенно для ориентации). Энергия активации для рассматриваемого процесса $\Delta E = 1,1 \div 1,4$ эВ.

Проникновение кремния в алюминий возможно только при высокой температуре ($T > 180^\circ\text{C}$). В результате в плоскости контакта алюминий — кремний получается «яма», которая заполняется алюминием. Это увеличивает риск КЗ в области плоскостной диффузии. Техника изготовления ИС часто включает в себя такой процесс, при котором кремний вводится в алюминий заранее, еще при изготовлении слоя алюминия. Кажущаяся энергия активации для образования «ямы» составляет 0,95 эВ [4.15].

В настоящее время при монтаже пластины ИС с внешними контактами используют контакты из золотой проволоки, соединяемые с алюминиевыми контактами пластины методом термокомпрессии. В этом случае возникает зона контакта золото — алюминий. При соответствующей температурно-временной нагрузке различная скорость диффузии обоих металлов ведет к появлению вакансий и дырок в области контакта. Этот эффект проявляется при термической активации, а энергия активации составляет около 1 эВ [4.15].

4.3. Реальная надежность

4.3.1. Влияние материалов и условий изготовления на надежность, принципы контроля надежности

Материалы, из которых изготовлены ИС, и условия их изготовления вызывают значительные колебания параметров элементов схем. Превышение предусмотренных при производстве допустимых изменений (границ) уже одного установленного параметра приводит к появлению элемента, который не соответствует техническим условиям, спецификации.

Изготовление ИС представляет собой сложный процесс, включающий около 100 отдельных операций. Одновремен-

ное изготовление в ходе одного производственного цикла большого числа отдельных ИС в партии приводит к симметричности отдельных схем относительно друг друга. Высокая степень автоматизации производства пластин, а также встраивание их в корпус (монтаж схемы) является важным условием воспроизводимости ИС.

В ходе изготовления схем результат каждой производственной операции можно определить путем измерения соответствующих физических параметров полуфабриката. В дальнейшем на каждом из двух больших производственных участков (по изготовлению пластины и монтажу схемы) производятся всесторонние электрические измерения. Поэтому отклонения процесса контролируются непрерывно, что позволяет выявлять полуфабрикаты и схемы с отклонением от требуемых значений параметров или норм.

Совокупность операций контроля на всех этапах изготовления должна отвечать современному состоянию техники как по затратам, так и по достоверности контроля схем. Неисправные схемы, не выявленные при контроле, являются причиной их ненадежности в эксплуатации. При измерениях не всегда выявляются неисправности схем, поэтому при их применении возможна временная нестабильность (дрейф) функциональных характеристик схемы и снижение ее нагрузочной способности.

Попадание потенциально ненадежных схем в эксплуатацию ставит задачу по разработке дополнительных мер для повышения качества их контроля. Обычно эти меры заключаются в создании повышенной нагрузки для приведения «в действие» неисправности схемы. В этом случае потенциально ненадежные схемы выявляются в ходе измерений. Однако исправные схемы не должны в результате таких мер существенно уменьшать свою безотказность. Такого рода методы выявления потенциально ненадежных схем получили широкое распространение в последние годы. В § 4.4 подробно описаны используемые методы выявления.

Затраты на проведение этих мер, как и уже оговоренное уменьшение срока службы схемы, приводят к необходимости быстрого анализа возможных причин неисправностей для улучшения производительности и качества изготовления схемы.

4.3.2. Проявление неисправностей

Отклонения и неисправности при производственных операциях вызывают систематические изменения соответству-

ющей партии схем, которые отражаются на определенных свойствах создаваемого продукта. Примером непосредственно измеряемого изменения электрических параметров схем являются отклонения в концентрации примесей, толщине оксида, геометрии структуры и т. д. Примером изменений, не допускающих непосредственного измерения, является временная нестабильность электрических параметров вследствие захвата подвижных зарядов (загрязнения), уменьшения устойчивости к миграции зарядов в проводнике вследствие изменения состава материалов и т. д. Поэтому чаще всего эти дефекты усиливают действие механизмов, ограничивающих безотказность схем, что вызывает более ранний по времени отказ. Кроме того, эти механизмы часто вызывают изменение термической активации по сравнению с нормальными условиями.

При контроле схем, имеющих такого рода интенсивные механизмы отказа и соответственно уменьшенный срок службы за счет потенциально ненадежных схем, принципиально необходимо использовать ускоряющие нагрузки, которые описаны в § 4.2. Примеры контроля таких схем приведены в [4.16]. С помощью механизмов, вызывающих очень высокую активацию, можно значительно сократить продолжительность воздействия нагрузки в процессе изготовления схем и при их испытаниях. Риск влияния такого рода систематических недостатков на надежность ИС уменьшается с увеличением стабильности процесса производства и оказывается весьма незначительным для установившихся производственных процессов.

4.3.3. Локальные дефекты

Другой группой неисправностей являются случайные неисправности в схемах. Они обусловлены дефектами в материалах, например дефектами кристалла кремния, или дефектами, обусловленными захватом частиц при проведении операций нанесения слоев диэлектрика, фотолитографии и структуризации. При суммарном рассмотрении такого рода квазислучайных локальных дефектов имеет место для каждой пластины с ИС некоторая плотность дефектов, характерная для заданного состояния техники. К локальным дефектам также относят несистематические дефекты монтажа и множество локальных случайных дефектов в готовых схемах.

Очевидно, вид и положение локального дефекта опреде-

ляют характер его воздействия на работоспособность схемы. При нарушениях функции схемы или выходе ее характеристик за допустимые границы они выявляются путем измерений. Если же дефект вызывает лишь неисправность схемы, то чаще всего он не выявляется с помощью электрических измерений. Неисправности представляют собой потенциально возможный отказ, появление которого зависит от нагрузок, воздействующих на схему при эксплуатации. Наряду с этим часть дефектов является некритичной к нагрузке и потому относится к разряду «косметических».

При недиффузионном процессе частота случайно распределенных дефектов, приводящих к недопустимым отклонениям параметров, определяет эффективность ИС. В принципе необходимо предположить наличие зависимости между выявляемой при измерениях долей дефектных схем и процентном браке конечной продукции. Правда, с другой стороны, доля схем, допущенных в эксплуатацию с неисправностями, зависит от вида и расположения дефектов.

Неисправности ИС в эксплуатационных условиях приводят в основном к локальным перегрузкам, которые чаще всего вызывают быстрый отказ схемы. Поэтому они являются основной причиной высокой интенсивности отказов ИС на этапе приработки. По сравнению с простыми элементами у ИС доля отказов на этапе приработки, обусловленная нарушениями, часто является очень большой.

Вместе с тем попытки снизить вероятность появления отказов, обусловленных неисправностями, за счет технических мер, таких как селекция потенциально ненадежных схем, встречают определенные трудности. Предварительные оценки показывают, что доля ИС, имеющих неисправности, составляет около 1 % (для установившегося процесса производства она значительно ниже, при новой технологии — часто выше). При такой малой доле неисправностей в общем многообразии видов дефектов часто метод селекции не дает ожидаемых результатов. В связи с этим определенное преимущество имеют меры, мало зависящие от специфики дефектов. К ним относятся: оптический контроль пластины и схемы перед монтажом; электрическое включение схемы при усиленной нагрузке, например граничном значении нагрузки.

Поскольку многообразие видов дефектов приводит к различным механизмам отказа, их активация с помощью нагрузки может вызвать усиление нескольких механизмов отказа. При средней термической активации отказов на эта-

пе приработки при электрическом включении кажущаяся энергия активации $\Delta E = 0,4$ эВ.

Дефекты, возникающие в процессе монтажа схем, представляют собой преимущественно неисправности в механической связи на контактах и корпусе. Типовые методы нагрузки для такого вида неисправностей включают переменные температурные нагрузки, приводящие при различных термических коэффициентах расширения составных материалов к нагрузке на контакты.

4.3.4. Технологическая кривая обучения и причины отказов

Представление возможных неисправностей ИС и рассмотрение влияния на них материалов и условий изготовления, а также мер их выявления показывают, что по отношению к различным процессам изготовления необходима «настройка» всех мероприятий по обеспечению определенного уровня надежности. Желаемый уровень надежности достигается с помощью процесса обучения, который направлен на устранение известных причин неисправностей путем соответствующего улучшения технологии изготовления схем. Необходимый вклад в это вносит знание причин отказов схем при определенных условиях их применения и контроля. Это дает возможность оценивать влияние отдельных мер по обеспечению надежности ИС и в зависимости от этого дополнять последовательно технологический процесс мерами по повышению надежности. В процессе обучения происходит установление процесса производства, а также автоматизация мер по обеспечению надежности.

Технологическая кривая обучения интерпретируется обычно как зависимость стоимости или эффективности производства схем от времени. В качестве показателя надежности можно использовать, например, долю отказов на этапе приработки схемы, определяемую интегральной частотой отказов для установленных моментов времени. На рис. 4.7 представлена технологическая кривая обучения для динамических запоминающих устройств (ЗУ). Она демонстрирует улучшение надежности в зависимости от продолжительности изготовления, а также за счет переноса эффекта обучения на последующие подобные технологии.

Понятно, что вид распределения отказов ИС, обнаруженных в процессе производства и в ходе эксплуатации, зависит от технологии изготовления, ее стабильности и условий производства схем. Поэтому отказы представляют

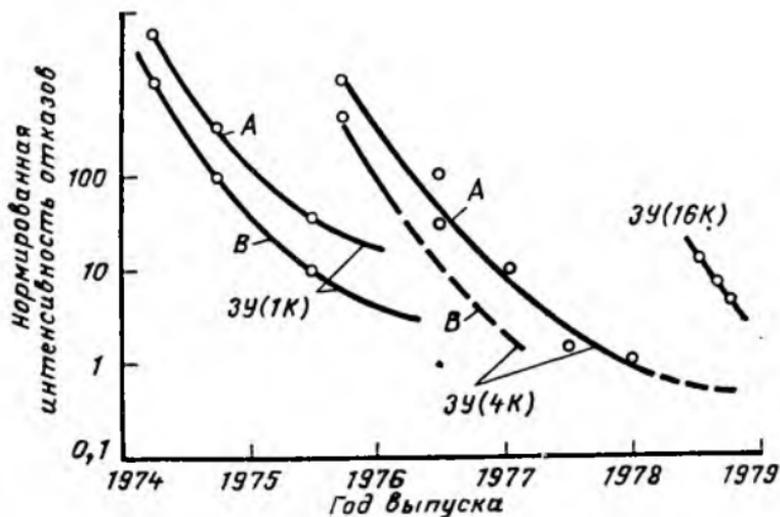


Рис. 4.7. Технологическая кривая обучения для динамических ЗУ, отражающая снижение частоты отказов: А — без селекции; В — с селекцией

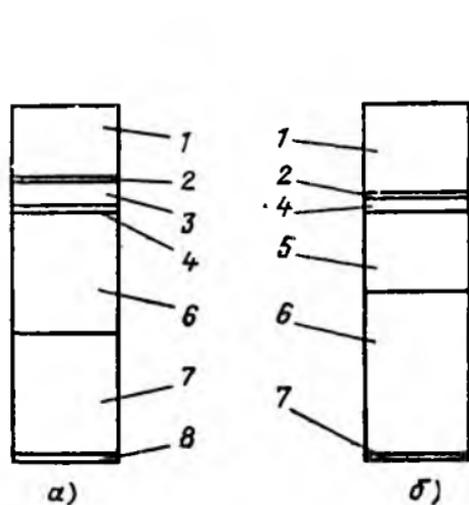


Рис. 4.8. Относительное распределение отказывающих компонентов цифровых ИС для биполярной (а) и МОП-технологий (б) согласно [4.17]:

1 — кристалл, диффузия; 2 — металлизация; 3 — оксид; 4 — защитный слой; 5 — поверхность; 6 — проволока; 7 — контакт; 8 — замыкание; 9 — корпус; 10 — выводы; I — изготовление пластины; II — контактирование; III — установка в корпус

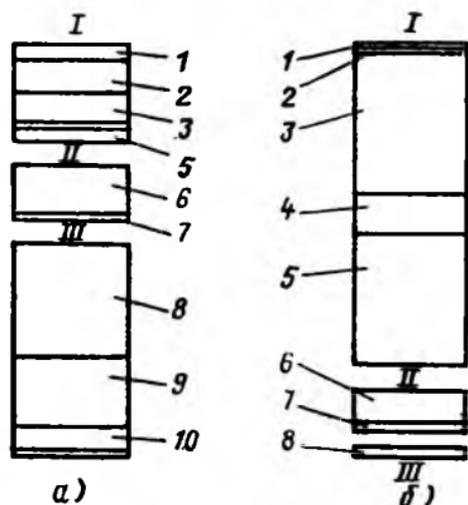


Рис. 4.9. Относительное распределение существенных, полученных путем визуального оценивания механизмов отказов и дефектов ИС для биполярной (а) и МОП-технологии (б) согласно [4.17]:

1 — примеси; 2 — электролиз; 3 — электромиграция; 4 — биметаллическое соединение; 5 — дрейф ионов; 6 — локальные дефекты при изготовлении пластины; 7 — неисправности выводов при монтаже; 8 — отказ при испытании

интерес в основном для изготовления ИС. Для характеристики общего состояния техники с точки зрения вида и причин отказов целесообразно провести обзор и анализ совокупности отказов при эксплуатации и в режиме контроля для различных технологий изготовления ИС. В упрощенном представлении частная причина отказа рассматривается в виде отказа соответствующей составной части ИС. На рис. 4.8 показана относительная частота появления дефектов в составных частях ИС, которые приводят к ее отказу. Приведенные данные позаимствованы из [4.17]. Они разделены на схемы биполярной и МОП-технологий.

Отказы обусловлены неполным выявлением потенциально ненадежных схем, внешними воздействиями, режимом контроля, а также условиями применения схем. Здесь не учитываются отказы, вызванные функциональными нарушениями вследствие выхода параметров за уровень, установленный в спецификации. Анализ результатов, приведенных на рис. 4.8, показывает, что при МОП-технологии наиболее частыми являются отказы, относящиеся к пластине (поверхности пластины и оксиду). Относительная частота механизмов отказов и неисправностей ИС, приводящих к отказу, показана на рис. 4.9.

4.4. Меры обеспечения надежности

4.4.1. Выбор подходящего контрольного объекта

Меры обеспечения надежности и вообще обеспечения качества ИС охватывают все фазы разработки, создания новой технологии, а также опытного и серийного производства. Проведенный анализ неисправностей показывает, что каждая фаза имеет свои особенности с точки зрения обеспечения надежности.

Изделие «интегральная схема» является конструктивным элементом высокой сложности, не допускающим непосредственного измерения и исследования большинства параметров, определяющих его надежность. В этом заключается его принципиальное отличие от дискретных элементов. Для последних, кроме самого изделия, в обеспечении надежности играют важную роль так называемые структура контроля и процесс контроля. Они соизмеряют исследования отдельных механизмов и контроль определенных параметров таким образом, что для каждой постановки задачи получается хорошо измеряемая и однозначно интерпрети-

руемая индикаторная величина. По этой причине используются для исследования отдельных физических параметров или механизмов как дискретные, так и пространственные и множественные структуры в форме цепи и матрицы для индикации дефектов, обусловленных процессом изготовления и структуризации многослойных схем, а также их временным взаимодействием. Измерения и нагрузки ограничиваются статическими характеристиками и условиями.

В табл. 4.2 приведены примеры структур контроля для исследования надежности ИС. Уже в ходе технологической подготовки производства разрабатывается структура контроля для необходимых исследований. В процессе контроля и обеспечения надежности приходят в конце концов в серийном производстве к соответствующей структуре. Меры по обеспечению надежности всякий раз оказываются специфическими.

Таблица 4.2. Структуры контроля при исследовании надежности ИС

Наименование структуры	Исследуемые величины	Примеры соответствующих структур
Контроль параметров	Стабильность характеристик основной структуры Критические параметры и механизмы: ток утечки; подвижные заряды (оксид, граничная поверхность); сопротивление контактов	Сопротивления, диоды, транзисторы в различных измерениях
Контроль материалов	Стабильность контактов, длительная прочность оксидов	Структура проводников; сети контактов металл — кремний — металл; емкости
Контроль плотности дефектов	Временное взаимодействие нарушений: дефекты кристаллической решетки; дефекты оксидов; дефекты структуризации	Структурная матрица: матрица ячеек запоминания; транзистор; CCD-структуры

В изготовляемом по новой технологии контрольном образце обеспечиваются все виды контроля для оценки отдельных аспектов его надежности. Структура контроля дополнительно включает устройства для организации воздействия на схему эффектов, влияющих на индивидуальные механизмы отказов, например: уточненные соотношения для динамики схемы; взаимодействие между соседними структурами из-за паразитных элементов; эффекты, обусловленные большим усилением сигналов, в частном случае для линейных схем (дрейф, смещение, шумы).

В сложных ИС преимущество имеют регулярные структуры (запоминающая матрица, *CCD*-структура). По сравнению с нерегулярными структурами упрощается их анализ (локализация дефектов и физическое объяснение механизма отказа).

Поэтому структуры, имеющие регулярный порядок, хорошо приспособлены для определения плотности дефектов (по виду и временному взаимодействию).

4.4.2. Стандартные методы обеспечения надежности

Основы стандартизации. Методы обеспечения качества включают ряд индивидуальных мер, зависящих от специальной технологии, установившегося уровня производства и его условий; однако общность технологии изготовления ИС, обусловленная имеющимися средствами и методами испытаний, ведет к существенному сближению мер по обеспечению надежности. Эти меры определяют концепцию, важные аспекты надежности и их контроль. Известный уровень стандартизации указанных мер достигается преимущественно за счет методов обеспечения надежности ИС. Благодаря этому облегчается оценка надежности новых ИС и сравнение надежности схем, изготавливаемых различными предприятиями. Имеющиеся на сегодняшний день методы и стандарты касаются в основном спецификации и способов описания ИС военного назначения: общая спецификация микросхем MIL M 38510 D [4.18]; методы контроля продукции микроэлектроники MIL STD 883 [4.19].

Преобладающее число ИС, поступающих на рынок, создаются для удовлетворения требований широкого круга потребителей.

Механизмы отказа, специфические нагрузки и оптический контроль дефектов. Стандартизация методов обеспечения надежности схем основана на классификации их по типам

частости возникновения и принципиально различным механизмам отказов. При этом можно составить упрощенный каталог возможных типов отказов ИС, создаваемых по различным технологиям, без детализации вызывающих эти отказы причин. Механизмы отказа описывают повышения нагрузок при применении схем, обусловленные различными причинами. Зная процесс изготовления, можно благодаря известным механизмом отказа сделать вывод о виде вызываемых ими неисправностей.

Общая концепция этой усиливающей механизм отказа нагрузки упрощенно представлена в табл. 4.3. Входными данными являются различные нагрузки и предполагаемые воздействия. В таблице имеются примеры типовых механизмов отказов и последствий, к которым они приводят.

Статические термические нагрузки ведут к отказу, когда имеющемуся дефекту в схеме благоприятствуют нежелательные диффузионные эффекты. В то же время они действуют стабилизирующим образом в отношении механических нагрузок конструкции и фиксации подвижных ионов примеси различной валентности (неоднородности кристаллической решетки и граничного слоя).

Среди применяемых и широко известных имеются такие методы контроля, при которых электрические и тепловые режимы схемы соответствуют предельным значениям. Для сложных схем необходим динамический режим нагрузки, позволяющий проводить контроль всех составных частей схемы.

Переменные типовые и механические нагрузки обладают относительно высокой селективирующей способностью к выявлению отказов, связанных с монтажом и встраиванием схемы в корпус, в то время как выявление отказов, обусловленных дефектами пластины, требует прежде всего тщательного анализа причин отказов. Нагрузки, ускоряющие механизмы отказа при контроле ударных воздействий и испытаний на центрифуге, выбирают максимально высокими, что позволяет проверить крепление пластины в корпусе и надежность проволочных контактов схемы.

Эти практические методики тесно связаны с общей технологией изготовления ИС, поэтому их целесообразно распространять на другие технологии и новые материалы.

Дополнительно необходимо стандартизовать такие методы обеспечения надежности, как контроль полуфабрикатов с целью выявления дефектов оптическим способом. Они реализуются путем контроля пластины перед монта-

Таблица 4.3. Обзор нагрузок, ускоряющих механизмы отказа и приводящих к их явному проявлению

Тип нагрузки	Действие	Примеры механизмов, относящихся	
		к пластине	к монтажу
Воздействие высокой температуры	Ускорение диффузионных процессов	Увеличение примесных материалов, диффузия на дефектах кристаллической решетки и в диэлектрическом слое; примесь, легирование и металлизация подложки	Диффузия металлов на контактных соединениях (золото — алюминий), между многослойными покрытиями (гальванические покрытия)
	Изменение кристаллической структуры	Увеличение примесных материалов, изменение гранул, осаждение при металлизации	Перекристаллизация проволочных контактов, металлическая фаза между контактами
	Ускорение химических реакций	Загрязнение продуктами реакции, например коррозия проводников	Коррозия контактов и внешних выходов
Переменная температура, термический удар	Механические нагрузки в точках соединения материалов с различными температурными коэффициентами расширения, нагрузки напряженных компонентов	Дефекты проводящего и защитного слоя	Слабое крепление пластины, неплотности в корпусе, обрыв плохих контактных соединений

Механический удар и механическое ускорение

Силовое воздействие на отдельные изготовленные части

—

Слабое крепление составных частей, плохое крепление пластины и проводочных контактов

Механическая вибрация

То же, что и выше, дополнительно — резонансный эффект

Статический электрический режим при повышенной температуре (преимущественно при нагрузке на возможно большое число $p-n$ -переходов)

Взаимодействие термически активного процесса с электрическим полем.

Температурный градиент (неоднородное распределение мощности потерь).

Взаимодействие электронного потока с кристаллической решеткой

Перенос ионов примеси и влияние зарядов на электрические характеристики схемы.

Высокая доля нарушений (в изоляционном слое, проводниках, основных элементах), электрическая миграция

Вклад обусловленных монтажом загрязнений в эффекты, относящиеся к пластине

Динамический электрический режим при повышенной температуре

Дополнительная нагрузка на составные части, которые не нагружены при статических условиях

То же, что и выше; нагрузка мощных схем

Дополнительное повышение температуры при неисправностях

Статический электрический режим при повышенной температуре и влажности

Электролитические процессы между компонентами и примесями

При негерметичном корпусе: перенос ионов на поверхности пластины; коррозия металлизированных поверхностей

Дрейф ионов на поверхности корпуса, коррозия корпуса, миграция металла между выводами

жом, а также конструктивных элементов перед включением их в корпус.

Оптический контроль носит сугубо предупредительный характер, поскольку действие видимых нерегулярностей и дефектов на надежность схемы оценить невозможно. С другой стороны, оптический контроль ограничивается только различимыми, т. е. достаточно большими и явными, дефектами.

Методы разбраковки и классы надежности. Методы разбраковки позволяют выявлять с помощью усиленной нагрузки потенциально ненадежные изделия. Модель процесса предполагает, что усиленная нагрузка схемы ведет к отказу или к измеряемому изменению характеристик схемы, имеющей неисправности. При этом уменьшения безотказности полностью исправной схемы практически не происходит. Это условие выполняется, если обусловленное применяемой нагрузкой расхождение между центром распределения времени безотказной работы совокупности схем, имеющих неисправности, и центром распределения времени безотказной работы совокупности исправных схем равно заданному сроку службы этих схем. Методы разбраковки используются в том случае, когда не существует эффективных мер по обеспечению надежности в процессе изготовления схем (т. е. мер по устранению причин потенциальных отказов).

Стандартизованные методы разбраковки используют указанные в табл. 4.3 механизмы появления отказа. Применяемый уровень нагрузки выбирается в основном исходя не из анализа детальных моделей ускорения механизма отказа, а больше из названной классификации возможных типов отказов и возможности их выявления с помощью увеличения нагрузки. Пример подробного описания процесса выделения отказа приведен в табл. 4.4, где указаны также типовые значения нагрузок. Сюда включены оптические испытания полуфабрикатов. При производственном контроле они относятся к мерам по выявлению потенциально ненадежных схем.

Предупредительные меры по обеспечению надежности ИС путем разбраковки отказов обуславливают в значительной степени их стоимость. Поэтому обычно предусматривают несколько уровней требуемой надежности ИС, которым соответствуют разные затраты на обеспечение их надежности. Ступенчатые затраты на обеспечение надежности ИС образуют классы надежности (часто их называют еще классами качества). Описание классов надежности

Таблица 4.4. Обзор мер по выявлению отказов с указанием типовых нагрузок

Меры	Условия
<p>В процессе производства</p> <p>Оптические испытания: пластины до монтажа; схемы до включения в корпус</p> <p>После изготовления</p> <p>Воздействие температуры Температурный удар Переменная температура</p> <p>Постоянное ускорение* Механический удар* Контроль пустот в корпусе*</p> <p>Испытание на плотность*: грубая течь тонкая течь</p> <p>Рентгеновские испытания Выжигание</p> <p>Электрические измерения</p>	<p>Усиление от 30 до 100 раз, применение каталога неисправностей</p> <p>150 °С, 24 ч 0/100 °С в жидкости, 15 ударов —65÷150 °С в воздухе, 10 изменений</p> <p>30 000 g, центрифуга 1500 g, ускоритель Вибрации 40—2000 Гц, 20 g, звуковые колебания</p> <p>Индикация газовыделения в тепловой жидкости Погружение в гелий и измерение на спектрометре</p> <p>Термические и электрические граничные условия, 240 ч В соответствии с техническими условиями</p>

* Только для корпуса с воздушной изоляцией.

согласно [4.20] приведено в табл. 4.5 вместе с ожидаемой относительной интенсивностью отказов. В модели прогноза отказов различного типа (см. § 4.5) учтены меры по выявлению отказов с помощью коэффициента качества.

Методы выявления отказов иногда указываются непосредственно в спецификации (см., например, [4.18]). С точки зрения стоимости целесообразно предусматривать в единой концепции технологических мероприятий по обеспечению надежности схем меры по выявлению отказов и производственный контроль. Это существенно увеличивает надежность схем при приемлемых затратах на проведение этих мероприятий. Такого рода мероприятия по обеспечению надежности являются, правда, отчасти индивидуальными.

Таблица 4.5. Классы надежности согласно MIL M 38510 D [5.1] и MIL HD BK 217 C [4.3]

Класс	Описание	Существенные меры селекции отказа	Относительная интег-сивность от-казов
S	Чрезвычайно необходим запас безотказности; самые высокие требования к надежности. Пример: изделия для космической техники	Соответствует [4.4]	0,5
B	Необходимость обслуживания; высокие требования к надежности. Пример: электронные системы с высокой «ценой» каждого отказа	Уменьшение относительно S: оптический контроль (критерии); контроль пустот в корпусе; выжигание (длительность)	1
C	Запас надежности по возможности	Уменьшение относительно B: без выжигания	8
D	Обычное применение	Стандартные меры селекции отказа не применяются, кроме мер в процессе изготовления	15—30

Методы оценки качества интегральных схем и их периодические испытания. Оценка качества продукции предусматривает контроль показателей, определяющих их потребительские свойства. В узком смысле оценка качества вытекает из детального исследования на этапе разработки достижимых значений электрических характеристик, свойств будущих конструктивных элементов и механизмов, ограничивающих их надежность, а также воспроизводимость данных показателей при определенных условиях производства.

При оценке качества продукции используют стандартизованные методы испытаний на надежность. В рамках принятой терминологии различают [4.19]¹ следующие группы испытаний: А: измерения электрических характеристик при нормальной и граничной температурах; В: контроль качества монтажа; С: контроль надежности, обусловленной

¹ В стандартах на методы испытаний и нормах различные группы испытаний (А, В, С, D) и классы качества (А, В, С...) обозначаются одинаковыми буквами, хотя соответствия между этими понятиями нет.

свойствами пластины; D: контроль надежности, обусловленной свойствами монтажа и корпуса схемы.

Группы испытаний В, С, D, обычно применяемые в широком масштабе, проводятся при типовых нагрузках, значения которых приведены ниже.

Группы испытаний на надежность для оценки качества ИС с кратким указанием типовых условий согласно [4.19]

Группа испытаний В (качество монтажа)

1. Габаритные размеры (внешние): измерения в соответствии с чертежом.

2. Стойкость маркировки: испытания растворителями.

3. Пайка выводов: оценка состояния припоя.

4. Визуальный контроль: оценка топографии пластины.

5. Прочность внутренних связей: оценка подвижности контактных проводников.

6. Внутренняя влажность: < 1000 млн⁻¹ содержания воды при 100 °С.

Группа испытаний С (надежность, обусловленная пластиной)

1. Электрический контроль режимов: 125 °С, 1000 ч.

2. Изменение температуры: -65/+150 °С, 10 изменений.

3. Постоянное ускорение: 30 000 g, 1 мин.

4. Испытание уплотнения: равно стандартной интенсивности течи не более 10^{-2} Па·см³/с He.

5. Визуальный контроль: электрические испытания согласно пп. 1 и 2.

Группа испытаний D (надежность, обусловленная корпусом схемы)

1. Габариты: в соответствии с чертежом. Внутренняя влажность: 5000 млн⁻¹ содержания водяного пара при 100 °С.

2. Стойкость выводов к изгибу: три изгиба на $\pm 90^\circ$. Уплотнение: равно стандартной интенсивности течи не более 10^{-2} Па·см³/с He.

3. Температурный удар: -55/+125 °С, 15 ударов. Изменение температуры: -65/+150 °С, 100 изменений. Контроль влажности: +25/+65 °С, относительная влажность не более 90 % (10 дней). Уплотнение: см. п. 2.

4. Механический удар: 1500 g, 5 ударов. Вибрации переменной частоты: 20g; 20—2000 Гц; 4 мин. Постоянное ускорение: 30 000g, 1 мин. Уплотнение: см. п. 2. Визуальный контроль.

5. Солевая атмосфера: солевой туман при 35 °С, 24 ч; солевые осадки около 10 дней (10—50 г/м²). Уплотнение: см, п. 2. Электрические испытания согласно пп. 3 и 4.

Такого рода испытания установлены в технической документации по оценке качества ИС, включая критерии отказа и допустимые границы при испытаниях — допустимое число отказов при определенном объеме выборки.

Соответствующие работы могут включаться также в периодические испытания для проверки стабильности качества и надежности продукции. Для изготовления часто представляет смысл усиливать нагрузку выше стандартной до диапазона износа, чтобы добиться чувствительного отображения влияния нестабильности производства на определенные свойства продукции.

С целью снижения затрат периодические испытания могут проводиться не на всех типах схем. Обычно они проводятся только для наиболее характерных для данного семейства типов схем, при этом обобщение результатов испытаний обеспечивается за счет структурного подобия этого семейства. Необходимая степень структурного подобия указывается в стандартах на методы испытаний.

4.5. Количественные значения надежности

4.5.1. Надежность и процесс интеграций

Процесс интеграции обусловлен ростом числа электрических функций, повышением надежности и быстродействия при уменьшении размеров схем, их потребляемой мощности и стоимости. Уменьшение интенсивности отказов на один функциональный элемент за время, прошедшее с момента возникновения полупроводниковой технологии, показано на рис. 4.10. Результаты соответствуют [4.20].

Интегральная схема за все время ее существования является относительно неизменной с точки зрения влияния на уровень ее надежности основной технологии. Здесь находит свое отражение общий технологический процесс обучения, при котором добиваются оптимального соотношения между стоимостью производства и эффективностью за счет постоянного уменьшения «общей плотности дефектов» и соответственно уменьшения риска отказа (см. п. 4.3.3).

Если рассмотреть уровень надежности в определенные моменты времени, то можно отметить для сложных элементов заметный подъем интенсивности отказов в зависи-

мости от степени интеграции. Это объясняется еще не закончившимся процессом освоения технологии с большой степенью интеграции (БИС) (рис. 4.11). Приведенная зависимость получена на основе модели прогнозирования ин-

Рис. 4.10. Уменьшение интенсивности отказов функциональных элементов за счет интеграции согласно [4.19]:

SSI—малая степень интеграции; LSI—высокая степень интеграции; 1 — транзисторы; 2 — лампы

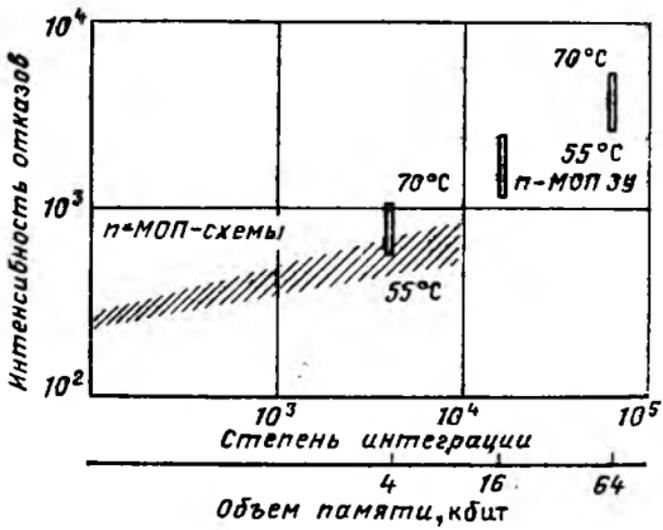
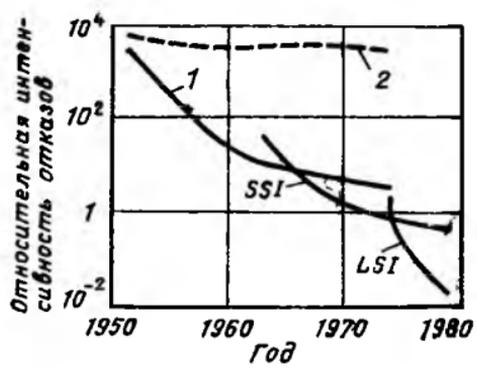


Рис. 4.11. Интенсивность отказов в зависимости от степени интеграции логических схем и динамических ЗУ, полученная с помощью прогнозируемой модели, приведенной в MIL HDBK 217 C для МОП-интегральных схем в герметичном корпусе при температуре пластины от 55 до 70°C. Выбран класс качества В-2, соответствующий коммерческим и промышленным схемам

тенсивности отказов, приведенной в MIL HDBK 217 C [4.20] (см. п. 4.5.3). Однако уже имеющийся опыт эксплуатации показывает, что эта модель оценивает интенсивность отказов БИС пессимистически.

4.5.2. Временная зависимость интенсивности отказов

Наличие механизмов снижения безотказности схем при применении и наличие совокупности схем, прошедших контроль, и схем с неисправностями приводит к тому, что в начале и в конце временной области применения имеется повышенный риск отказа схемы. Зависимость интенсивности отказа от времени $\lambda(t)$ таких схем приведена на рис. 4.12.

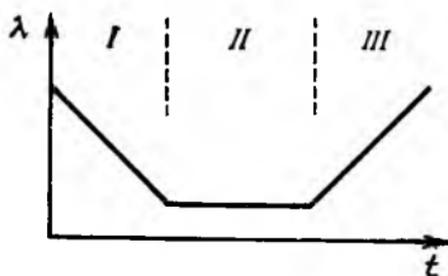


Рис. 4.12. Зависимость интенсивности отказов от времени:

I — область приработки; II — область постоянной интенсивности; III — область износа

В области приработки уменьшается доля схем, имеющих неисправности из-за отказа под нагрузкой, соответствующей их условиям применения. Далее интенсивность отказа становится приблизительно постоянной. В этой области отказы обусловлены воздействием внешних факторов (внутри допустимых границ их изменения). Наконец, интенсивность отказа снова повышается из-за действия механизмов износа. Вследствие этого кривая интенсивности отказов характеризует способность ИС противостоять нагрузкам, обусловленным условиями их применения.

Рассмотренные «фазы жизни» ИС имеют при разных условиях их применения различное влияние на общий аспект надежности электронных систем, изготавливаемых из этих схем.

Для продукции с большим числом схем (например, электронных систем) фаза приработки оказывает большое влияние на их стоимость из-за затрат на восстановление конструктивных узлов и приборов в процессе производства, затрат на гарантийное обслуживание при эксплуатации и, наконец, вследствие потери престижности продукции из-за ее неудовлетворительной надежности. Меры по селекции отказов, особенно выжигание, преследуют цель предупредить отказы на этапе приработки схемы. Применяемые при выжигании граничные электрические и термические условия действуют и на механизмы отказа в области постоянной интенсивности отказов, вызывая их сильное ускорение.

Для больших систем промышленного и коммерческого применения на передний план выдвигается требование обеспечения их максимального срока службы. Надежность таких систем определяется преимущественно уровнем постоянной интенсивности отказов входящих в них элементов. В этом случае проблема приработки элементов часто теряет смысл из-за длительной фазы испытаний и приемки, во время которых нарушения выявляются и устраняются.

Область износа характеризуется повышением интенсивности отказов при максимальной длительности использования схемы. Это происходит при нормальных условиях применения ИС и зависит в основном от качества производства схем и принятых мер по их защите от внешних воздействий.

4.5.3. Ожидаемое значение интенсивности отказов

Количественное определение характеристик надежности является по сути дела прогнозированием на основе имеющихся эмпирических данных или экстраполяции результатов контроля, полученных при производстве, в область более жестких условий эксплуатации схем. В этом смысле, указываемое в технических условиях значение надежности является ожидаемой оценкой. Ее целесообразно задавать для условий применения, близких к нормальным.

Принимая во внимание различные условия применения и различный достижимый уровень качества, делают предположение о возможном виде модели прогнозирования интенсивности отказов. Модели, базирующиеся на анализе и сборе обширных данных, для различных типов схем приведены в стандарте MIL HDBK 217C [4.20]. Модели для ИС включают в себя в качестве переменных следующие параметры (в предположении постоянной интенсивности отказов): классы качества (Q -затраты на обеспечение, разбраковка) (см. п. 4.4.2); корпуса (герметичный или негерметичный, число выводов); степень интеграции; температуру пластины (средняя кажущаяся энергия активации, определяемая для технологии изготовления ИС); напряжение питания (ограничивается для К-МОП-технологии); влияние среды и качество обслуживания (для различных условий применения).

Значение интенсивности отказов может выбираться ориентировочно согласно данным рис. 4.11.

Эти методы используются зачастую при прогнозировании

нии надежности систем, используемых в космонавтике и в оборонной технике. Их математическая формулировка привлекает тем, что позволяет легко определять требования к точности модели и исходным данным, лежащим в ее основе.

Использование данных моделей для приборов и систем промышленной и коммерческой электроники требует предварительного анализа. Классы качества ИС для таких систем выбираются более низкими, поскольку необходимо соблюдать оптимальное соотношение между затратами на обеспечение качества и селекцией отказов, исходя из современного состояния производства. Наряду с этим для обычных систем широко применяются негерметичные ИС с пластмассовым корпусом. При одинаковых мерах по обеспечению качества получается существенно заниженная оценка этих систем при использовании MIL-моделей.

Для оценки надежности систем, предназначенных для работы в обычных условиях, чаще всего целесообразно ограничиться простыми моделями, которые при относительно малых ожидаемых значениях интенсивности отказов дают удовлетворительные результаты для функциональных семейств ИС. В качестве переменных в этих моделях используются степень интеграции схемы и условия ее применения. Одновременно данные модели позволяют наглядно оценить влияние уровня надежности ИС на состояние техники.

Сравнимость задаваемой и оцениваемой интенсивности отказов ИС предполагает, что лежащие в их основе модели и условия являются одинаковыми. Поэтому модели и условия применения указываются в технических нормах (предусмотренных в DIN 40039).

В простых моделях надежности ИС ожидаемое значение интенсивности отказов λ_A при рабочих нагрузках определяется путем умножения интенсивности отказа схемы λ_B при нормальных нагрузках (условиях) на коэффициенты, учитывающие отклонения рабочих условий от нормальных, т. е.

$$\lambda_A = \lambda_B \pi_T \pi_F \pi_Q, \quad (4.14)$$

где π_T — температурный коэффициент; π_F — коэффициент, характеризующий область приработки; π_Q — коэффициент, характеризующий класс качества.

Нормальные условия и ожидаемое значение интенсивности отказов в нормальных условиях приведены в табл. 4.6 для конструктивного исполнения элементов с обычной рас-

Таблица 4.6. Ожидаемое значение интенсивности отказов в нормальных условиях для различных функциональных групп и технологий изготовления ИС

Функции	Интенсивность отказа, r^{-1}			Температура θ_{vj} , °C
	SSI/MSI	LSI	VLSI	
Логические схемы:				
ТТЛ	10	—	—	55
ТТЛ S	30	—	—	65
ЕКЛ 10 k	20	—	—	65
K-МОП	10	—	—	45
Вентильные схемы:				
ТТЛ	—	10^{-7}	—	50
ЕКЛ	—	—	$(2 \cdot 10^{-7})$	—
K-МОП	—	10^{-7}	$(2 \cdot 10^{-7})$	—
Микропроцессор N-МОП:				
8085	—	$4 \cdot 10^{-7}$	—	70
8086	—	—	$4 \cdot 10^{-7}$	—
Микрокомпьютер N-МОП 8048	—	—	$4 \cdot 10^{-7}$	55
Запоминающие устройства:				
16 кбит	—	$0,8 \cdot 10^{-7}$	—	50
64 кбит	—	$0,8 \cdot 10^{-7}$	—	—
256 кбит	—	—	(10^{-7})	—
Аналоговые схемы:				
биполярные	$0,5 \cdot 10^{-7} /$ $1,5 \cdot 10^{-7}$	—	—	55

Примечание. SSI — малая степень интеграции; MSI — средняя степень интеграции; LSI — большая степень интеграции; VLSI — сверхбольшая степень интеграции. В скобках указаны ориентировочные значения, для которых еще нет результатов испытаний.

сеиваемой мощностью. Все элементы грубо разделены на группы по выполняемым функциям, технологии и степени интеграции, но не различаются по типу корпуса.

Нормальной температурой $\theta_u = 40^\circ\text{C}$ является температура окружающей среды в устройстве. Действительная температура для конструктивного элемента есть средняя температура пластины (температура перехода θ_{vj}), которая определяется рассеиваемой мощностью и температурой окружающей среды:

$$\theta_{vj} = \theta_u + PR_t, \quad (4.15)$$

где P — рассеиваемая мощность; R_t — тепловое сопротивление между пластиной и окружающей средой (воздухом).

Критерий отказа	Полный отказ и такое изменение основных показателей, которое приводит в большинстве случаев применения к отказу
Временной диапазон	Время работы 3000 ч
Электрическая нагрузка:	
напряжение питания	Рекомендуемое напряжение питания
род работы	Длительная работа
Климатические и механические нагрузки:	
средняя окружающая температура	$\theta_u = 40^\circ\text{C}$
температура перехода	Видимый зазор при θ_{vj1}
относительная влажность воздуха	85 % (максимальная среднегодовая влажность класса F согласно 40040)
Механическая нагрузка	Буквенный указатель W согласно DIN 40040

Тепловое сопротивление берется из паспорта схемы. Оно составляет обычно от 60 до 100 К/Вт.

Приблизительные значения температуры пластины θ_{vj1} для различных функциональных групп ИС приведены в табл. 4.6 ($\pi_T = 1$). Коэффициент пересчета π_T для других условий применения схемы и другой температуры перехода θ_{vj2} определяется в соответствии с (4.15) и (4.13).

Для температурной зависимости принимается чаще всего средняя кажущаяся энергия активации $\Delta E = 0,4$ эВ.

Оценочное значение интенсивности отказов соответствует временной области с постоянной интенсивностью отказов. Повышение интенсивности отказов для области приработки можно упрощенно представить с помощью множителя π_F , который определяет ожидаемое значение интенсивности отказов в ограниченном временном интервале (рис. 4.13). Он может также служить в качестве оценки эффекта выжигания схем при их изготовлении. Однако для этого требуется контролировать множество схем, входящих в систему, при определенных условиях, чтобы обеспечить точное описание соотношения для интенсивности отказов при приработке; пример такой оценки содержится в [4.22].

Считается, что область приработки является относительно большой. Различное задание значения π_F , зависящего от технологических групп, объясняется в значитель-

ной мере большой долей новых технологий в группе МОП-технологий, и, следовательно, кривой обучения.

Доля отказов в области приработки поясняется следующим примером. Схема МОП-технологии, имеющая $\lambda_A =$

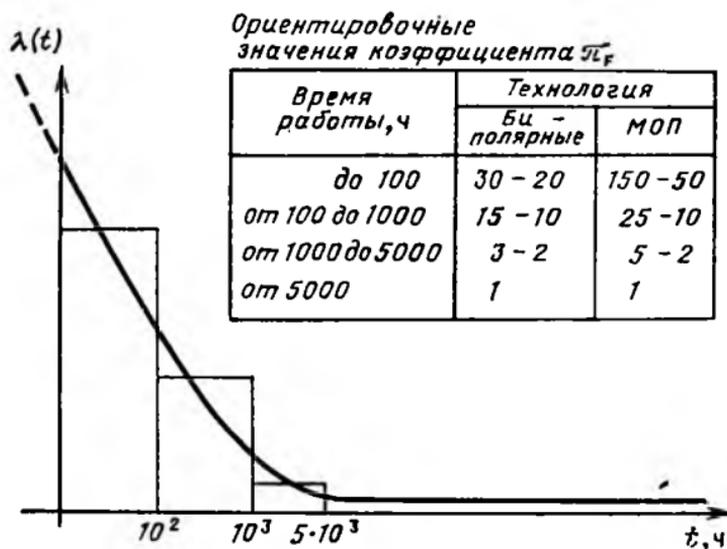


Рис. 4.13. Зависимость интенсивности отказов от времени в области приработки

$= 10^{-7} \text{ ч}^{-1}$, дает долю отказов ΔA за интервал времени Δt в области приработки, т. е.

$$\Delta A = \pi_F \lambda_A \Delta t. \quad (4.16)$$

Для трех заданных интервалов получаем: до 100 ч $\Delta A = 1,5 \cdot 10^{-3} = 0,15 \%$; до 1000 ч $\Delta A = 2,25 \cdot 10^{-3} = 0,225 \%$; до 5000 ч $\Delta A = 2 \cdot 10^{-3} = 0,2 \%$.

Далее принимаем область с постоянной интенсивностью отказов $\lambda_A = 10^{-7} \text{ ч}^{-1}$ ($\Delta A = 0,01 \%$ за каждые 1000 ч).

Все схемы по степени влияния класса качества на их надежность делятся на: а) схемы обычного класса качества. Если к ним предъявляются очень высокие требования по надежности, то они обычно используются в нормальных условиях эксплуатации (в вычислительной технике, в технике связи, в технике управления), при этом $\pi_Q = 1$; б) схемы повышенного и пониженного классов качества, к которым предъявляются высокие требования по надежности либо они используются в обычных применениях при умеренных требованиях к надежности. Для таких схем коэффициент π_Q может меняться в очень широких пределах, например от 0,1 до 10.

Приводимые количественные значения прежде всего имеют целью определить порядок величины и выявить современное состояние техники. Совершенствование технологии изготовления способствует повышению надежности больших схем. В этой связи интересно сравнить эти значения со старыми значениями, указанными на рис. 4.11.

Интенсивность отказов функционального блока или прибора для случая, когда не применяются специальные меры по обеспечению надежности (например, автоматическое устранение неисправностей, резервирование), представляет собой сумму интенсивностей отказов входящих в него элементов

$$\lambda_{\text{пр}} = \sum \lambda_{A_i} n_i \quad (4.17)$$

где n_i — число элементов с одинаковой интенсивностью отказов (один тип и одинаковая нагрузка).

Например, при $n=10^3$ одинаковых элементов с $\lambda_A = 10^{-7}$ ч⁻¹ $\lambda_{\text{пр}} = 10^{-4}$ ч⁻¹. Это означает, что за время 10^4 (около 1,25 года) в среднем ожидается один отказ прибора.

4.5.4. Мероприятия по обеспечению надежности электронных приборов и систем

Рассматриваемая до сих пор надежность являлась преимущественно свойством элементов, т. е. ИС. Надежность приборов и систем наряду с надежностью входящих в них элементов определяется также рядом дополнительных мер, к которым относятся учет критических нагрузок элементов и возможность автоматического устранения неисправностей, индикации функциональных нарушений, применение функциональной избыточности.

Нагрузка элементов определяется выбором схемы, ее сложностью и мерами, принятыми для защиты схемы от влияния окружающей среды. В общем случае влияние нагрузки можно представить на кривой интенсивности отказов (рис. 4.14). Повышенные и пониженные нагрузки дают загруженно временное сокращение или растяжение кривой интенсивности отказов при соответствующем изменении уровня интенсивности отказов. При этом хорошо различим эффект трех «фаз жизни» элемента (трех областей кривой интенсивности отказов).

Целенаправленное уменьшение электротермических нагрузок элемента создает так называемое «ненагруженное» состояние. Однако у более сложных элементов возможно

влияние на рабочую точку элемента уменьшается, поэтому на первое место выдвигается ограничение его температурного режима за счет теплообмена с окружающей средой. Кроме того, возможно применение защитных мер от влажности и механических нагрузок. Максимальные нагрузки требуют при этом разработки специальных элементов.

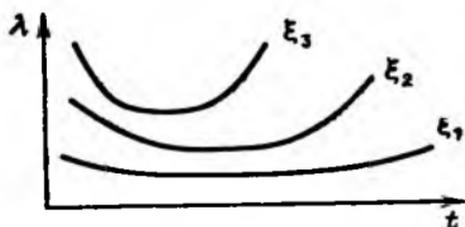


Рис. 4.14. Временная зависимость интенсивности отказов при различных нагрузках ξ ($\xi_1 < \xi_2 < \xi_3$)

Наряду с этими мерами, осуществляемыми при разработке приборов, используют также специальные меры при их изготовлении, направленные на предотвращение отказов элементов. Основными причинами отказов при изготовлении приборов являются электростатические наводки в ИС, а также последствия неисправностей от КЗ и ошибочных соединений на проводящих платах. Объем такого рода отказов может свести на нет эффективность проведения дорогостоящих мер по селекции отказов (например, выжигание схем).

В зависимости от сложности функций системы требования к надежности входящих в нее элементов могут оказаться столь высокими, что в рамках только выбора режима элементов и селекции их отказов требования к надежности невозможно реализовать. В этом случае необходима соответствующая функциональная избыточность системы, позволяющая выявлять или автоматически устранять неисправности элементов. Например, этого можно добиться путем самоконтроля блоков и узлов системы. Самоконтроль предусматривается также и для больших ИС. Автоматическое устранение неисправностей широко применяется в вычислительной технике, например, для устранения неисправности в одном разряде схемы. Возможно также резервирование отдельных устройств системы, выполняющих наиболее сложные и ответственные функции.

Это короткое перечисление мер «активной надежности» может служить только ссылкой на возможности, позволяющие удовлетворить высокие требования к готовности и безопасности функционирования электронных систем.

ЭЛЕКТРОННО-ЗОНДОВАЯ ТЕХНИКА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПОТЕНЦИАЛА ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

5.1. Введение

В электронно-зондовой технике для измерения потенциала используются методы, которые позволяют наблюдать с помощью растрового электронного микроскопа потенциальные контрасты. Они имеют большое значение при испытаниях интегральных схем (ИС) и поэтому подробно рассматриваются в этой главе.

5.1.1. Постановка задачи

Испытательные стенды для контроля ИС в процессе производства включают в себя автоматические системы контроля, имеющие вычислительные средства. При этом в течение долей секунды устанавливается, соответствует ли конструктивный блок (схема) техническим условиям или он должен быть забракован.

Совсем иначе происходит решение этой задачи в процессе разработки новой схемы. В ходе проектирования и в технологическом процессе необходимо быстро анализировать неисправности и нарушения в ИС по их виду, месту появления и причине возникновения. Этого не всегда удается достигнуть путем электрических измерений на внешних выводах схемы. Поэтому могут также применяться измерительные зонды для микроскопического контроля, позволяющие подключаться к определенным точкам внутри схемы. В прошлом это служило хорошим средством для контроля составных частей схемы и локализации неисправностей.

Однако с увеличением степени интеграции схем применение механических зондов становится все более сложным: проводники, имеющие ширину несколько микрометров, могут разрушаться под воздействием зонда, а результат измерений или даже функции схемы искажаться вследствие вносимой измерительным зондом емкости.

Отсюда следует, что функционирование интегральных микросхем с большой степенью интеграции (БИС) не уда-

ется качественно контролировать без применения новой измерительной техники.

Требованиям неразрушающего контроля удовлетворяет измерительный зонд в виде электронного луча, который можно точно фокусировать в нужную точку схемы с помощью электронно-оптических средств. Ускоряющее напряжение и ток луча выбирают таким образом, чтобы исследуемая схема не подвергалась ни механическим, ни электрическим мешающим воздействиям и, кроме того, не искажались результаты измерений.

Электронные зонды применяются в течение многих лет в электронно-лучевых микроанализаторах и растровых электронных микроскопах. Для электронно-лучевых измерительных приборов необходим сигнал, дающий сведения об электрическом потенциале на исследуемом образце. В качестве измерительного сигнала используется вызываемый электронным лучом поток вторичных электронов, зависящий от потенциала исследуемого образца (по отношению к потенциалу корпуса).

На основе этого принципа в ближайшие годы могут быть созданы высокопроизводительные измерительные системы.

5.1.2. Исторический обзор

Возникновение контрастных явлений в растровых электронных микроскопах было обнаружено еще в 1957 г. в лаборатории Кембриджского университета; они проявились в виде изменения яркости изображения вторичных электронов из-за изменения электрического потенциала объекта. Этот эффект использовали впервые К. Отлей и Т. Эверхарт, чтобы $p-n$ -переход сделать видимым с помощью растрового электронного микроскопа при прикладывании к этому переходу запирающего напряжения.

В начале 60-х годов был разработан электронно-лучевой растровый прибор, предназначенный для оценки полупроводниковых блоков. В 1964 г. Т. Эверхарт и его сотрудники провели первые измерения в ИС. Г. Пловс и В. Нихон из лаборатории Кембриджского университета применили в 1968 г. метод потенциального контраста совместно со стробоскопическим устройством изображения, чтобы исследовать с помощью высокочастотного напряжения полупроводниковые элементы.

Путем введения спектрометра вторичных электронов

в растровый электронный микроскоп в 1968 г. О. Веллс и К. Бремер из исследовательского центра УВМ впервые измерили электрический потенциал. Год спустя Ю. Флемминг и Е. Вард из научно-исследовательского центра в Лондоне получили с помощью электронных схем с отрицательной обратной связью измеряемые величины, зависящие от потенциала образца, что послужило предпосылкой для создания практических методов измерений.

Начиная с 1970 г. электронно-зондовые методы получили интенсивное развитие во многих работах. К уже названному можно дополнительно указать работы А. Гопинафа с соавторами из университета Северного Уэльса, Е. Кубалека с соавторами из Дуйсбургского университета, К. Ура с соавторами из университета Осака.

В 1973 г. в Мюнхенской исследовательской лаборатории фирмы Siemens Е. Вольфгангом, Х.-П. Фейербаумом, П. Фацекасом и Ю. Отто была создана электронно-зондовая измерительная система, соответствующая требованиям к промышленным установкам. Она предназначалась для контроля БИС и интегральных микросхем со сверхбольшой степенью интеграции (СБИС). Дальнейшее изложение базируется большей частью на опыте и результатах работы этой группы ученых.

5.2. Качественные методы

В этом и последующих параграфах описаны методы электронно-зондовой измерительной техники. Дополнительная информация содержится в [5.1, 5.2], а также в цитируемой там литературе. Для изучения физических основ потенциального контраста целесообразно ознакомиться с теорией и практикой растровой электронной микроскопии [5.3, 5.4].

Рассмотрим сначала методы потенциального контраста, с помощью которых можно определять состояние схемы, т. е. распределение электрического потенциала $U(x, y)$ на поверхности ИС, представляемое в виде изображения. Далее будут описаны методы исследования процессов в схемах $U(x, y, t)$. Все эти методы имеют общие свойства, связанные с тем, что контрастное изображение позволяет сделать качественный вывод об электрическом потенциале схемы.

5.2.1. Изображение потенциального контраста

Электронно-зондовый измерительный прибор фокусирует пучок быстрых первичных электронов с помощью нескольких электронных линз на измеряемой точке, что упрощенно показано на рис. 5.1, *a*. Ускоряющее напряжение U_0 находится в пределах от 1 до 20 кВ, а сила тока первичных электронов (ток в зонде) I_0 составляет 10^{-11} — 10^{-7} А. Распределение потенциала на поверхности схемы используется затем для его изображения с помощью известных технических средств, имеющихся в растровом электронном микроскопе.

Луч первичных электронов с помощью отклоняющих катушек движется по поверхности исследуемого образца, образуя соответствующую строку растра. Возникающие при этом вторичные электроны попадают в детектор, усиливаются и используются затем для модуляции яркости синхронно управляемой электронно-лучевой трубки. Это устройство дает изображение, зависящее от топографии и материала исследуемого образца. Потенциальный контраст наблюдается в том случае, если на поверхности образца существуют области с различными потенциалами.

На рис. 5.2, *a* схематически показано сечение исследуемого образца, в качестве которого используется кремниевая подложка с двумя проводниками, из кото-

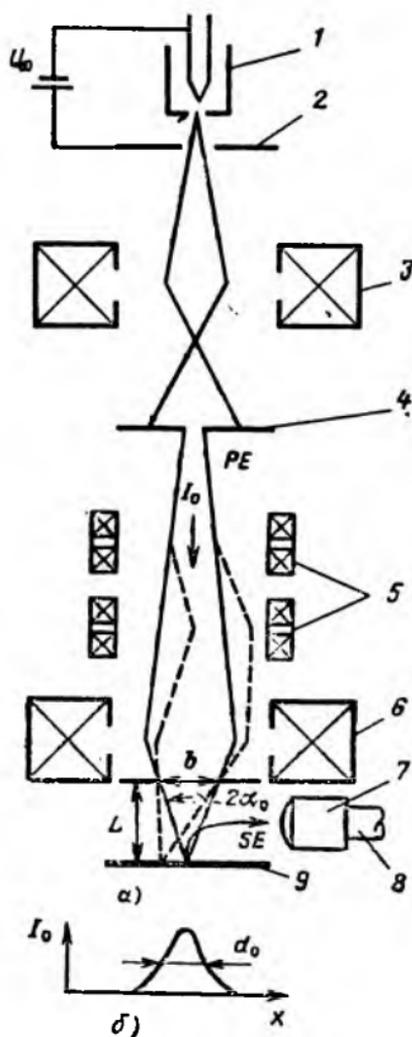


Рис. 5.1. Схематическое изображение электронно-зондового измерительного прибора:

a — излучение первичных электронов (PE) в электронно-зондовом измерительном приборе (штрихпунктирными линиями показан пучок PE в отклоненном состоянии); *b* — плотность распределения тока $I(x)$ в точке облучения на образце; SE — вторичные электроны; 1 — катод; 2 — анод; 3 — конденсорная линза; 4 — диафрагма; 5 — отклоняющие катушки; 6 — микрочувствительная линза; 7 — апертурная диафрагма; 8 — детектор вторичных электронов; 9 — образец

рых один имеет напряжение, равное нулю, а другой — +10 В. Между образцом и детектором вторичных электронов возникает электрическое поле, обозначенное на рис. 5.2, *а* штрихпунктирными эквипотенциальными линиями.

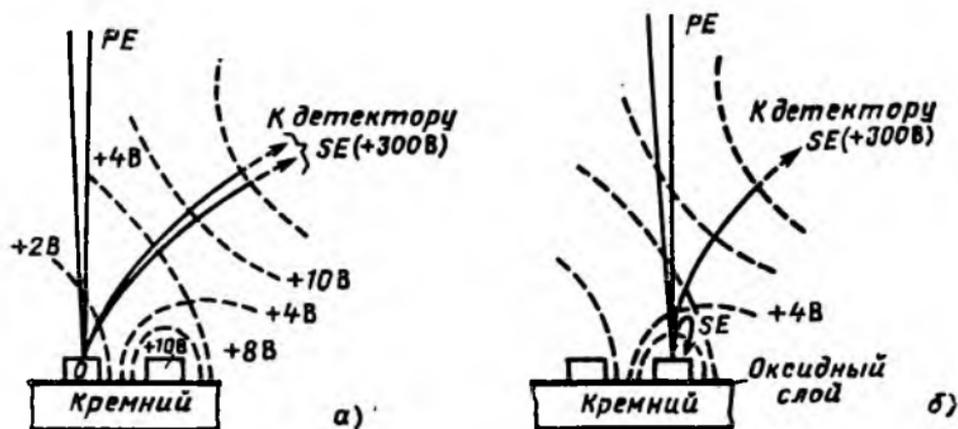


Рис. 5.2. Принцип потенциально-контрольного изображения:

а — луч *PE* падает на проводник с напряжением, равным нулю, все возникающие вторичные электроны достигают детектора; *б* — луч *PE* падает на проводник с напряжением +10 В; вторичные электроны преодолевают потенциальный порог и достигают детектора только при достаточной энергии; *SE* — вторичные электроны

Граничные условия распределения этого поля определяются заземленным окружением (камерой для размещения образца, держателем образца, торцом последней линзы), значением отсасывающего напряжения (например, +300 В) на детекторе и распределением потенциалов на самом образце («ближним полем»). Вторичные электроны представляют собой неоднородный поток, имеющий очень малую скорость (кривая распределения энергии на рис. 5.5, *б*), и очень чувствительны к напряженности ближнего поля. Такие электроны, «вылетающие» из заземленного проводника, получают определенное ускорение. Весь излучаемый ток I_s попадает в детектор и управляет яркостью электронно-лучевой трубки.

На рис. 5.2, *б* показан случай, когда первичные электроны падают на проводник с $U_p = +10$ В. Вторичные электроны здесь получают локальное замедление вследствие влияния ближнего поля и затормаживаются. Потенциал седловой точки $U_s = 4$ В, а тормозящее напряжение $U_b = U_p - U_s = 6$ В. Только малая доля вторичных электронов с выходной энергией $E_s \geq eU_b$ достигает детектора,

в то время как другие возвращаются на образец. Сигнал изображения задается в виде

$$I_s^* = e \int_{eU_b}^{50\text{эВ}} n(E_s) dE_s, \quad (5.1)$$

где $n(E_s)$ — поток вторичных электронов с энергией E_s .

Верхняя граница интегрирования выбирается весьма приблизительно: штрихпунктирная кривая распределения энергии вторичных электронов (см. рис. 5.5, б) переходит в сплошную для энергии, достаточной для рассеяния электронов. Поскольку невозможно различить электроны этого и другого вида, принимают границу интегрирования равной 50 эВ [5.3].

Таким образом, при методе потенциального контраста проводник, имеющий высокий потенциал, представляется на экране темным, в то время как при низком потенциале он является светлым. Это справедливо также для области отрицательных потенциалов, потому что для потенциального контраста определяющим является ближнее поле, которое образуется локальными отклонениями потенциала на поверхности образца от его среднего значения — независимо от того, являются они положительными или отрицательными. Потенциально-контрастное изображение используется для исследования исключительно цифровых схем, имеющих только два состояния — «высокий» и «низкий» уровни, передаваемые соответственно темным и светлым фоном (п. 5.2.4). Однако и аналоговые схемы можно контролировать с помощью метода потенциального контраста. Различимые полутона в состоянии отражать различные потенциалы, причем, как правило, удается различать разность потенциалов, равную 2 В (в благоприятных случаях — даже 50 мВ).

5.2.2. Кодирование напряжения

В п. 5.2.1 описан метод представления определенного состояния схемы на экране. Проще всего наблюдать процессы в схемах с помощью телевизионного изображения. При этом скорость коммутации образца должна быть меньше, чем частота кадров телевизора. Применение данного метода ограничивается такими схемами, у которых частота коммутации не превышает нескольких герц. С уче-

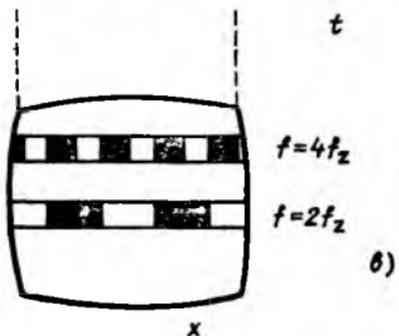
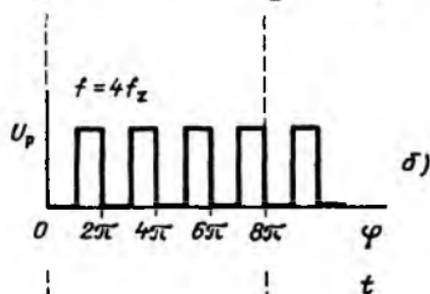
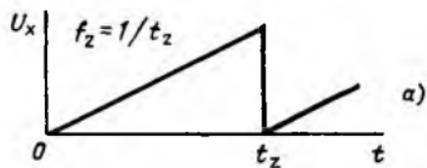


Рис. 5.3. Принцип кодирования напряжения:

а — отклоняющее напряжение строки U_x на отклоняющей катушке; б — пульсирующее напряжение U_p на проводнике; в — изображение двух проводников на мониторе с различной частотой коммутации f и соответственно потенциальным контрастом (f_z — частота строк)

том приведенных ограничений телевизионное изображение представляет собой наглядный способ контроля электрических функций.

Однако если режимы работы схемы переключаются с такой высокой частотой, что ее потенциал изменяется за время одной строки несколько раз, то телевизионное изображение становится «полосатым». Этот эффект используется в так называемом методе кодирования

напряжения, когда коммутация схемы происходит с частотой $f = mf_z$, являющейся целочисленным множеством m частоты строк f_z .

Принцип кодирования напряжения показан на рис. 5.3. За время одной строки t_z (время обратного хода на рис. 5.3, а не показано) потенциал на поверхности исследуемого образца в случае, например, $m=4$ изменяется восемь раз (рис. 5.3, б). Яркость изображения проводника, расположенного параллельно направлению строки (по оси x), вследствие потенциального контраста изменяется тоже восемь раз. На экране получают соответственно четыре светлые и четыре темные полосы (верхний проводник на рис. 5.3, в). При частоте коммутаций $2f_z$ число полос соответственно уменьшается (нижний проводник). Данному изображению соответствует распределение потенциала $U(x, y, \varphi(x))$, которое является функцией координат и фазы. Благодаря синхронизации частота коммутации схемы и частота строк величин x и φ связаны между собой соотношением

$$x/L = \varphi/2m\pi,$$

где L — длина строки.

Нижняя граница для частоты коммутации схемы определяется при $m=1$, т.е. соответствует одному периоду за строку изображения. В этом случае согласно телевизионным нормам (625 строк в кадре; 25 кадров в секунду) минимальная частота $f=f_z=15,6$ кГц. С другой стороны, если ограничиться числом чередующихся полос на экране, равным 30, практическая применимость данного метода не превышает $f=30 f_z \approx 500$ кГц.

5.2.3. Стробоскопическое потенциально-контрастное изображение

Отдельные состояния динамических схем, работающих в частотном диапазоне от нескольких килогерц до единиц мегагерц, могут становиться видимыми только с помощью стробоскопической техники изображения. Для этого либо применяют фазоселективное усиление тока вторичных электронов, либо осуществляют синхронизацию луча первичных электронов частотой коммутации схемы.

Вторая из этих названных возможностей имеет преимущество, например, в связи с малой нагрузкой схемы. Как и при обычном растровом электронном изображении, в этом методе луч первичных электронов перемещается по поверхности схемы. Дополнительно луч модулируется последовательностью импульсов, частота следования которых должна совпадать с частотой коммутации схемы. Кроме того, частота импульсов должна быть такой, чтобы от каждой точки схемы приходил один сигнал. На рис. 5.4

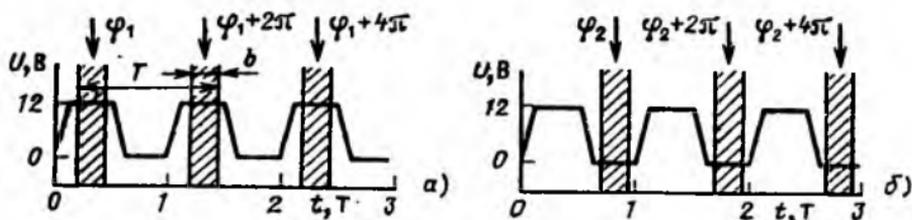


Рис. 5.4. Принцип стробоскопического потенциально-контрастного изображения

показано схематично изменение потенциала $U(t)$ на входе ИС в виде трапецеидальной кривой. Заштрихованными полосами показана длительность и фазовый угол φ импульса первичных электронов. Луч первичных электронов на рис. 5.4, а возникает всегда в тот момент, когда в точке А на-

пряжение равно $+12$ В. Ему соответствует состояние схемы $U(x, y, \varphi_1)$. Затем фазовый угол импульса первичных электронов смещается на половину периода и напряжение в точке A соответствует $U=0$ (рис. 5.4, б), ему соответствует другое потенциально-контрастное изображение и, естественно, другое распределение яркости изображения $U(x, y, \varphi_2)$.

Отдельные авторы описывают информацию при стробоскопическом изображении в виде распределения $U(x, y, t_0)$. В этом случае время задается как независимый параметр, для которого рассматривается запись изображения в реальном масштабе в виде телевизионного изображения или логической диаграммы. При стробоскопическом методе, так же как и при методе дискретизации (п. 5.3.2), которые различаются временем измерения, фаза является преобладающим параметром. Это, конечно, не исключает того, что согласно соотношению $t/T = \varphi/2\pi$ (T — длительность периода) при изображении может использоваться либо фазовая ось, либо временная шкала, что обеспечивает определенные преимущества на практике (§ 5.6).

Обозначив длительность периода T и продолжительность импульса первичных электронов b , получим отношение $V = T/b$. В примере, приведенном на рис. 5.4, значение $V = 4$. Граничное значение для частоты схемы f зависит от системы лучевого контроля (п. 5.5.2) и устройства обработки сигнала. В зависимости от применяемых генераторов импульсов верхняя граница частоты лежит в пределах от 25 до 50 МГц. При очень низкой частоте упомянутое отношение может стать столь большим (т. е. фаза между двумя импульсами так велика), что эффективность сигнала достигнет граничного значения (п. 5.4.2). Обычно на практике $b = 5$ нс и $V = 10^4$, что соответствует $f = 20$ кГц.

5.2.4. Представление логических состояний

В п. 5.2.1 было установлено, что состояние цифровой схемы 0 соответствует низкому значению, а состояние 1 — высокому значению тока вторичных электронов. В дальнейшем будут описаны методы, специально разработанные для контроля таких логических состояний [5.2].

Логическое изображение. Логическая картина цифровой схемы возникает при варьировании в определенных пределах фазового угла φ импульсов первичных электро-

нов при получении стробоскопического потенциально-контрастного изображения. Для этого необходимо осуществлять управление фазой, которое должно проводиться синхронно с частотой строк или кадров. В результате получается потенциально-контрастный снимок в виде контрастных полос, как это обычно бывает при нормальном кодировании напряжения. Техника съемки в этом случае не связана с телевизионной частотой, поэтому растровая частота и частота коммутации схемы могут выбираться независимо друг от друга.

Если проводники схемы, например шины данных микропроцессора, расположены параллельно друг другу, целесообразно применять следующий способ: схема располагается в электронно-зондовом измерительном приборе таким образом, чтобы проводники были сориентированы по оси y . Сканирование электронным зондом по оси y не предусмотрено. Пульсирующий луч первичных электронов движется при съеме изображения только по одной строке $y=y_0$ поперек проводников взад и вперед.

Во время движения строки на экране трубки происходит изменение фазового угла импульсов первичных электронов. При этом изменяется потенциальный контраст и на экране возникает логическое изображение в виде чередующихся световых полос, что соответствует распределению потенциала $U(x, y_0, \varphi)$. Для всех точек $P(x, y_0)$ проводится вариация потенциала $U(\varphi)$. Фазовая информация при таком виде представления изображения как и при методе кодирования напряжения уже не содержит данных о местоположении измеряемых точек.

Логическая диаграмма. Содержащаяся в логической картине информация может быть представлена также в виде фазовой или временной диаграммы. Для этого необходимо переносить пульсирующий луч первичных электронов с проводника на проводник. При этом измеряемые точки не должны лежать обязательно на одной строке. Время хранения значения потенциала в измеряемой точке следует выбирать таким образом, чтобы можно было надежно оценивать логические состояния 0 и 1. Когда все измеряемые точки P_i ($i=1, 2, \dots, n$) будут охвачены, фазовый угол импульсов первичных электронов сдвигается в определенное положение и электронный луч вновь возвращается в начальную точку P_1 . Этот процесс повторяется до тех пор, пока не закончится вся программа. Результаты измерений передаются на экран логического анализатора.

На рис. 5.15 представлены потенциалы $U(x_i, y_i, \varphi)$ для шины данных из восьми проводников ($i=0, 1, \dots, 7$). Время измерений для логической диаграммы значительно меньше, чем для логической картины, вследствие значительно меньшего числа измеряемых точек. Его можно еще больше уменьшить, если выбрать большой фазовый шаг, когда представляет интерес лишь временная последовательность логических состояний на проводнике (не требуется высокого временного разрешения).

Логическая диаграмма в реальном масштабе времени. С помощью описываемых до сих пор методов можно рассматривать только периодически повторяемые состояния, а также анализировать одиночные, т. е. непериодические, процессы в схемах [5.5].

Для этого луч первичных электронов постоянно нацелывается на отдельную измеряемую точку. Зависящий от времени ток вторичных электронов попадает в быстродействующий детектор-усилитель и далее подается в логический анализатор. Чтобы получить достаточно высокое соотношение сигнал/шум, необходимое для надежной оценки логических состояний, применяется очень высокое значение тока измерительного зонда, например $I_0 = 10^{-7}$ А (постоянный ток). Однако это сопряжено с определенными трудностями, связанными с разрешающей способностью и возможным повреждением образца, о чем указано в § 5.4.

Амплитуда сигнала в логической диаграмме не несет информации о значении электрического потенциала. Она дает лишь информацию о том, классифицирует ли электронно-зондовый измерительный прибор регистрируемый сигнал как 0 или 1. В этом смысле рассмотренные здесь методы относятся к качественным методам.

5.3. Количественные методы

Все ранее рассмотренные методы базируются на потенциально-контрастном изображении и носят качественный характер. В этом параграфе описаны методы измерения электрических потенциалов $U(x_0, y_0)$ в отдельных точках $P(x_0, y_0)$ либо временного процесса $U(x_0, y_0, t)$.

5.3.1. Измерение потенциала

В потенциально-контрастном изображении в качестве сигнала используется рассчитанный в соответствии с (5.1) ток вторичных электронов. Он зависит от потенциала сед-

ловой точки U_s , определяемого взаимодействием элементов конструкции анализатора и исследуемого образца, а также от тормозящего напряжения $U_b = U_p - U_s$ [при пределе интегрирования согласно (5.1)]. Как уже указывалось, потенциал образца U_p зависит от многих факторов. Вследствие этого для точек образца, имеющих одинаковые потенциалы, но находящихся в различных условиях (например, различные расстояния между соседними проводниками и их потенциалы), получается различный ток вторичных электронов. Поэтому точное измерение потенциала с помощью потенциально-контрастного метода невозможно.

Вместе с тем при испытаниях ИС необходимо количественно измерять электрические потенциалы отдельных узловых точек схемы. Для этого применяется спектрометр встречного поля, схематично представленный на рис. 5.5, а:

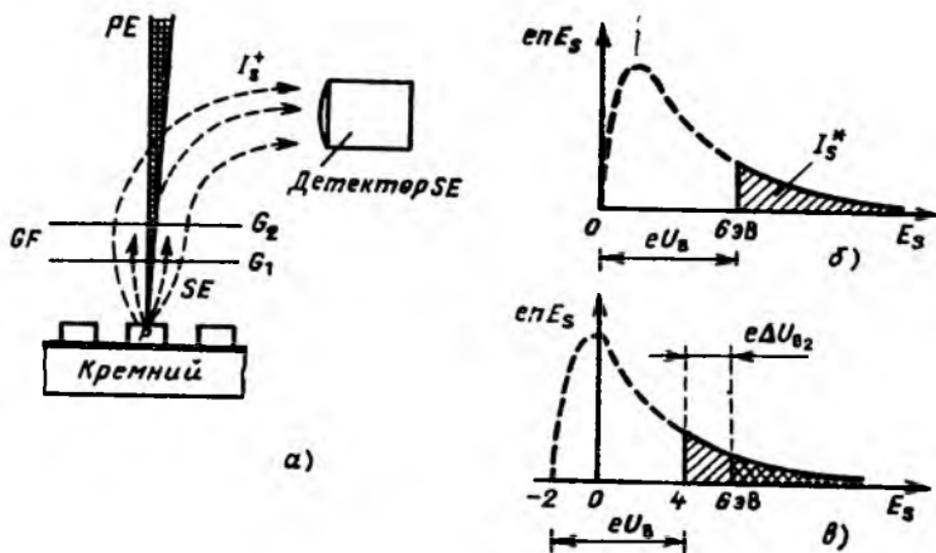


Рис. 5.5. Принцип измерения потенциала:

GF — спектрометр встречного поля; SE — вторичные электроны; PE — первичные электроны

сверху над образцом находится сетка G_1 , которая создает сильное ускоряющее (отсасывающее) поле в пределах 6 кВ/см. Вследствие этого влияние ближнего поля образца значительно ослабляется. Возникающие в измеряемой точке P вторичные электроны сначала ускоряются сеткой G_1 , а затем попадают во встречное поле, создаваемое сеткой G_2 . Действующее тормозящее напряжение составляет

$U_b = U_p - U_{G_2}$, и ток вторичных электронов I_s , в соответствии с (5.1) однозначно зависит от потенциала измеряемой точки. Например, при $U_p = 0$ и $U_{G_2} = -6$ В напряжение $U_b = 6$ В и все вторичные электроны с энергией выхода, большей 6 эВ (заштрихованная площадь на рис. 5.5, б), образуют сигнал изображения.

При изменении потенциала в измеряемой точке, например, на $\Delta U_p = 2$ В (или переходе в другую измеряемую точку, имеющую потенциал на 2 В выше) вторичные электроны дополнительно к их кинетической энергии получают также потенциальную энергию $e\Delta U_p = -2$ эВ. Это соответствует переносу начальной точки кривой распределения энергии на 2 эВ влево (рис. 5.5, в). При неизменных параметрах спектрометра число вторичных электронов, достигающих детектора, уменьшается (площадь под кривой, заштрихованная в клеточку). Зависимость сигнала от измеряемого потенциала вследствие формы кривой распределения энергии является нелинейной.

Для получения линейной зависимости потенциала от измеряемой величины необходимо управлять напряжением на сетках спектрометра таким образом, чтобы запирающее напряжение и регистрируемый ток I_s^* были равны прежним значениям. Это будет в том случае, если выбрать значение $U_{G_2} = -4$ В. Тогда запирающее напряжение $U_b = U_p - U_{G_2} = 2 + 4 = 6$ В, что соответствует всей заштрихованной площади на рис. 5.5, в. Управляющее напряжение $\Delta U_{G_2} = +2$ В оказывается равным измеряемой величине ΔU_p .

На практике напряжение на сетках спектрометра встречного поля устанавливается с помощью электронной схемы обратной связи (п. 5.5.3) таким образом, что регистрируемый ток вторичных электронов остается постоянным. При этом важным оказывается выбор рабочей точки (п. 5.4.3). Если запирающее напряжение U_b выбирается очень низким, происходит захват определенной доли низкоэнергетических вторичных электронов, вызванный влиянием ближнего поля исследуемого образца, что искажает измеряемый сигнал. Наоборот, при выборе очень высокого запирающего напряжения измеряемый сигнал оказывается очень малым и может исчезнуть в шумах.

Следовательно, с помощью спектрометра вторичных электронов удастся количественно определять потенциал в измеряемой точке. В этом случае напряжение на сетке U_{G_2} можно использовать для управления яркостью экра-

на электронно-лучевой трубки. Поэтому получаемое изображение представляет собой «линеаризованный потенциальный контраст». Исключая влияние контраста, вызванного топографией и материалом схемы, с помощью устройства экранировки контраста [5.6], можно полутона сделать строго пропорциональными электрическому потенциалу. Для количественной оценки информации на этом изображении необходимо иметь вычислитель с очень большой емкостью запоминающего устройства. Однако для контроля ИС достаточно, как правило, проведения измерений в отдельных узловых точках.

5.3.2. Метод дискретизации

Описанное выше устройство позволяет проводить измерение изменяющегося во времени потенциала. Однако частота коммутации схемы ограничена полосой пропускания управляющей схемы и составляет, например, 10 кГц, что недостаточно для контроля быстродействующих, динамических схем. Поэтому необходимо проводить измерения фазоизбирательным способом подобно стробоскопическому изображению: луч первичных электронов должен включаться и выключаться синхронно с частотой коммутации схемы. При этом он направлен постоянно в одну измеряемую точку, а сдвигается только фазовый угол импульса первичных электронов. Этот метод, известный в электронной измерительной технике как метод дискретизации, схематично представлен на рис. 5.6.

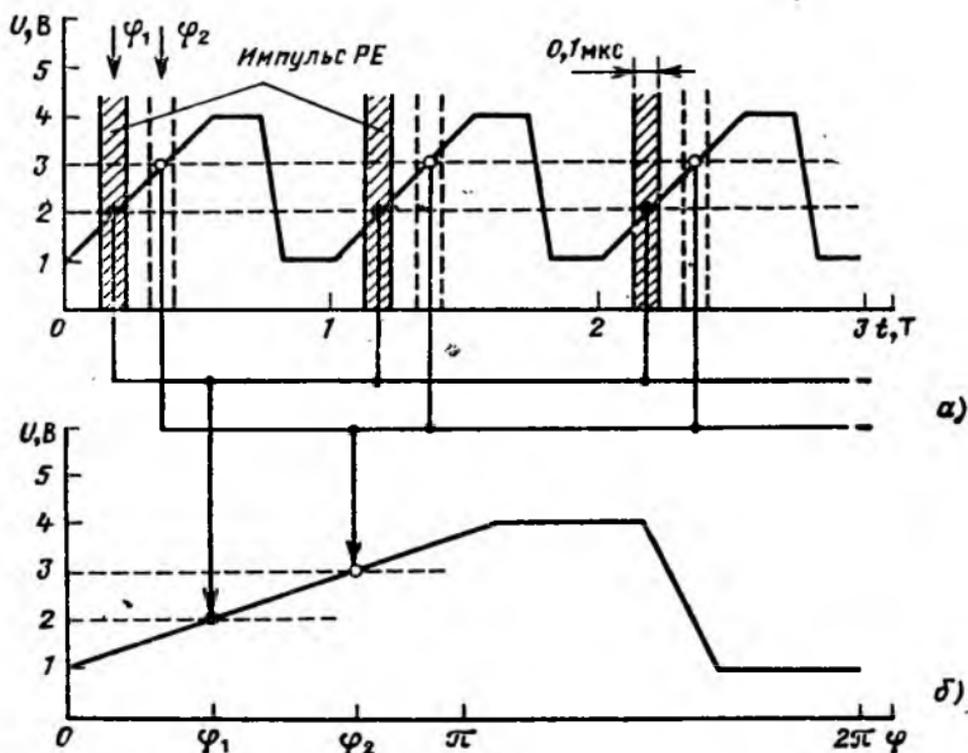
Луч первичных электронов включается тогда, когда потенциал в измеряемой точке принимает определенное значение, например 2 В (заштрихованная полоса на рис. 5.6 а). Этот фазовый угол сохраняется до тех пор, пока не будет обеспечено достаточное отношение сигнал/фон. Только тогда фазовый угол изменяется, что соответствует уже новому значению измеряемой величины, например 3 В (пунктирная полоса). Выбирая достаточно малое значение временного шага, можно измерить весь вид потенциальной кривой $U(\varphi)$ (рис. 5.6, б).

На практике это производится непрерывно, что позволяет получить кривую на экране осциллографа или записывающего устройства. Время измерений при длительности периода около 1 мкс может составлять, например, 30 с.

Граничное значение частоты коммутации схемы определяется таким же образом, как и при стробоскопическом

потенциально-контрастном изображении. Достижимое временное разрешение зависит от длительности импульса первичных электронов и оценивается в п. 5.4.5.

Чтобы предотвратить влияние на результат измерения искажающего дрейфа вследствие нестабильности характе-



Р и с. 5.6. Принцип дискретизации

ристик прибора или «загрязнения» в измеряемой точке, используется метод фазовой модуляции [5.7]. При этом фазовый угол импульса первичных электронов меняется ступенчато с помощью специального генератора. Ступенчатость фазы обеспечивается изменением ее значения на величину $\pm \Delta\phi$ относительно постоянного уровня, варьируемого в процессе измерений. Ток вторичных электронов содержит постоянную составляющую, которая зависит от дрейфа, и переменную составляющую, строго пропорциональную потенциалу в измеряемой точке. Переменная составляющая выделяется с помощью специального усилителя. При этом одновременно исключается влияние материала и топографии схемы. С помощью такого устройства можно также измерять разность потенциалов в диапазоне нескольких милливольт.

5.4. Условия измерений

Прежде чем рассматривать способы аппаратной реализации и примеры применения устройств для измерения потенциала, необходимо рассмотреть основополагающие соображения, касающиеся выбора условий его измерения и отображения. В полупроводниковых схемах из-за воздействия луча электронов могут существенно измениться их электрические свойства или даже наступить разрушения схем [5.8]. Для электронно-зондовой измерительной техники необходимо обеспечивать такие условия, при которых это влияние окажется пренебрежимо малым, а измеряемый сигнал будет достаточно большим. Параметрами, от которых зависят условия измерения, являются ускоряющее напряжение и ток зонда. Они оказывают влияние на достижимые значения разрешающей способности устройства по потенциалу, местоположению и времени.

5.4.1. Ускоряющее напряжение

Электрические заряды, содержащиеся в луче первичных электронов, образуют на исследуемом образце с достаточной проводимостью ток I_p , который в определенной степени зависит от потока электронов обратного рассеяния и вторичных электронов (токи I_R и I_s):

$$I_p = I_0 - I_R - I_s = (1 - \sigma) I_0, \quad (5.2)$$

где $\sigma = \eta + \delta$ — коэффициент обратного рассеяния; $\eta = I_R/I_0$; $\delta = I_s/I_0$ — эффективность вторичных электронов.

Общая эффективность σ зависит, как показано на рис 5.7, от энергии первичных электронов E_0 . Для $E_0 < 1$ кэВ вид кривой представлен схематично, в диапазоне $E_0 = 1 \div 25$ кэВ измеряемое значение зависит от материала полупроводниковых схем.

Исследуемые образцы подвергаются в процессе производства обычным технологическим операциям и «очищающим» процедурам. Для представленных на рис. 5.7 материалов максимум эффективности лежит в области $E_0 < 1$ кэВ, а, например, для алюминия (с естественным оксидным слоем) и SiO_2 — больше 2 кэВ. При увеличении E_0 значение σ уменьшается по экспоненциальному закону вплоть до $\sigma < 1$.

Протекающий в образце ток может исказить результат измерения потенциала или изменять выполняемые им

функции (например, переключать ячейки запоминания). Следовательно, необходимо стремиться к тому, чтобы $I_p \approx \approx 0$, т. е. $\sigma \approx 1$. В ходе измерений на алюминиевых проводниках это условие выполняется при $E_0 \approx 4,5$ кэВ (рис. 5.7). Влияние этого эффекта на результат измерения может быть уменьшено путем выбора более низкого ускоряющего напряжения, при котором ток первичных электронов достигает критического значения.

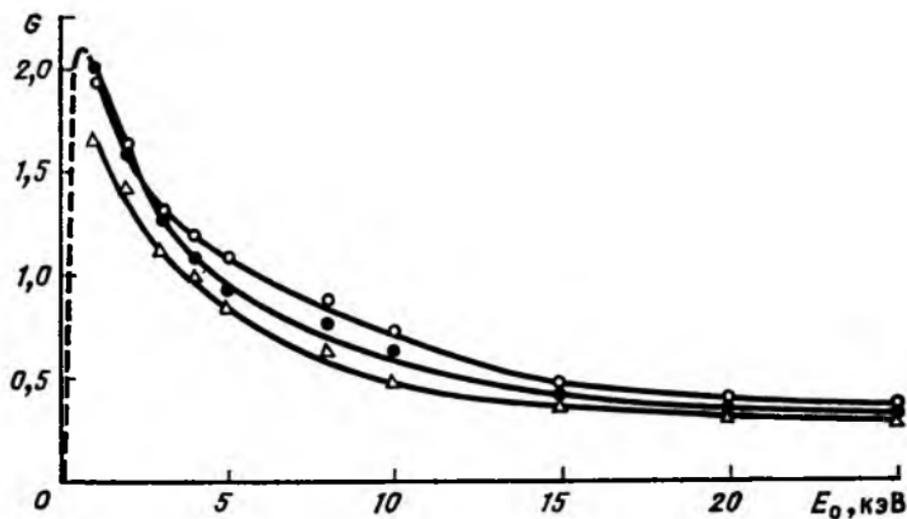


Рис. 5.7. Общая эффективность σ электронов обратного рассеяния и вторичных электронов в зависимости от энергии первичных электронов E_0 :

\blacktriangle — кремний; \bullet — алюминий; \circ — SiO_2 , согласно [5.9]

Иначе обстоит дело с энергией первичных электронов. Они излучаются обратно только в незначительном количестве, а в основном проникают в исследуемый образец. Повреждение кристаллической решетки из-за удара электрона или заметный нагрев образца при обычно используемых значениях энергии и тока зонда, как правило, не происходит. Однако имеется множество других эффектов, которые для электронно-зондовой измерительной техники имеют большое значение.

При ионизации в полупроводнике возникают электронно-дырочные пары. Эти изменения являются обратимыми, поскольку в течение долей секунды (для кремния $2 \cdot 10^{-6}$ с) электроны и дырки рекомбинируют. Только в том случае, когда луч первичных электронов «натякается» на электрически активные области полупроводника (p — n -переходы,

запирающий слой Шотки), возникающие носители зарядов разделяются электрическим полем на разнесенные в пространстве зоны. Этот эффект используют в методе индукции электронов (см. гл. 6). Поскольку энергия ионизации составляет только несколько электрон-вольт (для кремния 3,6 эВ), первичные электроны могут ионизировать многие сотни и даже тысячи атомов. Поэтому возникающие соединения носителей зарядов в состоянии вызвать нарушения функций схемы.

Поверхность современной полупроводниковой схемы покрыта, как правило, слоем оксида кремния толщиной около 1 мкм. Если глубина проникновения первичных электронов меньше толщины этого слоя, тока в исследуемой схеме не возникает. В зависимости от того, является ли σ больше или меньше 1, поверхность схемы заряжается положительно или отрицательно. При соответствующем ускоряющем напряжении ($\sigma \approx 1$), малом токе зонда и большом поле растра действие мешающих зарядов уменьшается по крайней мере на короткое время; при длительном электронном излучении потенциальный контраст может совсем исчезнуть.

В том случае, когда глубина проникновения электронов больше толщины слоя оксида кремния, первичные электроны стекают на подложку, а если электроны проходят «насквозь» через оксидный слой, возникают пары носителей зарядов. Поскольку электроны в зоне проводимости изолятора подвижны, в оксиде образуется проводящий канал. Это происходит, когда поверхность оксида в другом месте принимает потенциал находящейся под ним подложки. Итак, потенциал можно измерить поверх слоя изолятора, если первичные электроны полностью проникают через этой слой. В частности, для проникновения электронов при слое SiO_2 толщиной 1 мкм требуется ускоряющее напряжение $U_0 > 10$ кВ (рис. 5.8).

Подвижность электронов в оксиде намного выше, чем подвижность дырок, возникающих одновременно с ними вследствие ионизации атомов. Электроны либо рекомбинируют с дырками в подложке, либо движутся к положительно заряженным металлическим электродам, находящимся на поверхности, как это происходит у МОП-транзисторов. В этом случае слой оксида становится положительно заряженным (поэтому он, например, несмотря на высокий выход вторичных электронов, остается темным, как и проводники из алюминия). Кроме того, вслед-

ствии бомбардировки электронами на границе слоев SiO_2 и кремния возникает поверхностное состояние. Заряд оксида и возникновение поверхностного состояния существенно влияют на электрические свойства схемы.

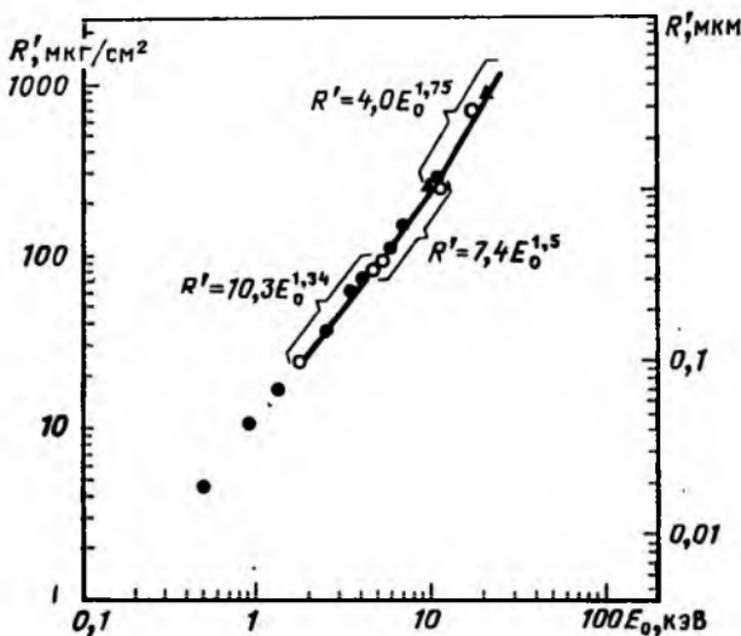


Рис. 5.8. Длина пробега R' электронов и глубина проникновения $z_{R'} = R'_M/\rho$ при $\rho = 2,5 \text{ г/см}^3$ (среднее значение для кремния, алюминия и SiO_2) в зависимости от энергии E_0 ; измеренные (\bullet , \circ , \blacktriangle) и рассчитанные ($-$) значения

Последствия от всех рассмотренных здесь влияющих величин сильно зависят от типа схемы, которая исследуется [5.8]. Для схем, выполненных по МОП-технологии, уже при ускоряющем напряжении около 4,5 кВ в большинстве случаев возникают вредные последствия. Параметры этих схем (напряжение включения, напряженность поля пробоя схемы, ток утечки) исключительно чувствительны к изменению ускоряющего напряжения. На практике для МОП-схем это напряжение во многих случаях выбирают равным 2,5 кВ [5.10]. Глубина проникновения электронов составляет в этом случае около 140 нм для алюминия и SiO_2 (см. рис. 5.8), поэтому они не могут достигнуть границы SiO_2 и кремния или электрически активных областей полупроводника. Отдельные авторы указывают даже на возможность применения ускоряющего напряжения меньше 1 кВ,

чтобы предотвратить захват электронов в оксидном слое. Биполярные схемы реагируют на энергию первичных электронов значительно меньше, чем МОП-схемы. Для них возможно применение ускоряющего напряжения до 10 кВ, при котором измерения проводятся через защитный слой без значительного изменения свойств биполярных схем. Для пассивных МОП-схем, напротив, этот слой лучше отделять [5.10] или при создании схем заранее предусматривать в области важных узловых пунктов схемы специальные «окна» для электронно-зондовой измерительной техники.

5.4.2. Ток зонда

Для растрового изображения ток зонда определяется по формуле

$$I_0 = nq/t_b, \quad (5.3)$$

где n — число точек изображения; q — подаваемый на точку объекта заряд; t_b — время экспозиции изображения.

В том случае, когда требуется определить разность сигналов, необходимо обеспечить минимальный уровень заряда q по сравнению с шумами эмиссии вторичных электронов [5.3]. Он зависит от выхода вторичных электронов и составляет для обычных условий использования электронно-зондовой измерительной техники приблизительно $5 \cdot 10^{-16}$ А·с (для алюминия при $U_0 = 2,5$ кВ).

Типовой режим при потенциально-контрастном изображении характеризуется следующими параметрами: $I_0 = 10^{-10}$ А, $n = 10^6$ (экран на 1000 строк) и $t_b = 60$ с. В этом случае получается контрастное без помех изображение.

Критичными являются значения тока зонда при применении телевизионного и стробоскопического изображений. В первом случае сигнал изображения оказывается слабым из-за высокой частоты кадров, во втором — из-за пульсирующего излучения первичных электронов.

В соответствии с телевизионным стандартом число точек изображения $n \approx 4 \cdot 10^5$, а частота кадров $1/t_b = 25$ Гц. Поэтому согласно выражению (5.3) при $q_{\min} I_0 = 5 \cdot 10^{-9}$ А. Эти условия справедливы также для метода кодирования напряжения.

При стробоскопическом изображении руководствуются коэффициентом заполнения V для оценки сигнала. Среднее по времени значение тока зонда $\bar{I}_0 = I_0/V$ оказывается незначительным. В (5.3) необходимо I_0 заменить на \bar{I}_0 , тог-

да получим

$$I_0 = Vnq/t_b.$$

На практике V может принимать очень большое значение, особенно тогда, когда необходимо определить состояние схемы за очень малое время. В этом случае частота повторения изображения незначительна. Например, при длительности импульса первичных электронов $b=1$ нс и частоте повторения 100 кГц $V=10^4$. Поэтому при $n=10^6$, $t_b=60$ с и $q=q_{\min}$ ток зонда $I_0 \geq 10^{-7}$ А.

5.4.3. Разрешающая способность по потенциалу

Для количественных методов представляет интерес минимальное значение разности потенциалов ΔU_{\min} , которую можно измерить. Разрешающая способность по потенциалу зависит от свойств спектрометра вторичных электронов, а также от условий измерений. С другой стороны, необходимо выбирать условия измерений таким образом, чтобы добиться определенного значения разрешения по потенциалу.

При работе спектрометра вторичных электронов регистрируется не весь поток вторичных электронов $I_s = \delta I_0$, а только лишь его часть

$$I_s^* = \gamma \beta I_s,$$

где β — коэффициент передачи цепи спектрометра; γ — доля вторичных электронов, преодолевающих встречное поле спектрометра при определенном тормозящем напряжении U_b .

На рис. 5.9 представлена зависимость γ от тормозящего напряжения U_b , полученная с помощью устройства, показанного на рис. 5.12, в. Через U_{bA} обозначено напряжение рабочей точки A . При этом $\gamma = \gamma_A$, что соответствует

$$(I_s^*)_A = \gamma_A \beta \delta I_0. \quad (5.4)$$

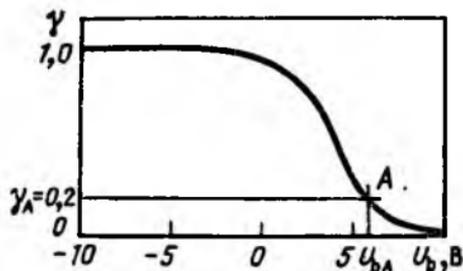


Рис. 5.9. Зависимость γ от U_b , измеренная с помощью спектрометра обратного поля, представленного на рис. 5.12, в

Вариация потенциала в измеряемой точке ΔU_p обуславливает изменение тормозящего напряжения $\Delta U_{bA} = \Delta U_p$. Его влияние на сигнал вторичных электронов зависит от крутизны $S_A = \Delta \gamma_A / \Delta U_{bA} = \Delta \gamma_A / \Delta U_p$ характеристики в рабочей точке A . Для $\Delta \gamma_A$ из (5.4) получаем

$$S_A = \Delta (I_s^*)_A / \beta \delta I_0 \Delta U_p. \quad (5.5)$$

Изменение сигнала $\Delta (I_s^*)_A$ можно измерить только тогда, когда оно значительно, например в три раза превосходит шумы (I_r) , т. е. $\Delta (I_s^*)_A \geq 3I_r$. Из (5.5) следует, что

$$\Delta U_p > 3I_r / S_A \beta \delta I_0. \quad (5.6)$$

Шумы сигнала вторичных электронов вызваны в основном дробовыми шумами первичных электронов и случайными колебаниями выхода вторичных электронов. Ток шумов из [5.1]

$$I_r = \sqrt{2e\gamma_A \beta \delta (1 + \delta) I_0 \Delta f}. \quad (5.7)$$

В этом выражении учтены влияние спектрометра и его настройка. Из (5.6) и (5.7) получим

$$\Delta U_{\min} = \frac{3 \sqrt{2e\gamma_A \beta \delta (1 + \delta) I_0 \Delta f}}{S_A \beta \delta I_0}, \quad (5.8)$$

где ΔU_{\min} — нижняя граница ΔU_p .

Учитывая также то, что при коэффициенте заполнения V среднее по времени значение тока зонда определяется как I_0/V , получаем соотношение (5.8) в виде

$$\Delta U_{\min} = k_A \sqrt{V \Delta f / I_0}. \quad (5.9)$$

Константа k_A содержит, кроме значения выхода вторичных электронов δ , параметр спектрометра. Как уже установлено в п. 5.4.1, ускоряющее напряжение необходимо выбирать из условия $\delta \approx 1$. В этом случае параметр k_A является постоянной спектрометра, зависящей только от выбора рабочей точки A . Значение этой постоянной можно рассчитать лишь приблизительно [5.1]. Экспериментально она определяется с помощью спектрометра, настроенного на рабочую точку. Для устройства, представленного на рис. 5.12, в, получается при рабочей точке $U_{bA} = 6$ В и $\gamma_A = 0,2$ (см. рис. 5.9) $k_A = 8 \cdot 10^{-9} \text{ В} \sqrt{\text{А} \cdot \text{с}}$ [5.7].

Рассмотрим следующий числовой пример определения тока зонда, при котором разрешающая способность по по-

тенциалу, рассчитанная согласно (5.9), составляет 1 мВ. Частота коммутации схемы равна 1 МГц, длительность импульса первичных электронов 1 нс. Тогда для случая, когда в каждом периоде луч первичных электронов включается только один раз, коэффициент заполнения $V = 1000$. Если длительность коммутации схемы составляет 200 нс, а время измерения — 100 с, необходимо 200 фазовых шагов (при длительности импульса 1 нс) и время накопления фазовых шагов около 0,5 с. Частота изменения изображения равняется 25 Гц, и ее здесь можно рассматривать как величину Δf . Из (5.9) следует, что для $\Delta U_{\min} = 1$ мВ $I_0 = 10^{-7}$ А.

5.4.4. Разрешающая способность по местоположению

Диаметр зонда d_0 (ширина плотности распределения тока на уровне 0,5 амплитуды на рис. 5.1, б), если не рассматривать погрешности изображения, обусловленные электронной линзой, определяется для коэффициента направленности луча R'' по формуле [5.3]

$$d_0 = \frac{2}{\pi\alpha_0} \sqrt{\frac{I_0}{R''}} = \frac{4L}{\pi b} \sqrt{\frac{I_0}{R''}}, \quad (5.10)$$

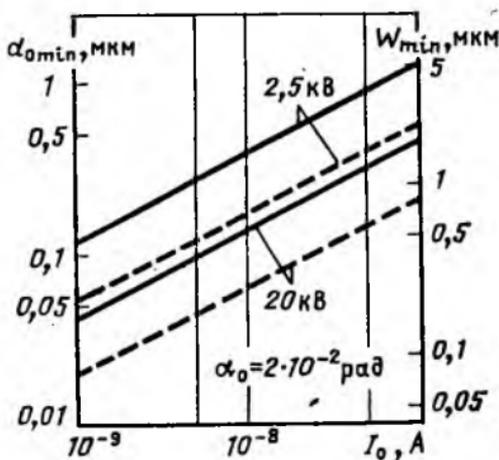
где $\alpha_0 = b/2L$ — половина угла раскрыва излучающего конуса (рис. 5.1, а); b — диаметр апертурной диафрагмы и микролучевой линзы; L — рабочее расстояние между этой диафрагмой и объектом.

При термокатоде верхняя граница для коэффициента направленности луча $R''_{\max} \sim U_0$ [5.3], так что согласно (5.10) $d_{0\min} \sim \sqrt{I_0/U_0}$. Таким образом, установленные в предыдущем разделе требования к большому току зонда и низкому ускоряющему напряжению не совместимы с условиями обеспечения высокой разрешающей способности по местоположению. Кроме того, α_0 не может принимать любого значения, поскольку размеры b и L , влияющие на апертурные искажения в микролучевой линзе, и конструктивная длина спектрометра вторичных электронов зависят друг от друга. В благоприятном случае $\alpha_0 = 2 \cdot 10^{-2}$ рад. Для термокатодов из вольфрама и LaB₆-катада [5.3] величина $d_{0\min}$ оценена и приведена на рис. 5.10 как функция от I_0 .

При измерении потенциала на проводнике необходимо исключать попадание первичных электронов на соседний

оксидный слой, что обычно искажает результат измерений. На основе имеющегося опыта можно заключить, что величина d_0 вследствие «хвостов» нормального распределения тока зонда (рис. 5.1, б) и влияния ошибок изображения и нестабильностей прибора не должна превышать $1/4$ ширины проводника W . Поэтому можно оценить, какая мини-

Рис. 5.10. Ориентировочные значения минимального диаметра зонда $d_{0\min}$ в зависимости от тока зонда I_0 , оцененные для катодов накаливания из вольфрама (—) и LaB_6 (---). Минимальная ширина проводника $W_{\min} = 4d_{0\min}$



мальная ширина проводника W_{\min} обеспечивает высокую надежность результата измерений при определенных условиях испытаний. Ориентировочное значение для W_{\min} определяется по данным рис. 5.10.

Очевидно, что катод из вольфрама непригоден для испытаний схем с высокой степенью интеграции и шириной проводника ниже 5 мкм, поскольку проводник должен работать при ускоряющем напряжении 2,5 кВ и токе зонда 10^{-7} А. Если ширина проводника $W < 5$ мкм, необходимо либо уменьшить ток зонда, либо повысить ускоряющее напряжение. И то, и другое по названным выше причинам не всегда допустимо.

В последнее время в электронно-зондовых измерительных приборах находят применение LaB_6 -катоды, которые обеспечивают значительно меньший диаметр луча, чем катод из вольфрама. Для будущих ИС с проводниками шириной около 1 мкм или меньше потребуется создавать источники электронов нового типа и новые системы формирования электронного луча. Они должны обеспечивать большой ток при низком ускоряющем напряжении, что позволит сфокусировать луч электронов в узком объеме.

5.4.5. Временная разрешающая способность

Достижимая (метод дискретизации) разрешающая способность по времени зависит от ширины b импульсов первичных электронов. Допустимое значение для b при измерении времени нарастания потенциального фронта может оцениваться следующим образом.

Примем сначала форму импульса первичных электронов и потенциальной ступеньки $U(t)$ идеальной прямоугольной, тогда время нарастания измеряемого сигнала при изменении его от 10 до 90 % конечного значения составит: $t_1 = 0,8 b$. Сам потенциал $U(t)$ имеет время нарастания фронта $t_2 = a$, поэтому выражение для времени нарастания

$$t_a^2 = t_1^2 + t_2^2 = (0,8b)^2 + a^2.$$

При наличии погрешности измерений Δa измеренное значение $t_a = a \pm \Delta a$, а для случая $\Delta a \ll a$ получим

$$b = \frac{a}{0,8} \sqrt{2 \frac{\Delta a}{a}}. \quad (5.11)$$

Например, если время нарастания фронта $a = 2$ не измеряется с погрешностью $\Delta a/a = 1\%$, из (5.11) получается, что $b = 350$ пс.

Если выбрать вместо прямоугольных импульсов первичных электронов импульсы в форме нормального распределения, где b соответствует ширине импульса на уровне половины его амплитуды, изменяется числовой коэффициент в (5.11) лишь на 30 %. В обоих случаях погрешность измерений Δa принимается значительно меньшей, чем длительность импульса b . Это условие обычно выполняется на практике. Согласно (5.11) Δa зависит при заданном b от измеренного значения a и поэтому не может служить характеристикой измерительной системы. Напротив, длительность импульса b зависит только от свойств прибора. По этой причине длительность импульса подобно диаметру луча при разрешающей способности по местоположению используется для описания разрешающей способности по времени. Соответствующая концепция построения системы формирования импульсного луча позволяет добиться длительности импульса в диапазоне сотен пикосекунд (см. п. 5.5.2).

5.5. Приборы

В этом параграфе описаны принципы построения приборов, используемых в электронно-зондовой измерительной технике. Отдельные важные системы приборов рассмотрены более подробно.

5.5.1. Конструкция приборов

Описываемые до сих пор электронно-зондовые измерительные приборы были построены на основе растровых электронных микроскопов [5.6, 5.10, 5.16 и др.]. В зависимости от того, где предполагают использовать рассматриваемую измерительную технику, требуются различные дополнительные устройства к базовому прибору — растровому электронному микроскопу. На рис. 5.11 схематично показан электронно-зондовый измерительный прибор.

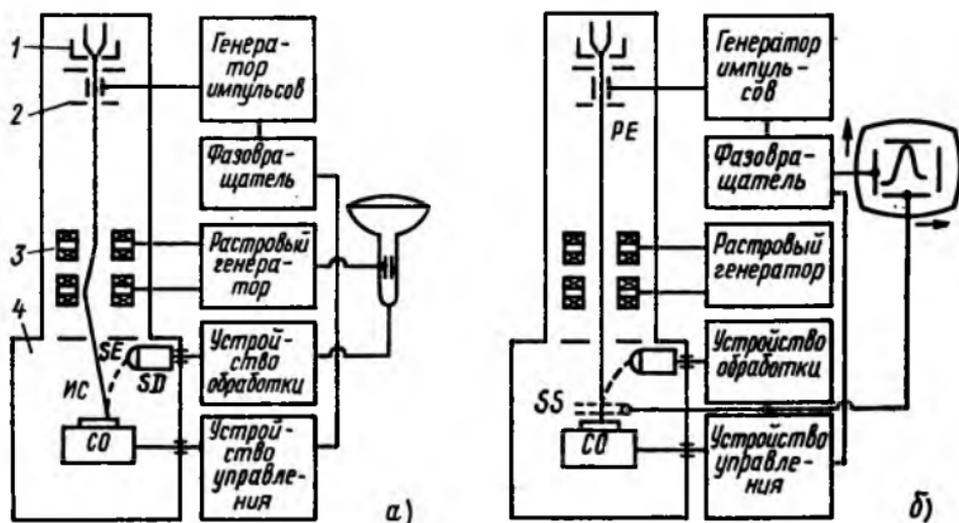


Рис. 5.11. Электронно-зондовый измерительный прибор в рабочем состоянии для стробоскопического потенциально-контрастного изображения (а) и режима дискретизации (б):

ИС — интегральная схема; СО — столик для образца; SD — детектор вторичных электронов; SS — спектрометр вторичных электронов; PE — первичные электроны; SE — вторичные электроны; 1 — излучатель; 2 — система гашения луча; 3 — отклоняющая катушка; 4 — камера образца

Базовый прибор содержит электронно-оптическую систему (электронная линза не показана) и устройство передачи изображения. В режиме стробоскопического изображения отклоняющими элементами в электронно-оптической

системе и растровым генератором изображений управляют синхронно. В качестве детектора вторичных электронов служит, как правило, сцинтилляционное фотомультиплексное устройство, усиленный сигнал с которого позволяет модулировать яркость изображения.

Для статического потенциально-контрастного изображения необходимы электрическая проводка в камере исследуемого образца, штекерное соединение со столиком, на котором находится образец (CO), и питающее напряжение для образца. При стробоскопическом режиме работы (рис. 5.11, *a*) следует периодически прерывать луч первичных электронов в электронно-оптической системе с помощью встроенной достаточно быстродействующей системы гашения луча (п. 5.5.2). В простейшем случае эта система состоит из отклоняющего конденсатора и находящейся внутри отклоняющей пластины диафрагмы. Электронный луч гасится путем открытия диафрагмы. Управляющее напряжение создается, например, генератором импульсов, синхронизированным с частотой коммутации образца. Фазовый угол импульса первичных электронов устанавливается с помощью фазовращателя. Устройство управления создает необходимые сигналы для установления режима работы схемы.

Для метода дискретизации (рис. 5.11, *b*) необходимо между исследуемым образцом и детектором вторичных электронов включить спектрометр вторичных электронов (SS) (п. 5.5.3). Устройство обработки сигналов содержит схему отрицательной обратной связи для автоматического управления напряженностью встречного поля спектрометра. Соответствующее измеренному значению U регулирующее напряжение управляет отклонением по оси y монитора или самописца. Изменение отклоняющего напряжения во времени служит для непрерывного управления фазой импульса первичных электронов. Устройство обработки сигнала и фазовращатель целесообразно выполнять на основе модифицированного интегратора [5.2]. Растровый генератор при методе дискретизации служит лишь для установления луча первичных электронов на точки измерений.

Для контроля параметров прибора, управления процессом измерения и изображения, а также сбора и обработки результатов измерений в состав прибора уже сейчас включаются различные вычислители и микропроцессоры [5.16, 5.17].

5.5.2. Система гашения луча

В случае стробоскопического изображения и соответственно для измерения потенциала ИС система гашения луча должна удовлетворять следующим требованиям:

1) частота (скорость повторения) импульсов первичных электронов изменяется до нескольких мегагерц (для микроволновых схем до нескольких гигагерц);

2) управляемая длительность импульсов меняется от нескольких пикосекунд до 1 пс;

3) обеспечивается высокое отношение значений тока во включенном и отключенном состояниях;

4) отсутствуют мешающие влияния на фокусировку и установку луча.

В [5.18, 5.19] подробно обсуждаются различные методы гашения луча. Приведенные выше требования в значительной степени можно выполнить с помощью относительно простого метода, заключающегося в отклонении луча первичных электронов за пределы диафрагмы с помощью плоского конденсатора (система гашения луча на рис. 5.11, а). Конденсатор запитывается синусоидальным или пульсирующим постоянным напряжением. При этом оказывается целесообразным устанавливать постоянное напряжение отклонения луча таким образом, чтобы луч первичных электронов включался только при максимуме синусоидального напряжения или напряжения импульсов в течение короткого времени.

Достижимое значение скорости повторения и гашения луча зависит от характеристик электронной схемы развертки и емкости системы отклонения, а также ограничивается временем пролета τ электронов в конденсаторе.

Угол отклонения α при подаче переменного управляющего напряжения $U = U_a \sin \omega t$ зависит от времени, а его амплитуда из [5.20]

$$\alpha_A = \frac{U_a l}{2U_0 a} \frac{\sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2} = a_0 f(\omega\tau), \quad (5.12)$$

где l — длина пластин конденсатора; a — расстояние между пластинами.

Для $\omega\tau/2 = n\pi$, т. е. $\tau = nT$ ($n = 1, 2, \dots$), $f(\omega, \tau) = 0$. Поэтому угол отклонения $\alpha_A = 0$, так как при этих условиях полностью компенсируется влияние положительной и отрицательной полуволн. Имеет смысл работать в диапазоне времени $\tau < T$, откуда получается благоприятное соотноше-

ние при $\tau \ll T$, т.е. $\omega\tau/2 \approx 0$. Поэтому указанное в (5.12) значение $f(\omega, \tau)$ будет равно 1, а $\alpha_A \approx \alpha_0$. Иногда добиваются заданного отклонения α_A при возможно малом значении отклоняющего напряжения.

Такие же соображения лежат в основе выбора значения пульсирующего напряжения. При очень коротких отклоняющих импульсах можно приблизительно длительность импульса b принять равной $2t_a$ (t_a — время нарастания импульса) и рассматривать импульс как полуволну синусоидальных колебаний с периодом $T \approx 4t_a$. Для оценки эффекта времени пролета электронов руководствуются соотношением между временем пролета и временем нарастания импульса. Максимально возможное отклонение соответствует условию $\tau \ll t_a$.

В конденсаторе длиной l время пролета электронов $\tau = l \sqrt{2(e/m)U_0}$. Поскольку значение ускоряющего напряжения U_0 определяется измерительными задачами, малого времени пролета можно добиться только за счет коротких отклоняющих пластин. Однако при этом, как следует из (5.12), уменьшается угол отклонения. Компенсировать это уменьшение за счет высокого отклоняющего напряжения U_a не удастся, поскольку оно влияет на время нарастания импульса. Предельное расстояние между пластинами a определяется диаметром конуса первичных электронов. Единственным выходом является вариация расстоянием L между конденсатором и диафрагмой, которое при заданном угле отклонения α_A определяет отклонение на образце $x = \alpha_A L$. Чем больше оказывается L , тем большее пространство можно просмотреть с помощью растрового электронного микроскопа.

Простейшей и потому наиболее употребительной реализацией этого способа является размещение системы гашения луча между электронной пушкой и первой линзой. Правда, луч электронов в этом месте является расходящимся, поэтому требуется большое отклонение и соответственно большое отклоняющее напряжение. Удобнее гасящую диафрагму расположить вблизи точки фокусирования (из-за чего уменьшается изображение при узком луче на катоде). В этом случае можно ограничиться минимальными отклонениями луча.

Подобный способ можно реализовать с небольшими техническими затратами, если разместить систему гашения луча внутри первой линзы, или (что еще лучше) установить дополнительную фокусирующую линзу между отклоняю-

шим конденсатором и гасящей диафрагмой. Такая система, позволяющая работать в широком диапазоне напряжений, описана в [5.18]. Для гашения луча в ней используется находящаяся в последней линзе апертурная диафрагма. В [5.18] рассматривается влияние отклонения луча на его фокусировку и обсуждаются различные конструкции диафрагмы. Для гашения электронов с энергией 2,5 кВ в этой системе требуется отклоняющее напряжение 25 мВ, а для электронов с энергией 20 кэВ — 100 мВ. Длительность импульса на уровне 0,5 его амплитуды достигает 10 пс. Для очень высокой частоты отклонения, т. е. в случае очень короткого импульса, создаются отклоняющие системы, у которых плоский конденсатор заменяется устройством бегущей волны [5.21] или объемным резонатором.

В первом случае длительность импульса может достигать 5 пс при частоте 9 ГГц, во втором — 0,2 пс при частоте 4 ГГц. Однако эти устройства могут работать только при неизменной частоте или ускоряющем напряжении. Если указанные величины необходимо изменять, предпочтительнее отдается системе с плоским конденсатором, который должен выполняться особенно тщательно.

5.5.3. Спектрометр вторичных электронов

Конструкция рассмотренных в п. 5.3.1 устройств для количественного измерения потенциала основана на смещении распределения энергии вторичных электронов, вызванном потенциалом в измеряемой точке. При этом не важно, насколько точно определена кривая распределения спектрометра. Задача заключается лишь в фиксации постоянной, определяемой выбором рабочей точки, доли измеряемых вторичных электронов — независимо от влияния изменяющегося ближнего поля. Отсюда можно сформулировать следующие требования:

«отсасывающее» поле между исследуемым образцом и спектрометром должно быть большим, что позволяет исключить влияние ближнего поля;

рабочая точка должна находиться в высокоэнергетической части кривой спектрометра (рис. 5.9);

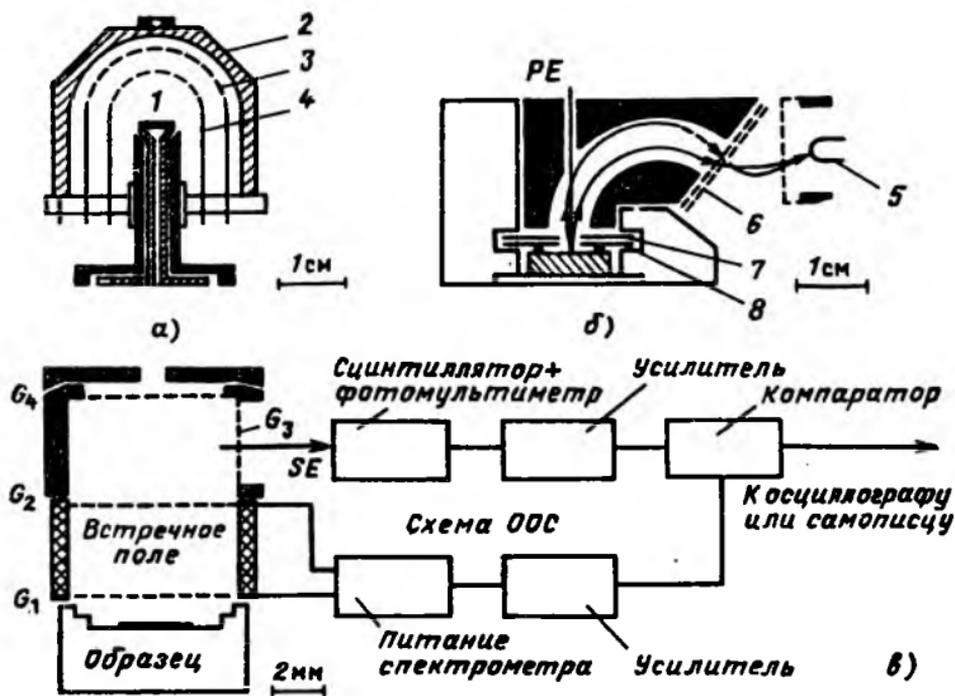
коэффициент передачи спектрометра необходимо выбирать большим;

влияние луча первичных электронов должно быть незначительным;

конструктивная высота должна быть малой при неболь-

шом рабочем заторе и хорошей разрешающей способности по местоположению (п. 5.4.4).

Из всех известных в литературе спектрометров [5.23] на рис. 5.12 показаны три системы, имеющие практическое значение. Спектрометр встречного поля с полусферическим электродом (рис. 5.12, а) обладает наилучшей характери-



Р и с. 5.12. Спектрометр вторичных электронов:

1 — проба; 2 — коллектор; 3 — сетка встречного тока; 4 — внутренняя сетка; 5 — детектор; 6 — встречное поле; 7 — анод; 8 — диафрагма Венельта; PE — первичные электроны; SE — вторичные электроны

стикой выхода вторичных электронов по сравнению с другими системами [5.24]. Вследствие этого получается выигрыш в разрешающей способности по энергии, но по ряду причин спектрометр встречного поля не взят за основу при построении электронно-зондовой измерительной техники. Основной его недостаток заключается в том, что в нем нельзя реализовать сильное «отсасывающее» поле в точке измерений.

Устройство, показанное на рис. 5.12, б, создает с помощью анода и диафрагмы Венельта на поверхности образца поле напряженностью около 1 кВ/см, при этом вторичные электроны «всасываются» цилиндрическим конденсатором

[5.6]. Это позволяет отклонять вторичные электроны в сторону от направления луча первичных электронов. Только после этого они попадают во встречное поле и те из них, которые преодолевают поле, попадают в детектор. На входе в конденсатор вторичные электроны имеют за счет действия анодного потенциала энергию около 300 эВ. Чтобы они могли пройти через сектор конденсатора шириной 127° , требуется подвести к электродам конденсатора разность потенциалов около 300 В, которая (по меньшей мере при низком ускоряющем напряжении) отклоняет луч первичных электронов и деформирует его. Конструктивная высота этого устройства должна обеспечивать рабочий зазор более 20 мм.

Этого недостатка лишен спектрометр с отрицательной обратной связью (ООС), приведенный на рис. 5.12, в [5.7]. Как уже обозначено на рис. 5.5 (см. п. 5.3.1), здесь с помощью сетки G_1 создается высокое отсасывающее поле напряженностью 6 кВ/см. Ускоренные этим полем вторичные электроны тормозятся сначала во встречном поле между сетками G_1 и G_2 , селективируются и только потом ускоряются в боковом направлении сеткой G_3 , двигаясь к детектору. Для этого требуется напряжение на сетке G_3 около 100 В, тогда его влияние на луч первичных электронов оказывается достаточно малым. Следующая сетка G_4 предназначена для перехвата электронов обратного рассеяния, искажающих результат измерения. Малые размеры устройства позволяют получить рабочий зазор в пределах 10 мм.

К недостаткам этого спектрометра относится прежде всего наличие трех сеток, находящихся на направлении луча первичных электронов. Однако сетки имеют высокое пропускание (ширина перемычек 10 мкм, размер ячеек 250 мкм, большое «окно» в центре) и сориентированы таким образом, что луч первичных электронов беспрепятственно достигает измеряемых точек образца, находящегося постоянно на столике в центре изображения.

Все три типа спектрометра применяются совместно со схемой компенсации для линейаризации сигнально-потенциальной характеристики (п. 5.3.1). На рис. 5.12, в представлена типовая схема компенсации: выходящий из спектрометра сигнал вторичных электронов детектируется в сцинтилляционном фотомультиплексном устройстве, интегрируется в усилителе и сравнивается в компараторе с установленным номинальным значением. Полученная разность усиливается и поступает для управления напряжением на

сетке G_2 спектрометра так, что сигнал вторичных электронов при изменении потенциала исследуемого образца остается постоянным. Полоса пропускания этого устройства составляет 300 кГц. Выбором номинального значения устанавливается для заданного усиления рабочая точка на характеристике спектрометра (рис. 5.9). Схема автоматического управления положением рабочей точки описана в [5.7].

Влияние контраста материала и топографии схемы на значение потенциала можно исключить с помощью схемы выделения контраста. Для этого, например, напряжение питания схемы модулируется с частотой 10 кГц от нуля до номинального напряжения. Разностный сигнал выделяется с помощью специального усилителя [5.6]. Похожий способ исключения влияния посторонних воздействий на результат измерения реализован в методе фазовой модуляции [5.7] в сочетании с методом дискретизации (п. 5.3.2).

5.5.4. Камера исследуемого образца

Концепция построения камеры для исследуемого образца ориентирована на тип образца и методы его испытаний. Например, при потенциально-контрастных испытаниях пластин кремния большой площади требуется камера большого объема. При количественных методах измерения потенциала с помощью отдельных приборов на передний план выходит проблема управления: беспомеховое управление образцом требует коротких проводников, что приводит к необходимости создания камеры малого объема.

Потенциально-контрастные испытания больших пластин кремния необходимы в том случае, когда требуется выявить неисправности на возможно ранних стадиях изготовления с целью исключения причин их возникновения. Электронно-зондовая измерительная установка для контроля кремниевых пластин размером 7,6 см в камерах большого объема описана в [5.10]. От нее требуется, чтобы любая схема на исследуемой пластине попадала в поле зрения растрового электронного микроскопа и имела контакт для подключения управляющих сигналов с помощью специальной системы игольчатых контактов, смонтированной на адаптере. Эти контакты юстируются и обеспечивают соединение со схемами определенного типа. Благодаря наличию управляемого привода проводники схемы подводятся под измерительные игольчатые контакты, последние опускаются

и входят в соединение со схемами. В [5.17] описывается также камера для контроля пластины размером 12,5 см.

Точное измерение потенциала в настоящее время осуществляется только с помощью отдельных измерительных приборов. При этом возникают трудности, связанные с неискаженной передачей сигналов, генерируемых устройством управления, на вход исследуемой схемы. Для современных логических схем требуется более 300 высокочастотных входов, на которые подаются управляющие сигналы. Чтобы уменьшить мешающие отражения, необходимо использовать согласованные линии связи. По крайней мере, требуется обеспечить такие мощности рассеяния, сопротивление и ослабление сигналов в линиях связи, при которых режим работы схемы соответствует предъявляемым требованиям [5.25].

Удачно решается проблема управления исследуемой схемой в камере малого объема. Для этой концепции характерно такое расположение исследуемой схемы в камере, при котором ее выводы расположены снаружи, что позволяет создать в камере вакуум, а управляющие сигналы и реакция схемы на них снимаются с помощью удобных штекерных разъемов. При необходимости линии связи могут легко изменяться. Электронно-зондовая измерительная установка с камерой малого объема описана в [5.16].

5.6. Применения

Все описанные в § 5.2 и 5.3 методы уже с успехом применяются при испытаниях полупроводниковых схем. Спектр исследуемых изделий микроэлектроники включает логические схемы [5.26], микроволновые элементы [5.27], запоминающие устройства МОП-технологии [5.28], *CCD*- и *ECL*-запоминающие устройства [5.25], микрокомпьютеры, микропроцессоры [5.29] и др.

5.6.1. Выбор метода

В рассмотренных выше постановках задачи различают следующие случаи:

а) анализ неисправностей. С помощью электрических измерений уже установлено, что данная схема неисправна (проведена грубая оценка технического состояния); необходимо локализовать место неисправности (провести тонкую оценку состояния);

б) функциональный контроль. Для вновь созданной ИС необходимо провести контроль ее составных частей и сравнить внутренние потенциалы с их рассчитанными значениями.

Для каждой задачи измерений и типа схем необходимо выбирать лучшие из имеющихся методов [5.30]. С этой целью в табл. 5.1 представлены все методы и информация о них.

Таблица 5.1. Информация о различных методах электронно-зондовых измерений

Метод	Информация
<i>Качественные</i>	
Статическое потенциально-контрастное изображение (п. 5.2.1)	Изображение $U(x, y)$
Телевизионное потенциально-контрастное изображение (п. 5.2.2)	Последовательность изображений $U(x, y, t)$
Стробоскопическое потенциально-контрастное изображение (п. 5.2.3)	Изображение $U(x, y, \varphi_0)$
Кодирование напряжения (п. 5.2.2)	Изображение $U(x, y, \varphi_{(x)})$
Логическая картина (п. 5.2.4)	Изображение $U(x, y_0, \varphi)$
Логическая диаграмма (п. 5.2.4)	Диаграмма $U(x_i, y_i, \varphi)$ ($i=1, 2, \dots, n$)
Логическая диаграмма в реальном масштабе времени (п. 5.2.4)	Диаграмма $U(x_0, y_0, t)$
<i>Количественные</i>	
Статическое измерение потенциала (п. 5.3.1)	Значение $U(x_0, y_0)$
Метод дискретизации (п. 5.3.2)	Диаграмма $U(x_0, y_0, \varphi)$
<p>Примечание. U — электрический потенциал; x, y — координаты местоположения; φ — фаза; t — время.</p>	

Описываемые ниже два примера применения этих методов позаимствованы из [5.29, 5.31, 5.32].

5.6.2. Запоминающее устройство емкостью 16 кбит, выполненное по МОП-технологии

Динамическое запоминающее устройство емкостью 16 кбит типа Siemens НУВ 4116 схематично представлено на рис. 5.13. Общее число ячеек запоминания составляет

16 384; нужная ячейка выбирается с помощью шины адреса $A_0 \dots A_6$ по сигналам декодера слова и бит-декодера. Ячейка C_{ik} с адресом ik лежит на пересечении выбранной шины слова W_i и шины бита D_k . Во время операции записи информация находится на входе и через входной каскад

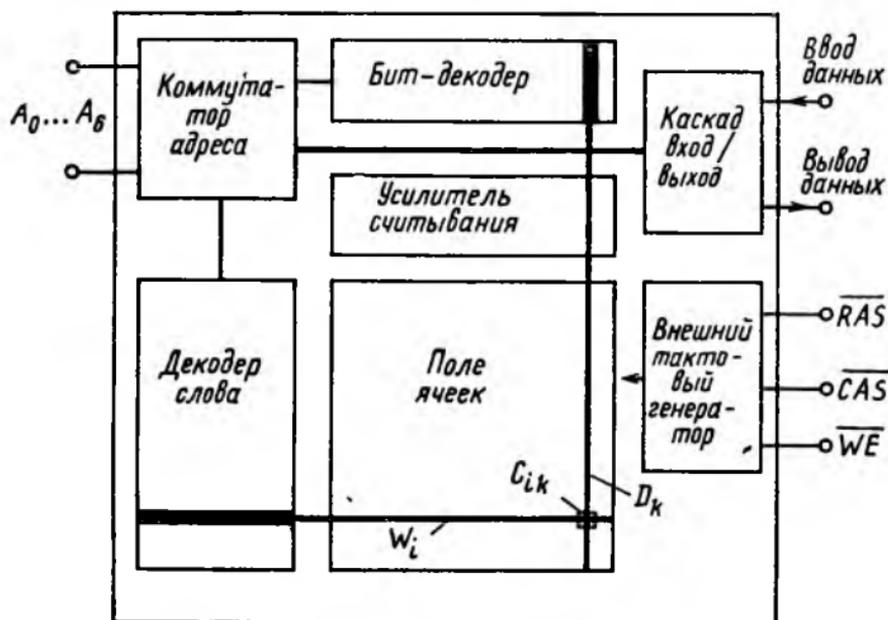


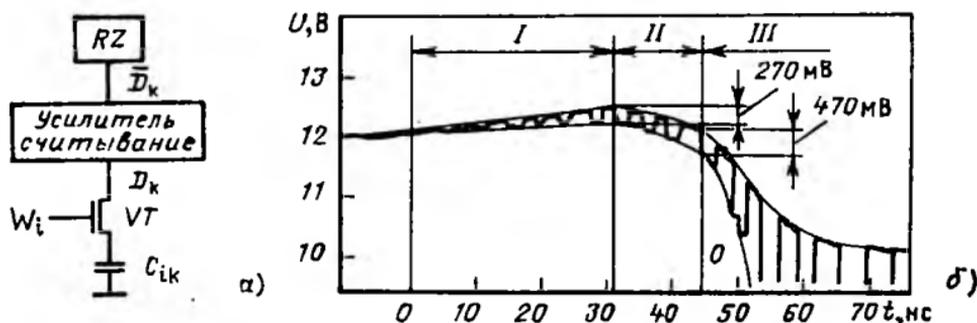
Рис. 5.13. Структурная схема МОП-запоминающего устройства емкостью 16 кбит:

\overline{RAS} , \overline{CAS} , \overline{WE} — внешние тестовые импульсы

записывается в ячейку по выбранной бит-шине. При считывании содержимое ячейки усиливается в усилителе считывания и через выходной каскад подается на выход. Запоминающее устройство работает при трех внешних тактовых импульсах, которые обозначаются соответственно \overline{RAS} , \overline{CAS} и \overline{WE} .

Для контроля схемы декодера необходимо контролировать электрический потенциал на 128 шинах слова и 128 бит-шинах, что почти невозможно выполнить с помощью механических зондов. Наоборот, потенциально-контрастное изображение позволяет быстро определить состояния большого числа шин слова и бита. Правда, наблюдение необходимо проводить в активной фазе ϕ_0 при тактовых импульсах \overline{RAS} , для чего следует использовать стробоскопическое потенциально-контрастное изображение $U(x, y, \phi_0)$.

На рис. 5.14, а показана электрическая схема ячейки запоминания. Запомненная информация представляет собой заряд конденсатора C_{ik} . Он связан через транзистор VT и бит-шину D_k с дифференциальным услителем считывания, другой выход которого через шину \bar{D}_k имеет контакт с контрольной ячейкой RZ .



Р и с. 5.14. Измерение сигнала считывания [5.31]

Для измерения сигнала считывания можно использовать только электронные зонды, поскольку собственная емкость механических измерительных зондов нарушает функции усилителя считывания и искажает результат измерения. В том случае, когда необходимо определять вид потенциала $U(\varphi)$ в точке $P(x_0, y_0)$ бит-шины D_k , следует применять метод дискретизации. На рис. 5.14, б (с временной шкалой на фазовой оси) приведен результат такого измерения. Поскольку он представляется в виде относительного значения, информация во время измерения может быть либо 0, либо 1, а кривая, характеризующая изменение сигнала, колеблется между обеими огибающими. Условия измерений следующие: $U_0=2,5$ кВ; $I_0=5 \cdot 10^{-8}$ А; $b=4$ нс; $f=2$ МГц; $V=125$; время измерений $t_m=30$ с.

Перед считыванием на оба входа усилителя считывания подается одинаковый потенциал (около 12 В). Процесс считывания начинается с того, что транзистор VT с помощью выбранной шины слова W_i подключает конденсатор C_{ik} к бит-шине D_k , вследствие чего заряд конденсатора передается на дифференциальный усилитель считывания (фаза считывания I). В случае, если содержание ячейки соответствует логической 1, потенциал на D_k изменяется в течение 31 нс на 270 мВ. Это значение усиливается в течение фазы II до 470 мВ, за время фазы III достигает номинального значения 10 В.

Достоверность отнесения запоминаемой информации к логическому 0 или 1 зависит от значения сигнала считывания в конце фазы I . Измеряемое значение 270 мВ не совпадает с прежде рассчитанным значением 450 мВ. Это объясняется динамическими эффектами при передаче заряда запоминающего конденсатора на бит-шину, которые не учитываются при расчете. Как показывают измерения, достаточно сигнала 270 мВ, чтобы надежно оценить информацию, содержащуюся в ячейке. Для сложных ИС, работающих с еще меньшими уровнями напряжения, эти эффекты необходимо учитывать еще в процессе разработки, чтобы гарантировать высокую надежность этих схем.

5.6.3. 8-разрядный микропроцессор типа 8085

Многие функции микропроцессора можно проверить путем контроля информационного потока на шине данных. Такой контроль проводится при максимальном быстродействии процесса с помощью стробоскопического потенциально-контрастного изображения. Однако для охвата контролем всех информационных последовательностей наилучшим представлением состояния процессора является логическая картина $U(x, y_0, \varphi)$ или логическая диаграмма $U(x_i, y_i, \varphi)$.

На рис. 5.15 представлена короткая программа контроля восьми проводников (0...7) шины данных. Импульсы «основного такта» Φ_1 управляют временным ходом программы. При частоте тактов 5 МГц длительность одного такта составляет 200 нс, а в случае 18 тактов для выполнения всей программы необходимо 3,6 мкс. При съемке использовались следующие данные: $U_0 = 2,5$ кВ; $I_0 = 10^{-8}$ А; длительность импульса $b = 20$ нс; частота повторения $f = 278$ кГц (соответственно частота циклов программы); коэффициент заполнения $V = 180$, время съемки $t_b = 50$ с.

Программа описывает следующие операции: от счетчика команд вызываются друг за другом адреса 0802...0806 во внешнее запоминающее устройство, из которого процессор получает приведенные в табл. 5.2 команды и данные.

Это означает то, что с целью контроля функций содержимое регистра A попеременно повышается на 1 и снова уменьшается. Эти команды и данные находятся на обозначенных стрелками местах (рис. 5.15, а) в логическом изображении. Между тем возникает множество другой информации (внутренние команды, промежуточные результаты),

Таблица 5.2. Представленная на рис. 5.15 программа

Адрес	Команда	Код команды	Данные	Пояснения
0802	INR A	3C	—	Увеличение содержания регистра A
0803	DCR A	3D	—	Уменьшение содержания регистра A
0804	JMP	C3	—	Переход назад к
0805	—	—	02	Адрес 0802
0806	—	—	08	

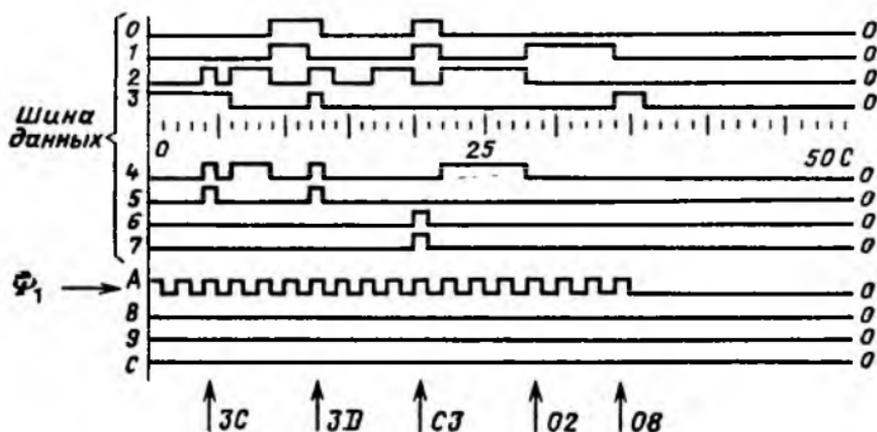


Рис. 5.15. Представление логической диаграммы (см. табл. 5.2) на шине данных (IDB)

необходимой для выполнения внешних команд, которые здесь более подробно не рассмотрены.

Из логического изображения можно определить, в какой фазе (и соответственно в каком такте) цикла программы приходят команды и данные в шину данных и правильно ли они кодируются. Аналогичная информация содержится в логической диаграмме на рис. 5.15, которая, однако, может быть получена лишь в течение 2 с. Поэтому логическая диаграмма является более предпочтительным способом контроля состояния схемы, поскольку электронно-зондовые измерительные приборы оборудованы дополнительными устройствами (управляющим блоком, измерителем, регистром сдвига, логическим анализатором).

Логическое изображение и логическая диаграмма содержат качественную информацию о логическом состоя-

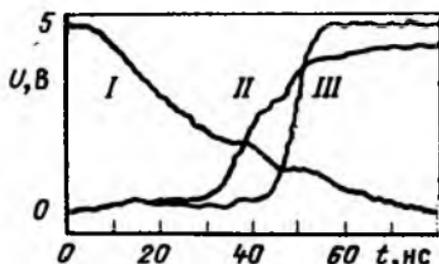
нии и его временных последовательностях. Для получения дальнейших сведений, например о значении сигнала и его временных характеристиках, необходимо проводить измерение распределения потенциала $U(x_0, y_0, \varphi)$ в критических узловых точках схемы методом дискретизации.

На рис. 5.16 (временная шкала на фазовой оси) показана в качестве примера одна операция из описанной программы. Поскольку отдельные процессы в схеме протекают в течение программы только один раз, необходимо выбирать частоту повторения импульсов первичных электронов, равную частоте циклов программы, т.е. 278 кГц. Длительность импульса b , исходя из требуемой разрешающей способности по времени, выбирается равной 4 нс, что соответствует коэффициенту заполнения $V=900$. Остальные условия испытаний: $U_0=2,5$ кВ; $I_0=5 \cdot 10^{-7}$ А; время измерений $t_m=30$ с.

На рис. 5.16 представлена передача логической информации (логическая 1) от буферной схемы адрес — данные

Рис. 5.16. Передача данных от буфера адрес — данные к вспомогательному регистру, измеренная методом дискретизации [5.32]:

I — управляющий сигнал «Считывание из промежуточного ЗУ»; II — попадание информации на шину данных (IDB); III — запоминание логической 1 (5 В) во вспомогательном регистре через 50 нс



(DAB) к регистру команд (IR). Кривая I получена по результатам измерения на управляющем проводнике при передаче управляющего сигнала «Считывание из промежуточного ЗУ». Приблизительно через 30 нс от начала этой операции управляющий сигнал достигает своего порогового значения, при котором открывается транзистор, информация из промежуточного ЗУ поступает на шину данных. Это показано в виде кривой II, построенной по результатам измеренной на проводнике 5-й шины данных: за $t \approx \approx 30$ нс происходит переключение этого проводника с 0 на 1.

Все операции должны проводиться в течение половины такта Φ_1 , т.е. при частоте 5 МГц в течение 100 нс. Эти условия для примера, приведенного на рис. 5.16, выполняются. Другие операции занимают большее время, что огра-

ничивает быстроедействие микропроцессора. С помощью метода дискретизации такие нарушения могут быть выявлены, что дает возможность улучшить качество и надежность ИС в процессе их разработки.

ГЛАВА 6

КОНТРОЛЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ С ПОМОЩЬЮ ТОКА, ИНДУЦИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОННЫМ ЛУЧОМ (ЕВИС)

6.1. Введение

В полупроводнике или диэлектрике бомбардировка электронами вызывает ионизацию атомов, при которой возникает пара электрон — дырка. Это явление рассматривалось в п. 5.4.1 в качестве мешающего эффекта для электронно-зондовой измерительной техники. Однако это явление можно использовать также с целью анализа и регистрации в полупроводнике проводящих неоднородностей с помощью тока, обусловленного возникающими зарядами. Этот метод известен как метод тока, индуцированного электронным лучом (ЕВИС). Впервые метод был применен в 1964 г. Т. Эверхартом, О. Веллсом и Р. Матта для исследования полупроводниковых элементов. В этой главе описано применение метода ЕВИС для контроля полупроводниковых схем. Подробные данные имеются в [6.1] и приведенной там литературе.

6.2. Основные положения

6.2.1. Возникновение носителей зарядов

В растровом электронном микроскопе «первичные» электроны имеют энергию $E_0 = 1 + 30$ кВ. При проникновении этих электронов в исследуемый образец происходит их диффузное рассеяние во всех направлениях. Это приводит к образованию диффузионного облака, которое в таких материалах, как алюминий, кремний, SiO_2 , принимает форму сферы с диаметром, равным глубине проникновения электронов z_R (рис. 5.8 и 6.1) [6.2]. Внутри объема рассеяния первичные электроны теряют свою энергию вслед-

ствие взаимодействия с исследуемым образцом. Для полупроводника и диэлектрика характерны два эффекта: ионизация атомов и возбуждение колебаний решетки (образование фотонов).

Ионизацию можно интерпретировать как переход электрона из валентной зоны в свободное состояние в зоне про-

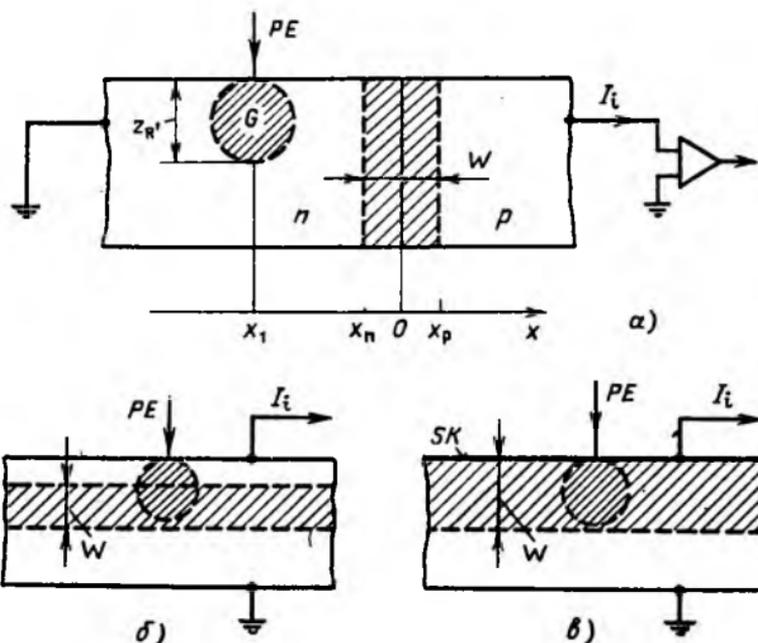


Рис. 6.1. Устройства для исследования тока, индуцированного электронным лучом:

a — *p-n*-переход перпендикулярен поверхности; *б* — *p-n*-переход параллелен поверхности; *в* — запирающий слой Шотки на поверхности; *G* — область генерации; *W* — ширина области пространственного заряда; I_i — ток разделения зарядов; *SK* — контакт Шотки; *PE* — первичные электроны

водимости, т. е. как возникновение пары электрон — дырка. Для генерации такой пары необходимо располагать средней энергией образования [6.3]

$$E_i = E_g + (9/5) E_g + v\hbar\omega_p, \quad (6.1)$$

где E_g — расстояние между зонами; v — среднее число генерируемых фотонов при возникновении пары электрон — дырка; $\hbar\omega_p$ — энергия фотона.

Второй член уравнения описывает среднюю кинетическую энергию, передаваемую одной паре электрон — дырка, а третий член характеризует энергию, теряемую на излучение фотонов. Анализ выражения (6.1) показывает, что энергия, теряемая на излучение фотонов, не зависит от E_g

и лежит в пределах 0,5—1,0 эВ [6.3]. Для среднего значения этой энергии 0,7 эВ рассчитаны значения энергии образования E_i для некоторых важных полупроводников, которые представлены в табл. 6.1.

Таблица 6.1. Расстояние между зонами E_g , средняя энергия образования E_i , эВ, и скорость генерации G для пары электрон — дырка при бомбардировке электронами с энергией 10 и 30 кэВ

Параметр	Ge	Si	GaAs	GaP
E_g	0,7	1,1	1,4	2,4
E_i	2,7	3,8	4,6	7,4
G (10 кэВ)	3100	2400	1800	1200
G (30 кэВ)	9300	7250	5500	3600

В предположении, что все первичные электроны остаются в исследуемом образце и производят либо носители зарядов, либо фотоны, число генерируемых одним первичным электроном пар электрон — дырка определяется соотношением E_0/E_i . В действительности, часть энергии ΔE_0 первичных электронов теряется при обратном рассеянии электронов. Если коэффициент обратного рассеяния равен η , а средняя энергия выхода \bar{E}_R электронов обратного рассеяния $\Delta E_0 = \eta \bar{E}_R$, то получим следующее выражение для скорости генерации:

$$G = (E_0 - \eta \bar{E}_R) / E_i \quad (6.2)$$

Для первичных электронов с энергией в диапазоне от 0,2 до 3 кэВ средняя энергия выхода определяется по формуле [6.4]

$$\bar{E}_R = (0,45 + 2 \cdot 10^{-3} z) E_0 \quad (6.3)$$

где z — порядковое число.

Указанные в табл. 6.1 значения скорости генерации рассчитаны по формулам (6.2) и (6.3). Следовательно, один первичный электрон может создавать несколько тысяч пар электрон — дырка.

При возбуждении колебаний кристаллической решетки остающиеся в валентной зоне дырки и электроны диффундируют в любых направлениях, прежде чем электрон непосредственно или через локальные примеси внутри запрещенной зоны (ловушки) попадет в дырку валентной зоны.

Постоянная времени этого механизма рекомбинации определяет длительность жизни неосновных носителей зарядов.

Объем генерации, в котором возникают пары электрон — дырка, соответствует объему рассеяния первичных электронов. Согласно указанному выше этот объем представляет собой сферу с диаметром, равным глубине проникновения z_R . В случае диффузии носители зарядов могут находиться также снаружи этой области, однако плотность носителей оказывается очень низкой по сравнению с областью генерации. По этой причине в методе EBIC разрешающая способность по местоположению задается не длиной диффузии носителей зарядов, а глубиной проникновения первичных электронов [6.5].

6.2.2. Разделение зарядов

Приведенные выше рассуждения справедливы для случая, когда носители зарядов движутся в пространстве, свободном от электрического поля. При наличии такого поля дырки и электроны получают ускорение в противоположных направлениях, что препятствует их рекомбинации. Электрическое поле может создаваться прикладываемым к полупроводнику внешним напряжением. Однако особый интерес представляет внутреннее поле, либо обусловленное областью пространственного заряда в электрическом запирающем слое ($p-n$ -переход, слой Шотки), либо являющееся результатом неоднородного распределения примеси (легирующего вещества).

Разделение зарядов, например, в области $p-n$ -перехода приводит к тому, что электроны, возникшие в p -области, стремятся под воздействием диффузионного напряжения в n -область, в то время как дырки испытывают обратное воздействие. Аналогично ведут себя появляющиеся носители зарядов в n -области. Следовательно, возникает движение неосновных носителей зарядов в каждой области, которые на другой стороне $p-n$ -перехода являются основными. Это нарушает равновесие (возникает разность напряжений) на $p-n$ -переходе, которое при замкнутой цепи тока приводит к появлению тока разделения зарядов.

6.2.3. Ток разделения зарядов

На рис. 6.1 представлено возможное устройство для исследования эффекта разделения зарядов на электрическом

запирающем слое. Число возникающих пар электрон — дырка за определенный интервал времени пропорционально току первичных электронов I_0 и зависит согласно (6.2) и (6.3) от их энергии. При 100 %-ном разделении зарядов ток разделения определяется по формуле

$$I_{im} = I_0 G(E_0). \quad (6.4)$$

Фактическое значение протекающего тока зависит от свойств исследуемого образца и условий испытаний. Для дальнейших рассуждений необходимо сделать следующие предположения:

а) электрическое поле ограничивается шириной W области пространственного заряда. Вне этой области напряженность поля равна нулю;

б) скорость дрейфа носителей зарядов внутри области пространственного заряда так велика, что рекомбинация носителей практически невозможна. Следовательно, разделение зарядов в этой области составляет 100 %;

в) индуцированные основные носители зарядов распределены по времени и объему равномерно внутри сферической области генерации;

г) влиянием рекомбинаций носителей зарядов на поверхности можно пренебречь.

На рис. 6.1, а область генерации при $x=x_1$ находится вне области пространственного заряда. В этом случае в зону влияния электрического поля могут попасть только такие неосновные носители зарядов, которые диффундируют достаточно далеко в направлении $p-n$ -перехода. Решение диффузионной задачи приводит к следующему соотношению:

$$I_i = I_{im} \exp(-\xi/L), \quad (6.5)$$

где $\xi = |x - x_n|$ либо $\xi = |x - x_p|$; L — длина диффузии неосновных носителей зарядов.

Если луч первичных электронов перемещается по поверхности исследуемого образца от точки $x=x_1$ до точки $x=0$, наступает в конце концов перекрытие области генерации с областью пространственного заряда. В этом случае разделение зарядов не является больше чисто диффузионной задачей, а ток разделения зарядов нельзя описать выражением (6.5). Он зависит уже от ширины области пространственного заряда, диаметра области генерации и степени перекрытия областей.

Только в том случае, когда область пространственного заряда имеет ширину, при которой вся область генерации

попадает в область пространственного заряда, все электроны и дырки захватываются электрическим полем и разделение зарядов достигает 100 %. В этом случае (как при расположении на рис. 6.1, *в*) ток $I_i = I_{im}$. Однако область пространственного заряда имеет меньшую ширину, поэтому происходит частичное перекрытие рассматриваемых областей (как показано на рис. 6.1, *б*). Для этого случая $I_i < I_{im}$.

Значение тока I_i можно рассчитать, исходя из размеров области генерации, находящейся внутри и вне области пространственного заряда. В общем случае его значение при перекрытии областей рассчитывается по формуле

$$I_i = \eta_i I_{im}, \quad (6.6)$$

где η_i — коэффициент, характеризующий эффективность разделения зарядов ($\eta_i \leq 1$).

Коэффициент $\eta_i = 1$ в случае 100 %-ного разделения зарядов.

При очень высокой напряженности электрического поля, например нарушениях в $p-n$ -переходе, индуцируемые носители зарядов могут ускоряться возникающим запирающим напряжением до такой высокой энергии, что сами генерируют пары электрон — дырка за счет ударной ионизации (умножение разделяемых зарядов). В этом случае $I_i > I_{im}$, и кажущаяся эффективность разделения зарядов $\eta_i > 1$.

6.3. Условия испытаний

6.3.1. Общие сведения

Образцы, которые должны исследоваться в случае, показанном на рис. 6.1, *б*, не нуждаются, как правило, в соблюдении особых условий испытаний. Необходимо только заботиться о том, чтобы интересующая область проводимости имела контакт для подключения внешней цепи. Иногда также бывает необходимо удалить с поверхности металлизированные и изолирующие слои, если они препятствуют появлению сигнала EBIC (вследствие абсорбции или рассеяния первичных электронов). Полная металлизация, применяющаяся обычно для улучшения выхода вторичных электронов и повышения разрешения в растровом электронном микроскопе, приводит к КЗ и не должна применяться.

Нарушения поверхности полупроводника, например,

вследствие дефектов кристалла можно исследовать с помощью метода EBIC, если на соответствующей плоскости введен контакт Шотки (рис. 6.1, в) [6.6]. Обычно он создается путем напыления очень тонкого металлического слоя, например слоя золота толщиной 50 нм, имеющего контакт с внешней цепью.

В том случае, когда требуется исследовать процесс в глубине p — n -перехода, необходимо располагать соответствующий переход в поперечном сечении. Для этого обычно применяют поперечные и наклонные сечения схемы, а также поперечные разрывы. При срезе или разрыве возникают новые, дополнительные поверхности, которые могут существенно изменить электрические свойства элемента. Хорошие результаты получают для кремниевых элементов на «свежем» поперечном разрыве при многочасовом нагреве до температуры 200 °С и интенсивном электронном облучении с дозой около 10^{-2} А·с/см² [6.7].

6.3.2. Условия измерений

На рис. 6.1, а показано, каким образом подключается исследуемый образец в измерительную схему для определения индуцированного на p — n -переходе напряжения U_i и соответственно тока разделения зарядов I_i . Эти измерения можно провести с помощью обычного растрового микроскопа, поскольку он оборудован вакуумной камерой для исследуемого образца и имеет соответствующий усилитель сигнала. Определяющим при этом является соотношение между сопротивлениями измерительной установки (внешнее сопротивление R_a) и сопротивлением образца (внутренним сопротивлением $R_i = dU_i/dI_i$).

В случае $R_a \ll R_i$ (КЗ) напряжение $U_i \approx 0$, внешний ток принимает максимальное значение, определяемое согласно (6.5) и (6.6). Такой режим работы называется режимом EBIC. Наоборот, при $R_a \gg R_i$ (случай ХХ) разделенные носители зарядов не могут протекать через p — n -переход. Они создают диффузионное напряжение, противоположное напряжению U_i , которое (действуя как напряжение смещения в прямом направлении) уменьшает потенциальный порог на p — n -переходе. Вследствие этого появляется диффузионный ток, обусловленный основными носителями зарядов, противодействующий току разделения неосновных носителей зарядов. Напряжение U_i устанавливается таким образом, что эти оба тока компенсируются и результирующе-

ший ток равен нулю. Некоторые авторы называют этот режим работы режимом EBIV (индуцирование напряжения с помощью электронного луча). В этой главе рассматривается только тот случай, когда $R_a \ll R_i$, как наиболее часто применяемый на практике.

Высокая скорость генерации (см. табл. 6.1) приводит к тому, что ток разделения зарядов оказывается на три порядка выше тока первичных электронов. Обычно в ртутных электронных микроскопах ток первичных электронов находится в пределах $I_0 = 10^{-11} \div 10^{-9}$ А. Этого вполне достаточно для создания значительного EBIC-сигнала и контрастного EBIC-изображения. Скорее напротив, необходимо обращать внимание на то, чтобы плотность индуцированных неосновных носителей зарядов в сравнении с основными носителями была меньше ($\Delta n < p_0$ и соответственно $\Delta p < n_0$). В противном случае нарушаются свойства проводимости исследуемого образца таким образом, что больше не происходит разделения зарядов. Для тока $I_0 > 10^{-9}$ А на месте соударения сфокусированного луча первичных электронов с поверхностью образца возникает электронно-дырочная плазма очень высокой плотности. Содержимое этого плазменного облака хорошо экранировано от внешних полей вследствие поляризации на периферии, поэтому $\eta_i \ll 1$ [6.1].

Максимальная плотность индуцированных неосновных носителей в центре области генерации может оцениваться следующим образом [6.8]:

$$\Delta p_{\max} = GI_0 / (\pi e D z_{R'}),$$

где GI_0/e — число генерируемых в единицу времени неосновных носителей зарядов; D — эффективная постоянная диффузия.

Эта формула получена для случая, когда область генерации имеет сферическую форму, а рекомбинацией носителей на поверхности области можно пренебречь. При бомбардировке образца электронами с энергией 10 кэВ $G = 2400$ (см. табл. 6.1) и $z_{R'} = 1$ мкм (рис. 5.8). Постоянная диффузии D в зависимости от интенсивности инжекции принимает значения от 12,5 до 18,5 см²/с. Для среднего значения $D = 15$ см²/с и $I_0 = 10^{-9}$ А $\Delta p_{\max} = 3 \cdot 10^{-15}$ см⁻³. Отсюда следует, что при небольшом содержании примеси (меньше 10^{16} см⁻³) необходимо работать с возможно меньшим током первичных электронов.

При выборе ускоряющего напряжения необходимо ру-

ководствоваться положением электрического запирающего слов в образце. Если запирающий слой расположен так, как показано на рис. 6.1, *а* и *в*, можно работать с низкими уровнями первичных электронов, например 5 кэВ. Для контроля образца, приведенного на рис. 6.1, *б*, необходимо применять ускоряющее напряжение около 10 кВ, чтобы электроны могли проникнуть сквозь не показанные на рисунке слой оксида и защитный слой и достичь поверхности полупроводника. Из результатов, приведенных в п. 5.4.1, следует, что электрические свойства интегральных схем (ИС), например МОП-технологии при энергии электронов свыше 10 кэВ могут существенно изменяться. В этом смысле метод ЕВІС нельзя отнести к методам неразрушающего контроля ИС. Ниже показано, что несмотря на это, метод ЕВІС позволяет получить ценную информацию, имеющую большое значение для развития полупроводниковых схем.

6.4. Применение

6.4.1. ЕВІС-профиль

Устройство, показанное на рис. 6.1, *в*, позволяет измерять ток I_{im} , поскольку поглощением в тонком металлическом контактном слое Шотки можно пренебречь. Условия $W > z_R$ легко выполняются путем варьирования ускоряющим напряжением или значением запирающего напряжения. При известном токе I_{im} затем определяется согласно (6.4) скорость генерации G .

Устройство, приведенное на рис. 6.1, *а*, пригодно для измерения, например, длины диффузии неосновных носителей зарядов. Для этого луч первичных электронов перемещается по оси x поперек $p-n$ -перехода, ток $I_i(x)$ в этом случае представляется в полулогарифмическом масштабе. Получаемая зависимость при достаточном удалении по обе стороны от $p-n$ -перехода представляет собой прямую, крутизна которой согласно (6.5) определяется длиной диффузии L_n и L_p . На рис. 6.2 показано несколько таких кривых для различных условий испытаний. Они рассчитаны при сделанных в п. 6.2.3 предположениях. Электрический $p-n$ -переход (при $x=0$) несимметричен области пространственного заряда и определяется из соотношения длин диффузии $L_n/L_p = 2/5$ [6.7].

При точечном источнике ($z_R = 0$, кривая 1) ЕВІС-профиль имеет плоскую часть амплитудой I_{im} и шириной W , на

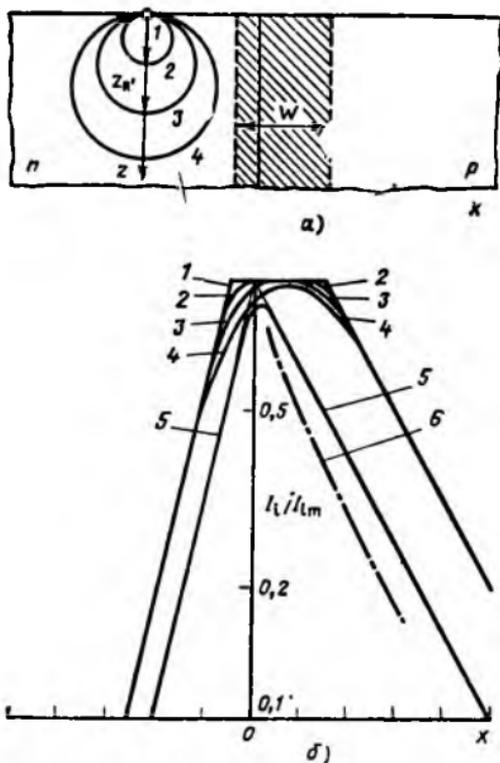
которой невозможно локализовать $p-n$ -переход ($x=0$). С возрастанием диаметра $z_{R'}$ у EBIC-профиля появляются спады. При $z_{R'} \leq W$ амплитуда профиля достигает значения I_{im} (кривые 2 и 3). В случае, если $z_{R'} > W$ (кривые 4 и 5), EBIC-профиль имеет максимум, однако его амплитуда меньше, чем I_{im} . Из-за несимметричности распределения поля и различной длины диффузии положение максимума кривой не совпадает с положением $p-n$ -перехода (кривые 3—5). Только в том случае, когда ширина области пространственного заряда пренебрежимо мала (кривая 5), путем экстраполяции экспоненциальной кривой при $x=0$ определяют положение $p-n$ -перехода (и значение I_{im}).

Эти зависимости наглядно показывают, как влияет расширение области генерации, ширина области пространственного заряда и длина диффузии неосновных носителей на результат измерений. Знание зависимостей необходимо, потому что сигнал EBIC определяется путем однократного измерения, вследствие чего требуется оптимальным образом выбирать условия испытаний (ускоряющее напряжение, запирающее напряжение).

Полученные зависимости позволяют сделать вывод о том, что высказанные в п. 6.2.3 предположения (а—г) выполняются с той или иной степенью приближения:

а) вследствие градиента концентрации примеси электрическое поле существует и вне собственно области пространственного заряда. На диффузию носителей зарядов накладывается также их дрейф, поэтому сигнал EBIC не соответствует экспоненциальной кривой (6.5);

б) при малой напряженности поля в области пространственного заряда или малой длительности жизни зарядов внутри



Р и с. 6.2. EBIC-профиль

указанной области происходят их рекомбинации. Эффективность разделения зарядов вследствие этого уменьшается ($\eta_i < 1$) и значение I_{im} не достигается (так же как и для $z_{R'} \leq W$);

в) плотность носителей зарядов внутри области генерации не постоянна, а уменьшается вследствие диффузии от центра к границам области [6.5];

г) существенная часть индуцируемых носителей зарядов рекомбинирует на поверхности. Это надо учитывать, особенно при низких ускоряющих напряжениях. Поверхностная рекомбинация сказывается на уменьшении тока разделения зарядов и приводит к «затягиванию» кривой $I_i(x)$ (кривая б на рис. 6.2) [6.9].

Путем одномерного имитационного моделирования делались попытки учесть по меньшей мере некоторые из этих эффектов [6.7 и 6.10]. На рис. 6.3, а показан числовой при-

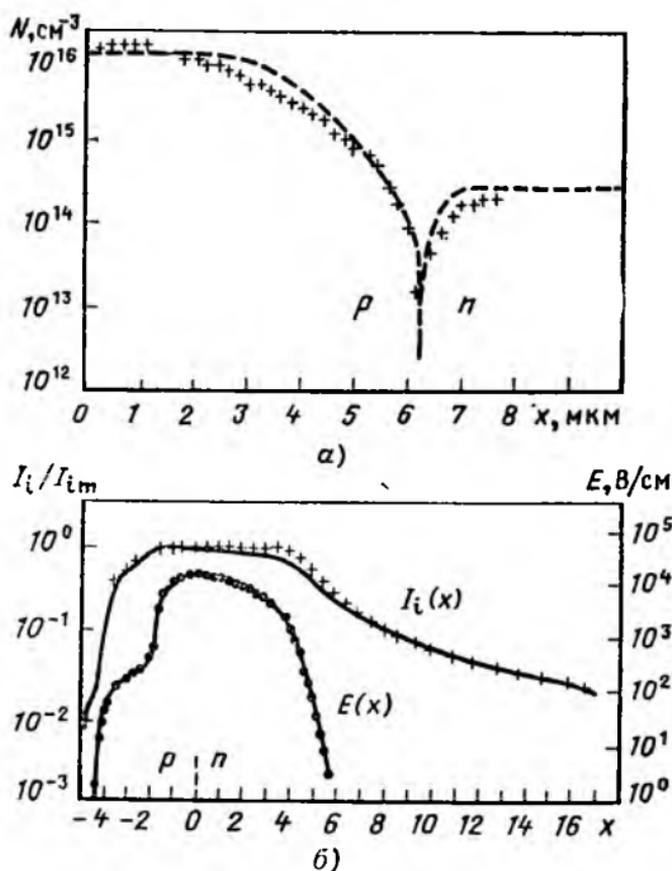


Рис. 6.3. Имитационное моделирование для диода ($p=10^{16} \text{ см}^{-3}$, $n=2,5 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$ [6.7]:
+ — рассчитанные значения

мер расчета профиля примеси $N(x)$ и его аппроксимации аналитической функцией. Для такого рода описания распределения примеси можно воспользоваться уравнением Пуассона (одномерное непрерывное уравнение). На рис. 6.3, б показаны распределение поля $E(x)$ и EBIC-профиль $I_i(x)$, полученные при запирающем напряжении $U_{sp}=5$ В. Согласование измеренных кривых оказывается хорошим.

6.4.2. $p-n$ -переходы

Чтобы получить изображение $I_i(x, y)$, необходимо использовать усиленный сигнал EBIC для управления яркостью электронно-лучевой трубки растрового электронного микроскопа. С помощью микроскопа можно наблюдать вид и положение всех $p-n$ -переходов, расположенных перпендикулярно или под углом к поверхности образца. Такой $p-n$ -переход представляется светлой полосой на экране, ширина которой задается EBIC-профилем и усилением измерительной установки.

В качестве примера на рис. 6.4 изображены $p-n$ -переходы на поверхности излома биполярной схемы. Поскольку амплитуда сигнала EBIC не одинакова, светлые линии имеют различную ширину, например от 0,4 до 1,2 мкм. Поэтому положение $p-n$ -перехода не всегда определяется с необходимой точностью.

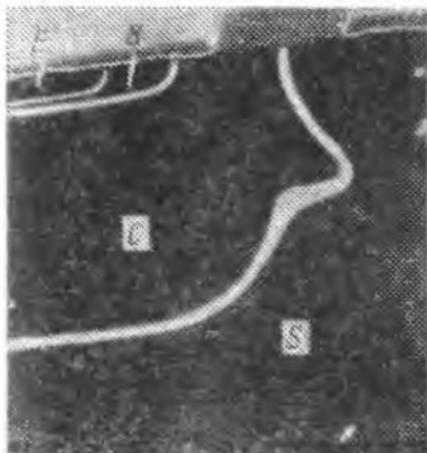


Рис. 6.4. Интегральная биполярная схема (сечение трех $p-n$ -переходов):

E — эмиттер; B — база; C — коллектор; S — подложка

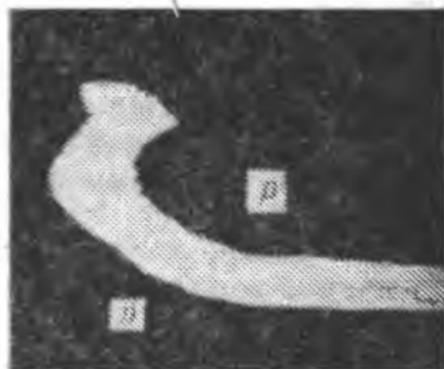


Рис. 6.5. Конвекциональное EBIC-изображение $p-n$ -перехода МОП-схемы ($p=10^{16}$ см $^{-3}$, $n=10^{14}$ см $^{-3}$, $U_{sp}=0$) [6.11]

На рис. 6.5 приведен $p-n$ -переход МОП-схемы. Точность локализации максимума ЕВІС-сигнала можно существенно повысить, если этот сигнал обработать с помощью ЭВМ [6.11]. Погрешность определения максимума при такой обработке сигнала ЕВІС составляет для рассматриваемого случая ± 30 нм.

Как было показано ранее, максимум сигнала ЕВІС не всегда совпадает с $p-n$ -переходом. Только при очень малой ширине области пространственного заряда (т. е. очень высокой концентрации примеси по обе стороны перехода, например, больше 10^{18} см $^{-3}$) или приблизительно симметричном $p-n$ -переходе (т. е. приблизительно одинаковой концентрации примеси и одинаковой длине диффузии на обеих сторонах) отклонения оказываются очень малыми. Для представленного на рис. 6.5 примера эти оба предположения не выполняются. Однако результаты имитационного моделирования, полученные в [6.7], показывают, что отклонения максимума сигнала ЕВІС от положения $p-n$ -перехода не превышают 0,1 мкм.

6.4.3. Протяженность канала

Сканирование лучом первичных электронов при $p-n$ -переходе, показанном на рис. 6.1, б, приводит к появлению ЕВІС-сигнала, соответствующего изображению области примеси, поскольку $p-n$ -переход расположен параллельно поверхности исследуемого образца и диффундируемые носители зарядов достигают его. Яркость изображения изменяется чаще всего вследствие различного поглощения первичных электронов в расположенных над $p-n$ -переходом структурах схемы (оксидах, проводниках и т. д.), не показанных на рис. 6.1, б. Имеются, к примеру, методы, которые можно использовать для измерения протяженности канала короткоканальных транзисторов [6.12]. На краю корытообразной области стока и истока появляется повышение сигнала ЕВІС, потому что в этом месте $p-n$ -переход изгибается на подложке вверх (рис. 6.6, а). При сканировании луча поперек затвора получаются два максимума на краю истока и стока (рис. 6.6, б), расстояние между которыми соответствует протяженности канала l_k . Ускоряющее напряжение в этом случае необходимо выбирать так, чтобы подложка, покрытая защитным слоем, пронизывалась электронами. Однако при большой глубине проникновения

максимумы становятся «тупыми», что искажает результат измерений. Для определения внутренней диффузии на краю трафарета затвора необходимо точно измерить его ширину l_m . Это можно сделать с помощью сигнала вторичных элект-

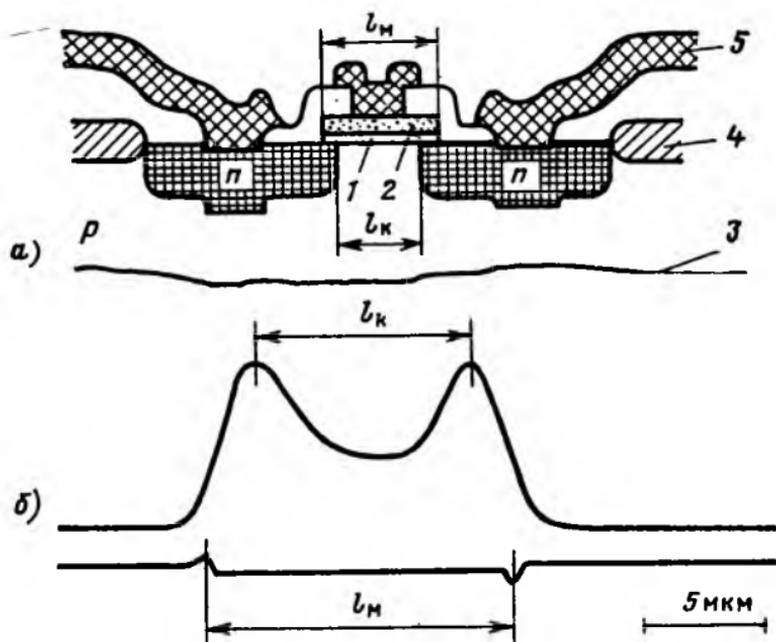


Рис. 6.6. Измерение ширины затвора и внутренней диффузии для n -МОП-транзистора [6.12]:

a — поперечное сечение (схематично); *б* — изображение вторичных электронов (при удалении защитного слоя) с оставленной линией развертки для сигнала EBIC (верхняя кривая) и сигнала вторичных электронов (нижняя кривая); 1 — оксид затвора; 2 — поликремний; 3 — кремний; 4 — слой оксида; 5 — алюминий

тронов, для чего, возможно, потребуется удаление мешающих защитных покрытий. Для рассмотренного здесь примера внутренняя диффузия составляет $(l_m - l_k)/2 = 1,86$ мкм.

6.4.4. Повреждения и дефекты кристалла

Повреждения в районе p — n -перехода могут приводить к заметному повышению или уменьшению сигнала EBIC. Так, нарушения слоя, находящегося над p — n -переходом (например, обрывы проводника), ведут к тому, что в этом месте в область пространственного заряда проникают первичные электроны, обладающие большой энергией. Очевидно, в этом месте изображение оказывается более светлым, чем в окружающих точках. С другой стороны, локальные неисправности в самом p — n -переходе (например,

КЗ) являются причиной изменения сигнала, потому что электрическое поле и разделение зарядов нарушаются. Нарушения, возникающие вследствие умножения носителей зарядов и приводящие к лавинообразному прорыву, могут отображаться в виде увеличения сигнала ЕВІС как для случая поперечного сечения $p-n$ -перехода, так и для случая его поверхностного расположения.

Многие функциональные неисправности схем обусловлены дефектами кристаллической решетки. Они приводят к повышенной рекомбинации или умножению носителей зарядов. Влияние этих неисправностей на решетку зависит от положения дефекта относительно $p-n$ -перехода [6.13]. Если дефект расположен вне электрического поля, он действует лишь на рекомбинацию носителей. Они диффундируют к $p-n$ -переходу, а на снимке дефект кристалла представляется темным пятном.

Другая ситуация имеет место, если дефекты кристалла находятся в электрическом поле области пространственного заряда или даже в $p-n$ -переходе. В этом случае они вызывают ток утечки, умножение носителей зарядов и, наконец, лавинообразный пробой перехода. Подключая образец, имеющий подобный дефект, в обратном направлении, наблюдают при определенном пороговом значении запирающего напряжения в изображении ЕВІС переход от рекомбинационного контраста к мультипликационному контрасту, т. е. места дефектов становятся сначала темными, а потом вследствие умножения носителей зарядов — значительно светлее, чем остальные места $p-n$ -перехода.

Дефекты кристалла были исследованы с помощью ЕВІС-метода во многих работах. Удавалось сделать видимыми сети дислокаций и отдельные дислокации [6.14], дефекты упаковки [6.15] и границы зерен [6.16]. С этой целью часто создают запирающий слой Шотки, чтобы отображать поверхностные дефекты кристаллической решетки [6.6]. В ходе сравнительных исследований с использованием электронного микроскопа осуществлена идентификация электрически активных дефектов посредством дифракционного контраста [6.13]. Дефекты решетки, на которых происходит умножение носителей зарядов, касаются, как правило, осаждения примесей или индуцированных дефектов упаковки, которые декорируются внесением примесей.

К сожалению, ЕВІС-контраст дефекта кристалла неоднозначно зависит от его электрической активности, а определяется еще многими параметрами (положением отно-

сительно области пространственного заряда и поверхности, скоростью поверхностной рекомбинации, размещением области генерации и т. д.). Пониманию механизма возникновения контраста способствует моделирование этих эффектов. Правда, до сих пор проведено моделирование лишь для случая рекомбинационного контраста [6.5, 6.17].

С увеличением степени интеграции схем их эффективность, качество изготовления и надежность функционирования гораздо больше зависят от дефектов кристалла. Чтобы это влияние ослабить, необходимо добиваться такого состояния, при котором дефекты удается выявлять и локализовать. Метод EBIC, так же как и для других рассмотренных применений, является для этого очень нужным и подходящим средством.

ГЛАВА 7

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ

7.1. Обзор

Методы, а также приборы и устройства для измерения и контроля полупроводниковых элементов большой мощности во многом отличаются от тех, которые используются при контроле полупроводниковых элементов, предназначенных для обработки сигналов, а также преобразователей средней и малой мощности. Под полупроводниковыми элементами большой мощности в данной работе понимают элементы, предназначенные для управления электрическим током свыше 50 А при типовых напряжениях более 1000 В. Речь идет о тиристорах, выключаемых тиристорах, выпрямительных диодах, а в диапазоне малой мощности — также и о мощных биполярных и МОП-транзисторах, применяемых преимущественно в энергетических установках преобразования и управления. Например, это могут быть установки для преобразования тока: постоянного в переменный и переменного в постоянный с различными напряжениями, частотой и фазовыми углами. Такие установки применяются для управления потребителями электрической энергии, например электрическими двигателями.

На рис. 7.1 показаны две наиболее часто встречающиеся конструкции полупроводниковых элементов большой мощности: элемент в виде стержня с винтовой нарезкой и элемент в виде гайки. Основой элемента является чаще

всего круглая однокристаллическая шайба кремния диаметром от 5 до 100 мм и толщиной от 0,3 до 1,0 мм, содержащая в зависимости от функционального назначения несколько различных примесных зон. В книге не рассматриваются физические основы и подробности функционирования полупроводниковых элементов большой мощности. Этому посвящены, например, работы [7.1—7.8].

Особые условия, при которых должны проводиться измерения и контроль параметров рассматриваемых элементов, заключаются в точном измерении большого тока высокого напряжения, которым нагружен элемент. Дополнительно необходимо отводить во время процесса измерений большую рассеиваемую на элементе мощность. Вытекающие отсюда общие требования к конструкции измерительной установки, а также к методам проведения измерений и контроля описаны в § 7.2. Методы измерений и контроля

выпрямителей и мощных тиристоров, включая специальные конструкции в виде асимметричных, светоподжигающих и выключаемых тиристоров, различаются, поскольку определенные методы имеют смысл только для характеристик тиристоров (например, отношение включения), в то время как другие измерения (измерение запирающей способности и значения прямого напряжения) проводятся аналогично как для тиристоров, так и для диодов.

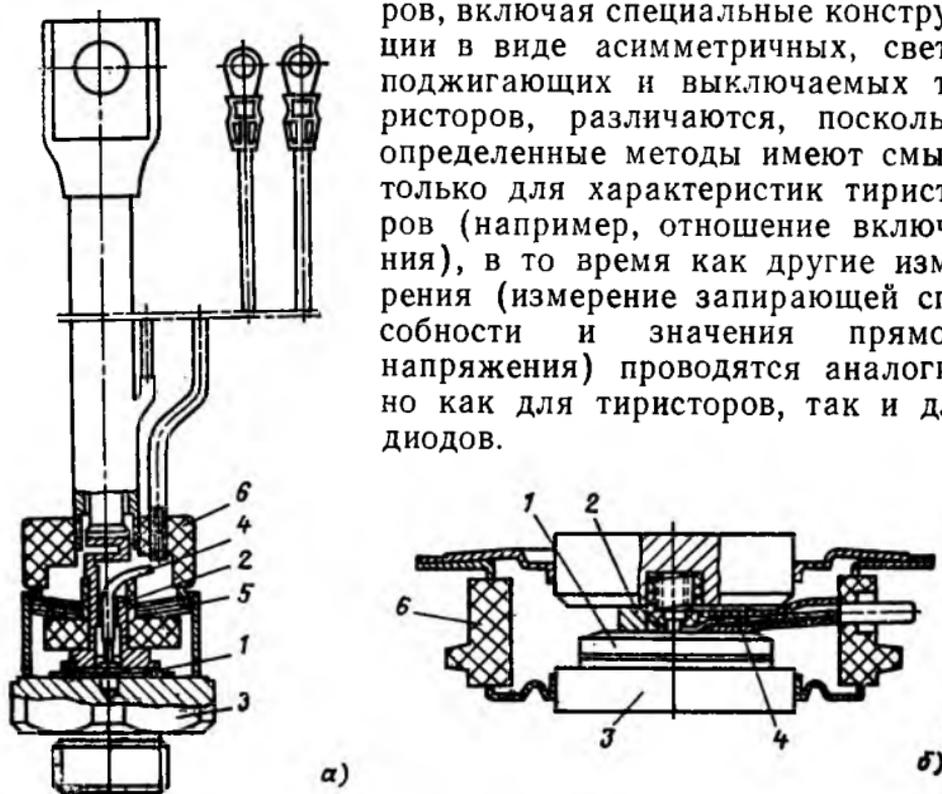


Рис. 7.1. Конструкция тиристора, исполненного в виде винта (а) и гайки (б):

1 — шайба из кремния; 2 — катод; 3 — анод; 4 — управляющий электрод; 5 — прижимающая пружина; 6 — керамический изолятор

Типовые методы построения измерительной техники для полупроводниковых элементов большой мощности изложены в § 7.3 на примере измерения и контроля тиристорov. Их легко распространить на измерительные задачи для других полупроводниковых элементов большой мощности. Вытекающие отсюда специальные измерительные задачи для МОП-транзисторов большой мощности не охватывают, например, определение области надежной работы биполярного мощного транзистора.

Здесь обсуждаются только принципы измерений и контроля, а также схемы соответствующих измерительных и контрольных установок. Подробности реализации установок для измерений и контроля рассматриваются лишь в том случае, когда они тесно связаны с описываемым методом измерений. С целью установления связи между описываемыми принципами измерений и практической реализацией соответствующих установок, и их влиянием на аппаратные затраты в § 7.4 описана современная измерительная установка для определения отношения обратного тока.

При измерениях и контроле различаются случаи, в которых необходимо измерять определенные величины при заданных значениях других параметров или их зависимость от других параметров, а также случаи, в которых в результате измерений устанавливается, находится ли результат измерений в заданных границах или нет.

Первый вид измерений используется, как правило, в ходе исследования и разработки элементов и служит для установления взаимной зависимости различных измеряемых величин. Примером таких измерений является определение обратной характеристики диода, для чего необходимо измерять ток, протекающий через поляризованный диод в обратном направлении при изменяющемся напряжении и неизменной температуре. Второй случай соответствует контролю качества при производстве и применении элементов.

Например, на стадии изготовления проверяют, не превышает ли ток поляризованного диода, включенного в обратном направлении при определенных напряжении и температуре, заданного максимального значения. Особо следует подчеркнуть то обстоятельство, что контролируемая схема нагружена до заданного значения тока, поэтому необходимо определить, выдерживает ли она эту нагрузку без повреждений.

Для характеристики продукции и обеспечения ее качества необходимо описывать определенные свойства элемен-

тов числовыми значениями некоторой физической величины, которые должны определяться в ходе измерений: запирающая способность диода задается, например, напряжением на нем, при котором в обратном направлении протекает определенный ток при определенной температуре. Характеристика свойств элементов с помощью таких измеренных значений однозначна и воспроизводима, поэтому можно точно описать метод измерений, а также задать значения всех влияющих на результат измерений параметров.

Выбор метода измерений и установление значений, влияющих на результат измерений параметров, отличается, однако, известным произволом. Поэтому с целью обеспечения сравнимости характеристик элементов необходимо применять по возможности единые методы и условия измерений. Для важнейших свойств полупроводниковых элементов большой мощности измеряемые величины, методы измерений и условия измерений устанавливаются—совместно изготовителями и потребителями—различными системами стандартов. В ФРГ, например, действуют стандарты DIN. Важнейшие требования стандартов для полупроводниковых элементов большой мощности приведены в табл. 7.1. В них установлены основные понятия, применяемые при описании полупроводниковых элементов большой мощно-

Таблица 7.1. Основные положения стандартов DIN для полупроводниковых элементов большой мощности

Номер стандарта DIN	Содержание
41 785	Краткие обозначения для полупроводниковых элементов большой мощности

Выпрямительные диоды большой мощности

41 781	Понятия Нормали для паспортных данных Методы измерений
41 782	
41 783	

Тиристоры

41 786	Понятия Нормали для паспортных данных Методы измерений и контроля
41 787	
41 784	

сти, краткие обозначения измеряемых величин и заданные в паспорте элемента методы измерений.

Определяемый с помощью измерений результат относится всегда только к исследуемому элементу. В зависимости от вида измеряемой величины и качества исследуемого типа элементов при измерении одних и тех же величин для нескольких однотипных элементов наблюдается более или менее существенный разброс результатов измерений. Чтобы задать свойства элементов, а также обеспечить их соответствующие качественные характеристики, целесообразно указывать в паспорте области разброса результатов измерений. Такое указание имеет принципиально статистическую природу и относится всегда к большому числу однотипных элементов.

На практике часто задают верхнюю и (или) нижнюю границу результата измерений. Конкретные условия измерений определяются при этом областью применения элемента. Поскольку потребители тиристора или диода должны, например, знать значение запирающего тока при рабочих условиях, следует указывать верхнюю границу запирающего тока при максимально допустимой температуре элемента и максимально возможном напряжении.

7.2. Типовые проблемы измерительной техники для полупроводниковых элементов большой мощности

7.2.1. Создание измерительного тока и измерительного напряжения

Для контроля и измерения полупроводниковых элементов большой мощности необходимо нагружать контролируемый элемент током в несколько тысяч ампер при максимальном напряжении в несколько тысяч вольт. К тому же методы, когда применяются стационарные токи и напряжения, в большинстве случаев непригодны, поскольку затраты на создание соответствующего источника тока оказываются значительными, а нагрузка на контролируемый элемент при измерении в большинстве случаев недопустимо велика. Поэтому в измерительной технике для полупроводниковых элементов большой мощности чаще используют другие методы.

1. Контролируемый элемент нагружается переменным напряжением или полуволной переменного тока с такой

низкой частотой (50 Гц), при которой происходят заметные изменения тока и напряжения во времени. С другой стороны, эти изменения по сравнению с характеристическим временем элемента, т. е. временем установления или временем успокоения (квазистатические методы), должны быть очень малыми. Такие установки применяются преимущественно для измерения соотношения запирающего и характеристики пропускания.

2. Конденсатор, заряженный до высокого напряжения, разряжается через контролируемый элемент. В этом методе для измерения динамических величин процесс разряда конденсатора может быть либо однократным, либо периодически повторяющимся. Во втором случае конденсатор между процессами разряда вновь заряжается по цепи высокого напряжения.

3. По мере необходимости контроль режимов работы элемента в условиях его применения целесообразно проводить в составе того устройства, в котором предусмотрено его использование. Поскольку чаще всего это реализовать оказывается достаточно сложно, контроль элемента осуществляют с помощью измерительной установки, имитирующей взаимодействие контролируемого элемента с устройством [7.9]. Такие методы в общем случае очень тесно связаны с предполагаемой областью применения контролируемого элемента и поэтому далее не рассматриваются.

7.2.2. Конструкция и термостатирование

Решающее значение для выбора режима работы полупроводниковых элементов большой мощности, так же как и для выбора всех методов измерения и контроля, имеет его температурный режим. Большинство свойств полупроводниковых элементов в значительной степени зависят от температуры. С повышением температуры ухудшается, например, запирающая способность элемента. Поэтому диапазон рабочих температур не может превышать верхней границы, которая для тиристоров составляет 125, а для диодов — 180 °С. Для отвода рассеиваемой на полупроводниковом элементе мощности необходимо обеспечить хороший термический контакт элемента с окружающей средой, при этом разность температур элемента и среды должна быть по возможности максимальной. Поэтому типовые температурные режимы работы полупроводниковых элементов большой мощности лежат в диапазоне от 75 до 125 °С. Конструкция элемента с точки зрения потребления энергии долж-

на быть пригодна для работы в данном температурном режиме, обладать возможностью терморегулирования и по мере надобности отводить большую рассеиваемую мощность.

При измерении и контроле полупроводниковых элементов, находящихся в корпусе, их в общем случае помещают в соответствии с техническими условиями на терморегулируемую подставку с хорошей теплопроводностью, которая в большинстве случаев служит также для подвода электрического тока к элементу. Необходимо однако принимать во внимание, чтобы прилегающие друг к другу металлические поверхности были чистыми и прижимались с определенным давлением. Для полупроводникового элемента, выполненного в форме гайки (рис. 7.1, б), кроме того, очень важно его правильно расположить для обеспечения термического и электрического контакта между кремниевой шайбой и корпусом элемента.

При измерении и контроле кремниевых шайб для «прижимания» их к подставке используется пресс с терморегулированием. Штамп прессовой установки изготовлен таким образом, что он обеспечивает электрический контакт с одной стороной кремниевой шайбы. Часто штамп тоже выполняется терморегулируемым. Для больших полупроводниковых элементов требуемая сила давления достигает 70 000 Н, что обеспечивается применением гидравлических или пневматических прессов. Держатель элемента и приспособления для его опрессовки должны оформляться как единая установка и служить одновременно для обеспечения электрического контакта и термостатирования. Такая установка позволяет подводить к элементу большой ток нагрузки без больших потерь, а также обеспечивает его устойчивость к подводимому высокому напряжению. Для некоторых измерений, кроме того, требуется минимальный индуктивный и (или) емкостный характер потребления энергии контролируемым элементом.

Большинство характеристик мощных полупроводниковых элементов следует измерять при максимально допустимом их температурном режиме работы. Вследствие относительно большой теплоемкости как самого элемента, так и измерительной установки возможен только медленный нагрев и медленное охлаждение контролируемого элемента в области требуемых температур. Поэтому для быстрого контроля элементов используют очень узкий диапазон температур. Если же требуется провести контроль большого числа эле-

ментов, необходимо создать установки, позволяющие проводить одновременное термостатирование максимально возможного числа элементов.

7.2.3. Измерения тока и напряжения

В случае измерения напряжения на токопроводящих элементах предусмотрен непосредственный съем измеряемого сигнала без применения токопроводящих зажимов, поскольку при высоком токе в элементе результаты измерения искажаются из-за падения напряжения на сопротивлениях проводов и контактов. Чаще всего находящийся на термостатированном держателе контролируемого элемента контакт источника тока нагрузки подключается к потенциалу массы. Если это невозможно, необходимо измерять напряжение на контролируемом элементе вольтметром относительно входной клеммы, симметричной потенциалу массы. Напряжения больше 100 В измеряются с использованием специальной высоковольтной измерительной головки. Для измерения быстропеременных процессов необходимо обращать внимание на то, чтобы частотные характеристики сигнала соответствовали техническим условиям контролируемого элемента.

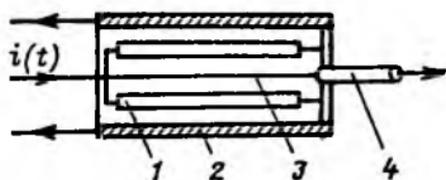
Измерения тока проводятся путем измерения падения напряжения на токоизмерительном сопротивлении или на так называемых измерительных клещах. С помощью измерительных клещей чаще всего определяется напряжение на индукционной катушке, расположенной вблизи токопроводящего проводника. Этот метод обеспечивает гальваническую развязку измерительной и токовой цепей, однако он применим только для измерения переменного тока с частотой больше 100 Гц. Для некоторых измерительных клещей предусмотрен дополнительно к трансформатору тока датчик Холла, позволяющий проводить измерение даже постоянной составляющей тока. Точность измерений в этом случае не так велика, как при применении токоизмерительных сопротивлений, когда используются отдельные разъемы для подвода тока нагрузки и съема напряжения.

Чтобы измерить падение напряжения на токоизмерительном сопротивлении, необходимо в общем случае использовать установку для измерения напряжения с симметричным входом. В случае очень быстро изменяющегося тока следует применять внешние измерительные сопротивления с минимальной индуктивной составляющей. Коаксиальная

конструкция сопротивления, приведенная на рис. 7.2, позволяет измерять импульсный ток до 800 кА со спектральными составляющими частоты до 170 МГц [7.10].

Рис. 7.2. Конструкция коаксиального измерительного сопротивления [7.10]:

1 — измерительное сопротивление; 2 — обратная связь по току; 3 — выводы для измерения напряжения; 4 — сьем напряжения



7.2.4. Меры безопасности

При работе установки для измерения или контроля полупроводниковых элементов применяются сигналы очень высокой электрической мощности. Это может повлечь за собой опасность поражения обслуживающего персонала током высокого напряжения, вызвать разрушение установки и контролируемого элемента. Для исключения такого поражения при конструировании измерительных установок наряду с соблюдением обычных правил, существующих для безопасной эксплуатации высоковольтных установок, предусматривают соответствующие защитные меры. Обслуживаемые элементы измерительных и испытательных установок должны иметь такую конструкцию, чтобы в рабочем состоянии не могло возникнуть повреждений установки или ее частей. При использовании пресса для создания нагрузки на контролируемый элемент предусматриваются меры для защиты обслуживающего персонала от возможных травм. В частности, если во время контроля не исключается выход из строя (разрушение) контролируемого элемента (взрыв, разлет осколков и т. д.), необходимо предусмотреть меры защиты от механических повреждений. Особое значение имеет соблюдение условий безопасности для испытательных установок с напряжением более 1 кВ [7.11].

7.3. Типовые методы измерений

7.3.1. Статические характеристики

7.3.1.1. Режим пропускания. Характеристики пропускания тиристоров измеряются в настоящее время при токах до 5000 А и напряжении около 10 В. При токах меньше 1 А характеристики пропускания определяются в простейшем

случае с помощью регулируемого источника тока, а также прибора для измерения постоянного тока или напряжения. Когда подается достаточный управляющий ток, тиристор зажигается через определенное время. Значение управляющего тока сравнимо с током нагрузки, поэтому следует учитывать тот факт, что характеристика пропускания зависит от управляющего тока. Время измерений нагрузки необходимо выбирать таким образом, чтобы не происходило заметного нагревания тиристора. Для уменьшения нагрева контролируемого элемента высоким испытательным током в общем случае применяют квазистатический метод пульсирующего тока. На рис. 7.3 показана схема соответствующей установки.

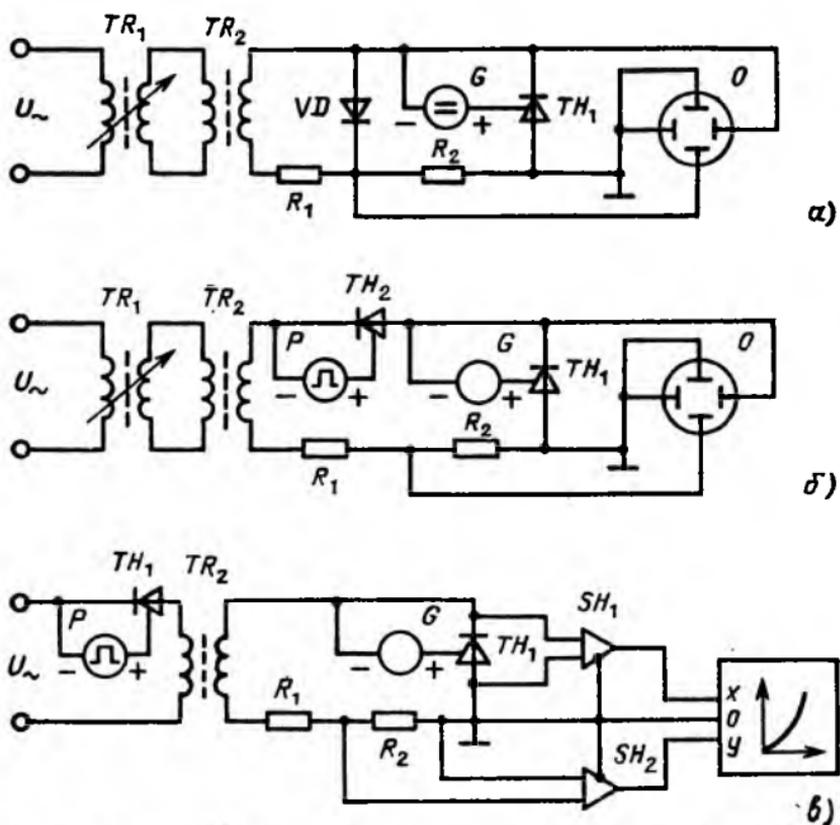


Рис. 7.3. Схема установки для измерения характеристики пропускания

Переменное сетевое напряжение через трансформатор высокого напряжения TR_2 подводится к контролируемому элементу TH_1 , который включается управляющим током, создаваемым источником G . Перед трансформатором TR_2 включен регулируемый трансформатор TR_1 с максималь-

ным коэффициентом передачи напряжения 1 : 1 для регулировки амплитуды тока (см. рис. 7.3, а). Кроме того, трансформатор TR_1 позволяет включать измерительную установку при медленном повышении первичного напряжения в трансформаторе TR_2 до предусмотренного конечного значения. Диод VD во время положительной полуволны напряжения замыкает вторичную обмотку TR_2 на ограничительный резистор R_1 . Ток, протекающий через контролируемый тиристор, измеряется с помощью измерительного резистора R_2 . Мгновенные значения тока тиристора и напряжения на тиристоре представляются в осях x и y на экране осциллографа O .

На практике в действующих измерительных установках контролируемый тиристор подключается не к каждой полуволне переменного сетевого напряжения, а, например, к каждой восьмой полуволне. Для этого используется вспомогательный тиристор TH_2 (см. рис. 7.3, б), который зажигается с помощью импульсного генератора P , соответствующего по фазе выбранной полуволне переменного напряжения. Однако при низкой тактовой частоте качественное (не мигающее) изображение характеристики тиристора на экране возможно только с помощью запоминающего осциллографа.

Установка, показанная на рис. 7.3, в, позволяет графически представлять характеристику тиристора с помощью x — y -самописца. Здесь устройство дискретизации или измерители пиковых значений SH_1 и SH_2 измеряют ток или напряжение контролируемого элемента при каждой полуволне протекающего через него тока. Значение тока или напряжения сохраняется до следующей полуволны тока, при этом максимальное значение переменного тока медленно повышается. Изменение амплитуды переменного тока осуществляется либо с помощью регулировочного трансформатора, показанного на рис. 7.3, а и б, либо путем сдвига момента включения вспомогательного тиристора TH_2 . Поскольку вторичная цепь трансформатора TR_2 определяется в основном индуктивностью трансформатора, в установке на рис. 7.3, в запитка контролируемого тиристора производится импульсами тока приблизительно синусоидальной формы.

На установках с непосредственным осциллографическим представлением мгновенных значений тока и напряжения (рис. 7.3, а и б) получают те же результаты, что на установке, приведенной на рис. 7.3, в, при отображении пикового

значения импульса тока и напряжения только в том случае, когда в каждый момент времени контролируемый тиристор можно рассматривать как стационарный элемент (т. е. если время установления тиристора меньше 1 мс). Если время установления тиристора оказывается больше 1 мс, пиковые значения удается измерить более точно, поскольку при изменении мгновенного напряжения, когда тиристор еще не полностью открыт, оно имеет большее значение.

Часто измеряют не полную характеристику, а только напряжение пропускания при заданном значении тока пропускания приблизительно при тройном допустимом длительном токе. На одной из установок, показанных на рис. 7.3, устанавливают заданное значение пикового тока и затем считывают напряжение пропускания с помощью прибора, измеряющего пиковое напряжение.

7.3.1.2. Режим запирания. Оценку режима запирания перехода (n -база, p -эмиттер) и (p -база и n -база) производят, как правило, путем указания вольт-амперной характеристики тиристора при напряжении запирания соответствующего p - n -перехода. Для анодной стороны p - n -перехода эта характеристика называется отрицательной характеристикой запирания, а для катодной стороны внутреннего p - n -перехода — положительной характеристикой запирания или блокировочной характеристикой.

Для тиристора задаются максимально допустимое повторяющееся импульсное напряжение в закрытом состоянии и повторяющееся импульсное обратное напряжение U_{DRM} (U_{RRM}), а также измеренный при U_{DRM} (U_{RRM}) и (или) при $2/3 U_{DRM}$ (U_{RRM}) постоянный ток в закрытом состоянии (постоянный обратный ток) I_D (I_R). Наряду с этим часто задается неповторяющееся импульсное напряжение в закрытом состоянии (неповторяющееся импульсное обратное напряжение) U_{DSM} (U_{RSM}), чтобы указать максимально допустимое значение случайных, непериодических импульсных напряжений.

На короткое время (от 10 до 20 мс) можно нагружать тиристоры (в области крутого нарастания отрицательной характеристики запирания) токами до 30 А, при этом не происходит разрушения элемента. Такие испытания проводятся для тиристоров с целью выяснения их нагрузочной способности в отрицательном запирающем направлении.

Характеристика запирания, а также другие производные характеристики в очень большой степени зависят от температуры, поэтому для получения полной характеристики

тиристора отношения запираания должны задаваться при различных температурах, чаще всего температуре окружающей среды и максимальной рабочей температуре. Для этого необходим температурно регулируемый держатель контролируемого элемента. Кроме того, необходимо заботиться о том, чтобы применяемые методы измерений обеспечивали несущественное изменение температуры контролируемого тиристора, особенно температуры запирающего слоя при измерении.

Запирающий ток 10 мА и напряжение 1 кВ могут привести при мощности рассеяния 10 Вт, длительной нагрузке и недостаточном теплоотводе к значительному нагреву контролируемых элементов или отдельных их частей. Для всех измерений отношения запираания, исключая случай импульсной нагрузки в отрицательном запирающем направлении, необходимо заботиться о достаточно большом защитном сопротивлении, включаемом последовательно контролируемому тиристор, чтобы неконтролируемое возращение тока не приводило к разрушению последнего. Поскольку характеристика запираания тиристора зависит от монтажа его управляющего вывода, порядок его подключения указывается в соответствующих технических условиях на тиристор либо подключение тиристора производится способом, определенным в ходе исследований.

В простейшем случае, когда термической нагрузкой пренебрегают, можно получить характеристику запираания тиристора путем измерения постоянного тока с использованием регулируемого источника постоянного напряжения и соответствующего вольтметра или амперметра. Для уменьшения термической нагрузки применяют, как правило, при высоких значениях токов и напряжений полуволновую запитку контролируемых тиристоров. Схема соответствующей установки представлена на рис. 7.4.

Переменное сетевое напряжение преобразуется транс-

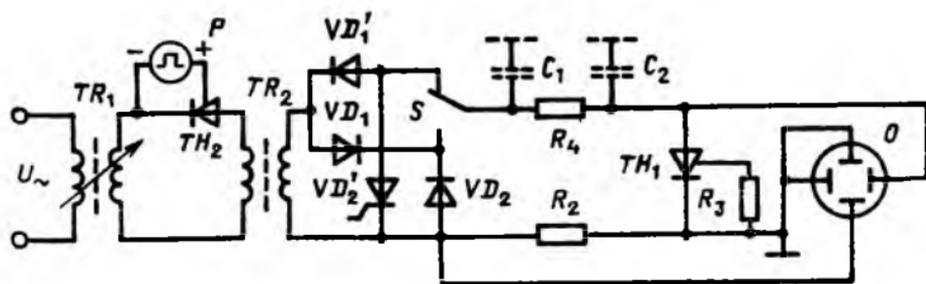


Рис. 7.4. Схема установки для измерения характеристики запираания

форматорами TR_1 и TR_2 и регулируется трансформатором TR_1 . В зависимости от положения ключа S запирается положительная или отрицательная полуволна вторичного напряжения TR_2 с помощью диода VD_1 или VD_1' . Диод VD_2 (соответственно VD_2'), который можно также заменить резистором с подходящим номиналом, предотвращает протекание тока запирающего от VD_1 (VD_1') через контролируемый тиристор TH_1 .

Соответствующая полуволна переменного напряжения через ограничительный R_4 и измерительный R_2 резисторы прикладывается к контролируемому элементу. Мгновенное значение анодно-катодного напряжения контролируемого тиристора, а также напряжение на измерительном сопротивлении представляются на осциллографе O в виде вольт-амперной характеристики.

Благодаря тиристорам TH_2 имеется возможность уменьшить термическую нагрузку на контролируемый тиристор путем использования не каждой, а только второй, третьей и т. д. полуволн переменного сетевого напряжения. Если измерительная установка имеет емкостный характер (C_1 и C_2), которым нельзя пренебречь, через них протекает ток смещения между «массой» установки и опорной точкой вторичной обмотки трансформатора.

На измерительном резисторе R_2 создается напряжение, что искажает результат измерения тока запирающего. Этот эффект можно уменьшить, если в качестве опорной точки вторичной обмотки TR_2 выбрать точку «массы» установки. Однако в этом случае необходимо изолировать контролируемый тиристор от массы установки, а анодно-катодное напряжение измерять с помощью дифференциального усилителя.

Методы определения характеристики запирающего тиристора аналогичны описанным методам измерения характеристики пропускания, когда напряжение на регулируемом трансформаторе TR_1 медленно перестраивается от низких к высоким значениям. При каждом значении амплитуды полуволны напряжения, прикладываемого к контролируемому тиристорам, определяются ток и напряжение с помощью устройства дискретизации, а затем отображаются на x - y -самописце или запоминающем осциллографе.

При измерении запирающего напряжения и заданном токе на тиристор подается питание от регулируемого источника тока. В этом случае измеряется анодно-катодное на-

пряжение. Запирающий ток измеряется аналогичным образом, если использовать источник постоянного напряжения. В зависимости от значений измеряемых токов и напряжений могут применяться либо методы постоянного тока, либо полуволновые методы.

Контроль нагрузочной способности тиристора при подаче одиночного отрицательного или положительного импульса запирающего напряжения можно проводить с помощью установки, схема которой приведена на рис. 7.4. Вспомогательный тиристор TH_2 включается только на одну полуволну питающего напряжения, а форма тока и напряжения на контролируемом тиристоре отображается на запоминающем осциллографе. Длительность импульса определяется частотой сети питающего напряжения и составляет около 10 мс. Если длительность импульсов менее 10 мс, можно использовать установку, схема которой представлена на рис. 7.5.

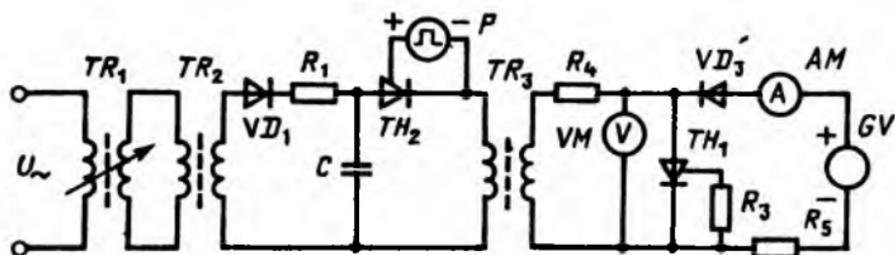


Рис. 7.5. Схема установки для измерения импульсной нагрузочной способности

Импульсный конденсатор C заряжается через диод VD_1 и зарядный резистор R_1 от регулируемого с помощью трансформатора TR_1 напряжения U_0 . При отпирании вспомогательного тиристора TH_2 конденсатор C разряжается через первичную обмотку TR_3 . Амплитуда I_0 и длительность T синусоидального тока в первичной обмотке TR_3 определяются емкостью C_s импульсного конденсатора и индуктивностью L_p первичной обмотки TR_2 :

$$I_0 = U_0 (C_s / L_p)^{1/2} \quad (7.1)$$

и

$$T = (\pi/2) (C_s L_p)^{1/2}. \quad (7.2)$$

Возникающий во вторичной обмотке TR_3 импульс напряжения подается через ограничительный резистор R_4 на контролируемый тиристор TH_1 . Пиковое напряжение измеряют

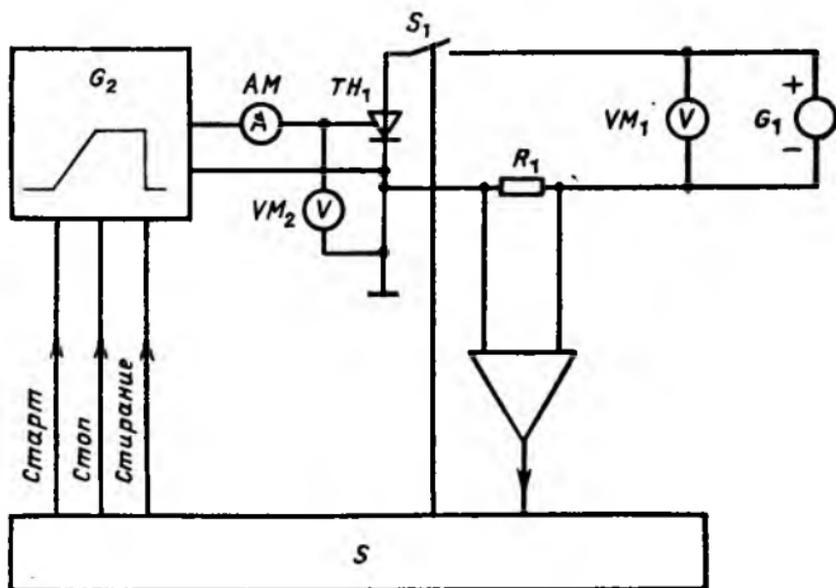
7.3.1.3. Режим отпирания. Вольт-амперную характеристику управляющей цепи в общем случае измеряют с помощью регулируемого источника постоянного напряжения и соответствующих вольтметров, амперметров или x - y -самописца.

Чувствительность тиристора к отпиранию характеризуется током отпирания I_{GT} , соответствующим наименьшему постоянному управляющему току, который вызывает включение тиристора. Отпирающее постоянное напряжение U_{GT} представляет собой напряжение между катодом и управляющим электродом тиристора, вызывающее протекание тока через управляющий электрод (при отключенном аноде). Определенный управляющий ток I_G способствует отпиранию тиристора в том случае, если анодно-катодное напряжение оказывается больше, чем вызванное этим током напряжение опрокидывания U_{BO} . Поэтому в общем случае ток зажигания является функцией анодно-катодного напряжения. Однако в связи с тем, что напряжение опрокидывания в очень узком диапазоне управляющего тока изменяется от нуля до нескольких вольт, достаточно измерить ток зажигания при анодно-катодном напряжении в несколько вольт. Например, в DIN 41787 это напряжение установлено равным 6 В.

Определение тока зажигания проводится на установке постоянного напряжения, у которой цепь нагрузки тиристора состоит из ограничительного резистора и источника анодно-катодного напряжения. Управляющий ток тиристора повышается с помощью регулируемого источника постоянного тока до тех пор, пока тиристор не откроется. Измеренный непосредственно перед отпиранием тиристора управляющий ток и является отпирающим постоянным током управления. Для определения напряжения отпирания необходимо при токе управляющего электрода, равном току отпирания, разомкнуть цепь анодной цепи и измерить напряжение между катодом и управляющим электродом. Оно и будет соответствовать отпирающему постоянному напряжению управления. Принцип работы установки, которая автоматически проводит описанные циклы измерений, показан на рис. 7.7.

Управление процессом измерений производится с помощью ключа S . В начале цикла измерений в качестве анодно-катодного напряжения тиристора TN_1 используется постоянное напряжение источника G_1 . На управляющем электроде TN_1 медленно увеличивается напряжение (начиная

с нулевого уровня), вырабатываемое генератором отпирающего управления G_2 . Для измерения анодно-катодного напряжения служит вольтметр VM_1 , анодный ток измеряется с помощью резистора R_1 . Когда при повышении анодного тока обнаруживается, что контролируемый тиристор открыт,



Р и с. 7.7. Схема установки для измерения тока и напряжения зажигания при постоянном анодно-катодном напряжении

повышение управляющего тока прекращается и ключ S_1 разрывает анодную цепь тиристора. В цепи управления по-прежнему протекает ток, причем его значение равно тому, которое было достигнуто в момент отпирания тиристора. Ток отпирания измеряется в этом случае амперметром AM , а напряжение отпирания — вольтметром VM_2 .

Часто установки для измерения тока и напряжения отпирания конструктивно совмещают с установками для снятия характеристик пропускания методами полуволновой запитки тиристора. В этом случае между анодом и катодом контролируемого тиристора прикладывается не постоянное напряжение, а импульс переменного напряжения, максимальное значение которого U_1 в закрытом состоянии больше анодно-катодного напряжения U_0 , при котором тиристор должен отпираться. Управляющий ток необходимо устанавливать (вручную или с помощью соответствующего устройства управления) таким образом, чтобы отпирание

тиристора происходило, когда переменное напряжение становится равным U_0 (рис. 7.8, а). Схема такой установки представлена на рис. 7.8, б.

Цель нагрузки соответствует устройству, показанному на рис. 7.3, а. Управляющий ток создается с помощью трансформатора с переменной связью ST . Максимальное значение

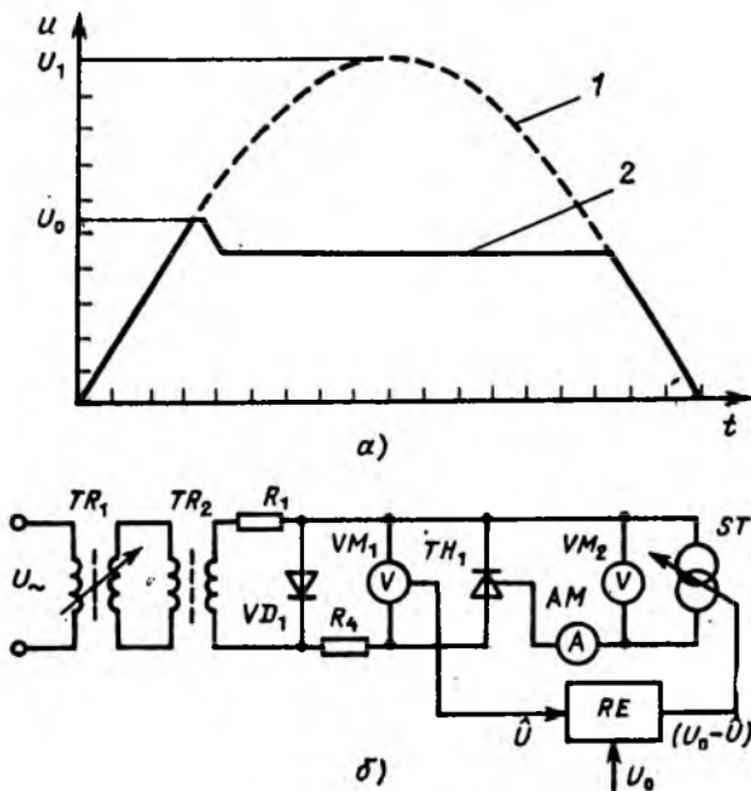


Рис. 7.8. Схема установки для измерения тока и напряжения зажигания при периодическом повышении анодно-катодного напряжения:

1 — без зажигания; 2 — с зажиганием

ние анодно-катодного напряжения измеряется измерителем пикового значения VM_1 и регулируется устройством управления RE . Оно устанавливает связь в трансформаторе ST таким образом, чтобы измеряемое пиковое напряжение было равно ранее установленному значению U_0 . Амперметр измеряет ток отпирания тиристора. Для определения напряжения отпирания отключают цепь нагрузки и измеряют управляющее напряжение вольтметром VM_2 , когда через управляющий электрод протекает ток отпирания $I_{от}$.

7.3.2.1. Режим включения. *Определение характеристик.*

Рассмотрим сначала измерение параметров режима включения тиристора для случая, когда переход из закрытого состояния в открытое вызывается отпирающим импульсным током управления. Оптронные тиристоры можно контролировать аналогичным образом, причем источником управляющего тока служит светодиод, воздействующий световым потоком на светочувствительную часть тиристора. Для определения помехозащищенности, кроме того, часто требуется измерять с помощью соответствующей установки критическую скорость нарастания напряжения $(dU/dt)_{кр}$, превышение которой ведет к ложному зажиганию тиристора вследствие тока смещения, протекающего через пространственно-распределенную емкость запертого $p-n$ -перехода.

Режим включения при отпирающем токе управления и, следовательно, форма тока и напряжения на тиристоре до установления стационарного значения зависят как от тиристора, так и от параметров цепи нагрузки и управляющей цепи. В общем случае для контроля режима включения тиристора применяется установка, принцип работы которой показан на рис. 7.9, а. В частных случаях контроль проводится с помощью модифицированных установок, позволяющих максимально учитывать условия применения и целевое назначение контролируемого элемента, например, путем последовательного включения при испытаниях нескольких элементов.

Во время положительной полуволны вторичного напряжения трансформатора TR_2 конденсатор C заряжается через диод VD_1 и зарядный резистор R_1 до напряжения U_0 . Трансформатор TR_2 преобразует переменное напряжение сети до напряжения, необходимого для заряда конденсатора C . Требуемого значения напряжения U_0 добиваются с помощью регулируемого трансформатора TR_1 . Во время отрицательной полуволны вторичного напряжения TR_2 контролируемый тиристор TH_1 отпирается управляющим импульсом от генератора P и конденсатор C разряжается через контролируемый элемент, индуктивность L и резистор R_2 , составляющие цепь нагрузки. Импульсный генератор P работает синхронно с частотой сети и вырабатывает поджигающий импульс с необходимыми для целей измерений амплитудой, скоростью нарастания и длительностью.

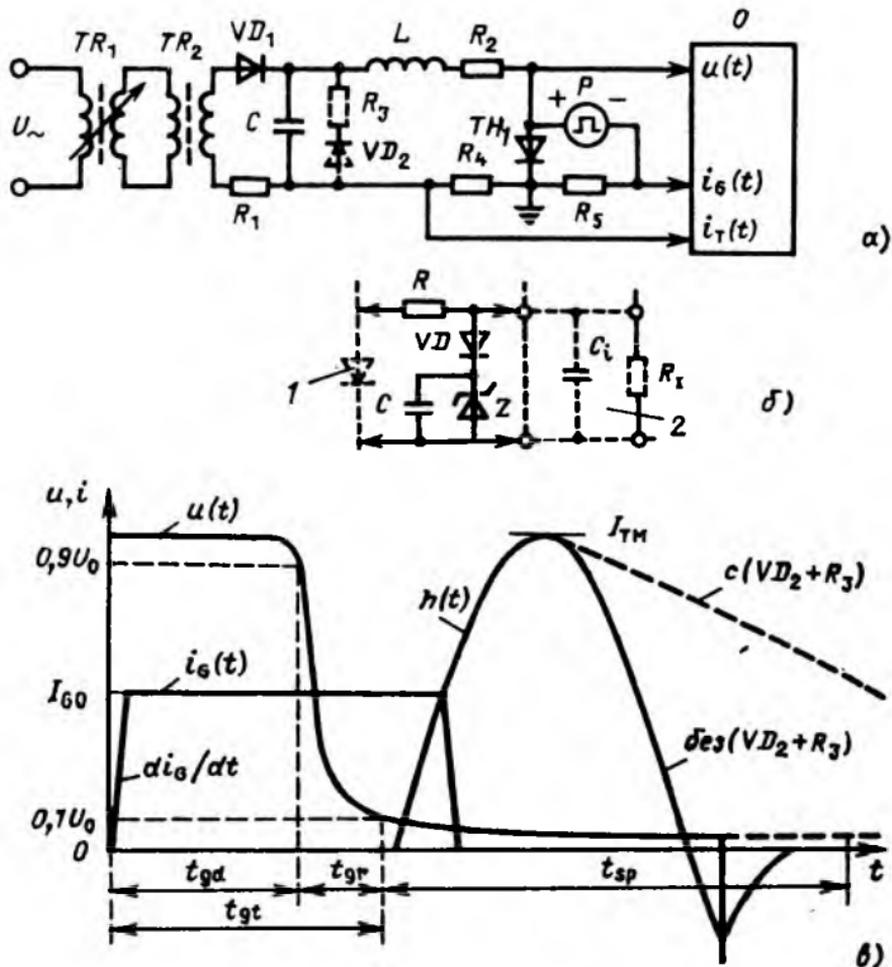


Рис. 7.9. Схема установки для измерения времени задержки зажигания, времени установления и времени распространения (а), схема делителя напряжения для измерения напряжения при определении времени распространения (б) и типовые характеристики анодно-катодного напряжения $U(t)$, управляющего тока $i_G(t)$ и анодного тока $i_T(t)$ тиристора:

1 — контролируемый тиристор; 2 — усилитель

С целью уменьшения нагрузки на контролируемый элемент, а также трансформаторы TR_1 и TR_2 отпирание тиристора можно проводить для каждой второй, третьей и т. д. отрицательных полуволн напряжения. Резисторы R_4 и R_5 служат для измерения тока нагрузки и управляющего тока. Характеристики анодно-катодного напряжения $u(t)$, анодного тока $i_T(t)$ и управляющего тока $i_G(t)$ представляются в соответствующей форме на экране многолучевого осциллографа O .

На рис. 7.9, в представлены типовые зависимости $u(t)$, $i_T(t)$ и $i_G(t)$ при включении тиристора совместно с важнейшими характеристиками процесса отпирания. Момент времени $t=0$ соответствует случаю, когда к тиристорному приложено запирающее напряжение U_0 и управляющий ток начинает увеличиваться со скоростью di_G/dt , достигая в конце концов предельного значения I_{G0} . Все характерные для процесса отпирания тиристора времена относятся к моменту времени, когда управляющий ток достигает 10 % своего предельного значения.

Первый временной интервал процесса отпирания характеризует время задержки включения, в течение которого в цепи нагрузки контролируемого тиристора протекает ток, имеющий порядок отпирания тока управления, и анодно-катодное напряжение остается практически постоянным. Через время t_{gd} начинается возрастание тока нагрузки, протекающего через тиристор, что приводит к уменьшению анодно-катодного напряжения. Это снижение анодного напряжения характеризуется временем установления t_{gr} , в течение которого напряжение $u(t)$ уменьшается с 90 до 10 % своего первоначального значения.

В течение времени t_{gr} напряжение на тиристоре настолько мало, что ток нагрузки определяется только параметрами цепи нагрузки. Конденсатор C , заряженный до напряжения U_0 , образует совместно с индуктивностью L и резистором R_2 последовательный колебательный контур, ток в котором имеет форму затухающих синусоидальных полу-волн

$$i_T(t') = \frac{U_0}{\omega L} \sin(\omega t') \exp\left(-\frac{R_2 + R_1}{2L} t'\right) \quad (7.4)$$

с частотой

$$\omega = \left(\frac{1}{LC} - \frac{R_2^2}{4L^2}\right)^{1/2}, \quad (7.5)$$

где $t' \approx t_{gt} = t_{gd} + t_{gr}$; t_{gt} — время зажигания.

В случае незатухающих колебаний ($R_2 + R_4 = 0$) максимальное значение I_{TM} тока нагрузки определяется из условия, что в тот момент, когда ток достигает максимума, первоначально запасенная в конденсаторе C энергия полностью переходит в магнитное поле катушки L , следовательно,

$$\frac{1}{2} CU_0^2 = \frac{1}{2} LI_{TM}^2. \quad (7.6)$$

Потерями энергии в тиристоре при этом пренебрегают. По окончании положительной полуволны тока через тиристор конденсатор C вновь заряжается до напряжения U_0 , но уже обратной полярности по сравнению с началом процесса отпирания. Если контролируемый тиристор переходит при появлении обратного импульса тока в запертое состояние, это напряжение нагружает его в обратном направлении и, кроме того, приводит к высоким потерям отключения.

Для предотвращения подобной ситуации можно исключить отрицательный заряд конденсатора C с помощью диода VD_2 . В этом случае последовательно с диодом иногда включается резистор R_3 . Максимальное значение тока определяется тогда резисторами R_2 , R_4 и R_3 , а также последовательно включенной с ними индуктивностью L , а его уменьшение происходит по экспоненте:

$$i_T(t'') = I_{TM} \exp\left(-\frac{R_2 + R_3 + R_4}{L} t''\right), \quad (7.7)$$

где t'' — время, отсчитываемое от точки, соответствующей максимуму тока нагрузки.

Энергия, первоначально запасенная в электрическом поле конденсатора C и переходящая затем в магнитное поле катушки L , преобразуется в резисторах R_2 , R_4 и R_3 в тепло.

Когда напряжение на тиристоре снижается до 10 % своего первоначального значения, процесс отпирания не прекращается. Напротив, он длится еще относительно долго, пока напряжение не снизится до установившегося значения напряжения пропускания U_T . Причиной этого является относительно низкая скорость распространения процесса отпирания от управляющего электрода на всю площадь катода. Поскольку речь идет об асимптотическом процессе, время t_{sp} (рис. 7.9, в), характеризующее его, определить достаточно сложно. На практике оно может задаваться, например, как время, в течение которого анодно-катодное напряжение достигнет двойного значения стационарного напряжения пропускания. Это время часто называют временем распространения отпирания.

Время задержки отпирания, время установления, время распространения. Время задержки отпирания согласно стандарту DIN 41784 представляет собой интервал между моментом достижения импульсом тока отпирания 10 % своего предельного значения I_{G0} и моментом уменьшения анодно-катодного напряжения до 90 % своего выходного значения. Это определение не совсем строгое и используется преимущественно

ественно в тех случаях, когда контролируемые тиристоры должны включаться последовательно. Для других применений, например параллельного включения нескольких тиристоров, руководствуются, оценивая время задержки отпирания и время установления, выражением $i_T(t)$. В этом случае имеет смысл определять время задержки отпирания t_{gd} как время от начала импульса тока отпирания до достижения током нагрузки значения, равного 10 % его предельного значения.

Измерение значения t_{gd} производится с помощью изображенных на осциллографе кривых $i_T(t)$ и $U(t)$. Время задержки отпирания в значительной степени зависит от скорости нарастания и предельного значения импульса тока отпирания, а также от параметров цепи нагрузки и напряжения U_0 . Согласно стандартам DIN 41787 и DIN 41784 значение U_0 должно составлять $1/2 U_{DRM}$. Длительность импульса тока отпирания прямоугольной формы со временем нарастания фронта менее 0,5 мкс должна быть больше по крайней мере в два раза, чем ожидаемое время задержки отпирания. Само время задержки отпирания задается в основном для определенного управляющего тока I_{G0} (от 1 до 6 А), что приводит к сильной перегрузке контролируемого тиристора. Максимальный ток нагрузки не должен превышать 0,1 граничного значения длительного тока тиристора. Цепь нагрузки не должна носить существенного индуктивного характера, чтобы выполнялось условие $L/R = 2 t_{gd}$. Постоянную времени цепи R_2-C выбирают так, чтобы она была значительно больше по сравнению с длительностью процесса отпирания.

Время установления t_{gr} и время t_{gt} измеряют по нарастанию тока нагрузки аналогичным образом. Параметры цепи нагрузки и управляющей цепи в стандартах DIN не установлены. Их следует выбирать, исходя из целей испытаний.

При измерении времени распространения отпирания, в течение которого анодно-катодное напряжение в установке, показанной на рис. 7.9, а, уменьшается до удвоенного значения стационарного напряжения установления, начальное напряжение процесса отпирания U_0 в ряде случаев может составлять несколько тысяч вольт. Это напряжение подается через входной делитель напряжения на пластины осциллографа. С другой стороны, при определении времени распространения отпирания необходимо измерять также напряжения порядка нескольких вольт. Для большинства

осциллографов их входные усилители не обладают таким динамическим диапазоном. На рис. 7.9, б показан делитель напряжения, который подключается перед входным усилителем осциллографа. Если напряжение на входе осциллографа больше 10 В, происходит его ограничение с помощью полупроводникового стабилитрона Z (диода Зенера) на уровне 10 В [7.12]. Если же напряжение $U(t)$ меньше 10 В, то диод VD на входе осциллографа закрыт и анодно-катодное напряжение не ограничивается.

Критическая скорость нарастания тока. Время установления t_{gt} тиристора, измеряемое по изменению его тока нагрузки, определяется в значительной мере также параметрами элементов, составляющих цепь нагрузки. Если в начале нарастания тока в тиристоре, находящемся в открытом состоянии, задействована только малая часть площади катода и при этом нарастание тока нагрузки происходит быстрее, чем распространяется ток отпирания на всю площадь катода, то нагрузка на открытую площадь катода сильно увеличивается, что может привести к разрушению тиристора.

По этой причине для некоторых типов тиристорov задается максимальное значение скорости нарастания тока $(di/dt)_{кр}$, при которой тиристор еще может функционировать без повреждений. Значение составляющей тока, приводящей к разрушению тиристора, определяется только путем проведения испытаний с использованием методов разрушающего контроля. Поэтому в рамках обеспечения качества элементов с помощью контроля и испытаний можно лишь констатировать, выдерживает ли определенный элемент установленные в его техническом паспорте нагрузки по параметру di/dt без повреждений, причем эти нагрузки обычно существенно ниже тех, которые приводят к разрушению элемента.

Контроль нагрузочной способности элемента по di/dt проводится с помощью установки, схема которой приведена на рис. 7.9, а, при максимально допустимой температуре запирающего слоя элемента, синусоидально возрастающей и экспоненциально спадающей полуволнах тока нагрузки. Причем максимальное значение тока I_{TM} принимается равным утроенному значению допустимого граничного длительного тока I_{TAV} . Скорость нарастания тока рассчитывается по формуле

$$di_T/dt = 0,5I_{TM}/t_1,$$

где t_1 — время, в течение которого ток i_T возрастает до $0,5 I_{TM}$.

Определение значений I_{TM} и di_T/dt происходит на основе известных параметров элементов цепи нагрузки L и C . Контроль в большинстве случаев осуществляется с частотой повторения процесса отпирания, равной 50 Гц, без подключения схемных элементов $R - C$ и при заданных условиях для управляющей цепи. Запирающее напряжение непосредственно перед отпиранием тиристора должно составлять $2/3$ максимально допустимого периодического пикового запирающего напряжения. Для установления работоспособности тиристора после контроля критической скорости нарастания тока можно провести последующую проверку характеристик отпирания или запираания.

Высокопроизводительные методы для наблюдения распространения отпирания и определения нагрузочной способности к параметру di/dt , применение которых ограничивается, правда, лабораторными исследованиями и надлежащим образом препарированными тиристорными пластинами, заключаются в использовании инфракрасного рекомбинированного излучения для наблюдения процессов отпирания в тиристорах с помощью соответствующих установок. Детально эти методы рассмотрены, например, в [7.13].

Критическая скорость нарастания напряжения. Если к тиристорному, находящемуся в закрытом состоянии, приложить быстро возрастающее анодное напряжение, то зарядный ток, протекающий через емкость запирающего слоя закрытого $p - n$ -перехода, может достигнуть такого значения, что возникает самопроизвольное отпирание тиристора раньше, чем будет достигнуто максимальное напряжение блокировки. Максимальная скорость нарастания напряжения, при которой тиристор еще не переключается из запертого состояния в проводящее без управляющего импульса, называется критической скоростью нарастания напряжения $(du/dt)_{кр}$. Ее значение зависит от формы возрастающего напряжения, его начального и конечного значений, температуры и монтажа вывода управляющего электрода.

Если перед возрастанием напряжения в течение короткого времени протекает ток нагрузки, величина $(du/dt)_{кр}$ зависит, кроме того, от значения этого тока, крутизны перехода тока через нулевой уровень при его отключении, времени между размыканием тока нагрузки и началом нарастания напряжения. Задание значения $(du/dt)_{кр}$ происходит в основном для случая, когда предшествующий им-

пульс тока нагрузки так далеко отстоит от последующего импульса, что не оказывает влияния на $(du/dt)_{кр}$. Случай, когда возрастание напряжения в направлении блокировки происходит сразу после предшествующего импульса тока нагрузки, входит в понятие времени восстановления (см. п. 7.3.2.2)

Измерение критической скорости нарастания напряжения осуществляется при возрастании анодного напряжения по линейному (рис. 7.10, а, кривая В) либо по экспоненци-

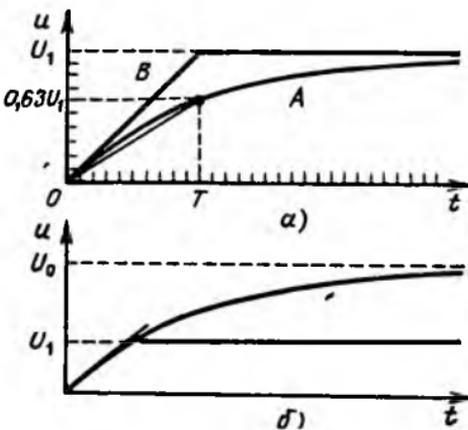


Рис. 7.10. Форма кривой анодно-катодного напряжения при измерении критической крутизны напряжения (а) и создание приблизительно линейно возрастающего напряжения из экспоненциально возрастающего напряжения (б)

альному (кривая А) закону. Возрастание напряжения происходит от нуля до $2/3$ максимально допустимого периодического пикового запирающего напряжения. При экспоненциально возрастающем напряжении, изменяющемся по закону $U(t) = U_1(1 - \exp(-t/T))$, скорость возрастания напряжения задается в виде $(du/dt) = 0,632U_1/T$. Схема, характеризующая принцип работы установки для измерения критической скорости возрастания напряжения при экспоненциально возрастающем напряжении, показана в верхней части рис. 7.11, а.

Во время отрицательной полуволны напряжения сети заряжается конденсатор C_1 через диод VD_1 и резистор R_1 от регулируемого трансформатора TR_1 до напряжения U_1 . В течение следующей положительной полуволны переменного напряжения тиристор TY_1 отпирается и конденсатор C_1 разряжается через резистор R_2 на конденсатор C_2 . Если емкость конденсатора C_1 значительно больше емкости конденсатора C_2 , напряжение на C_2 возрастает экспоненциально до U_1 с постоянной времени $T = R_2C_2$. Резистор R_4 предназначен для ограничения тока тиристора в случае, когда возрастание напряжения приводит к отпираанию кон-

тролируемого тиристора. С помощью тиратрона TU_2 можно разряжать конденсатор C_2 перед отпиранием тиратрона TU_1 . Скорость возрастания напряжений устанавливается путем выбора соответствующих значений R_2 и C_2 . Она повышается до тех пор, пока не возникает самопроизвольного отпирания тиристора. Возрастание напряжения на кон-

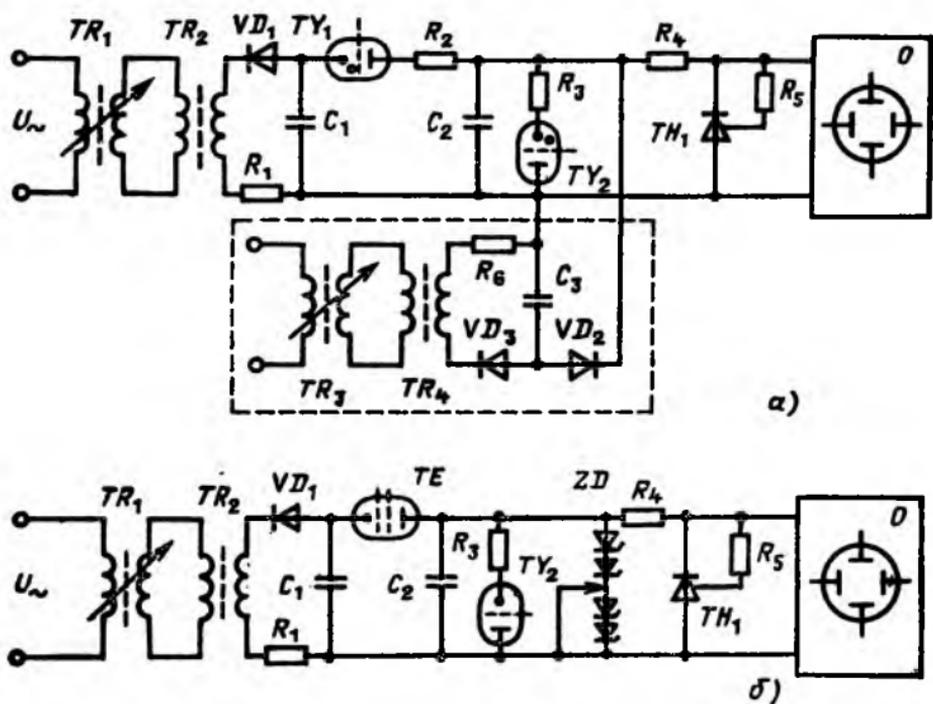


Рис. 7.11. Схемы установок для измерения критической крутизны напряжения при экспоненциально возрастающем напряжении (без обведенной штрихпунктиром части) или приблизительно линейно возрастающем напряжении (с обведенной штрихпунктиром частью) (а) и критической крутизны напряжения при линейно возрастающем напряжении (б)

тролируемом тиристоре наблюдают по осциллографу O . Скорость возрастания напряжения, превышающая критическую, способствует отпиранию контролируемого тиристора, что определяется на экране осциллографа в виде резкого падения напряжения на контролируемом тиристоре.

Для получения максимально точного возрастания напряжения (по экспоненциальному закону) необходимо при создании измерительной установки обеспечить выполнение условия $C_1 \gg C_2$ и добиться того, чтобы цепь разряда конденсатора C_2 , состоящая из R_2 , C_2 и TU_1 , имела минималь-

ный индуктивный характер. В конце, постоянная времени цепи, состоящей из резистора R_4 и емкости запирающего слоя контролируемого тиристора, должна быть значительно меньше постоянной времени цепи $R_2 - C_2$. Если же емкость запирающего слоя тиристора сравнима по значению с C_2 , постоянная времени T определяется суммой этих емкостей, а возможно, и емкостями выводов схемы.

Линейно возрастающее напряжение может генерироваться экспоненциальным напряжением U_0 при $U_1 < U_0$ (см. рис. 7.10, б). Так, если $U_1 \leq 0,4U_0$, то отклонение экспоненциальной кривой от линейной зависимости составляет не более 10%. Возрастающее напряжение при измерении данной функциональной характеристики создается на установке, схема которой показана на рис. 7.11, а (ограничена штрихпунктирной линией).

Экспоненциально возрастающее напряжение определяется напряжением U_0 на трансформаторе TR_1 , а также R_2 и C_2 . Конденсатор C_3 , емкость которого существенно больше емкости конденсатора C_1 , заряжается через резистор R_6 и выпрямительный диод VD_3 до напряжения U_1 , устанавливаемого с помощью регулируемого трансформатора TR_3 . До тех пор, пока экспоненциальное напряжение, прикладываемое к контролируемому тиристоры после отпирания тиратрона TU_1 , меньше напряжения U_1 , диод VD_2 закрыт и на процесс заряда конденсатора C_2 не влияет напряжение на конденсаторе C_3 . Однако как только напряжение на C_2 превысит напряжение на C_3 более чем на 1 В, диод открывается. Поскольку емкость конденсатора C_3 много больше емкости конденсаторов C_1 и C_2 , при разряде конденсатора C_1 напряжение U_1 изменяется незначительно. На практике в конструкции измерительной установки предусмотрена для конденсатора C_3 дополнительная цепь разряда. Кроме того, следует иметь в виду, что влияние емкости запирающего слоя диода VD_2 незначительно, поскольку она включена параллельно C_2 .

Схема установки, которая позволяет создавать идеальное линейно изменяющееся напряжение, показана на рис. 7.11, б.

Заряженный до напряжения $U_0 > U_1$ импульсный конденсатор C_1 разряжается через конденсатор C_2 постоянным током I_0 . Возрастание напряжения на C_2 происходит по закону $U(t) = I_0 C_2 t$. Регулирование тока I_0 производится с помощью элемента, имеющего соответствующую вольт-амперную характеристику (например, тетрод TE или ус-

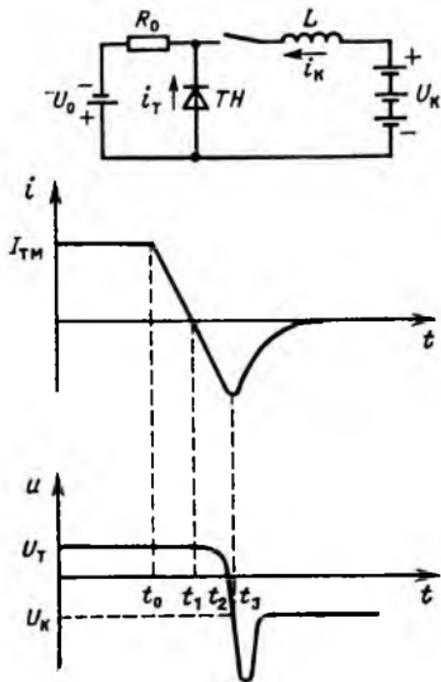


Рис. 7.12. Принцип работы установки для включения тиристора (схема коммутации), а также характеристики основного тока и основного напряжения тиристора

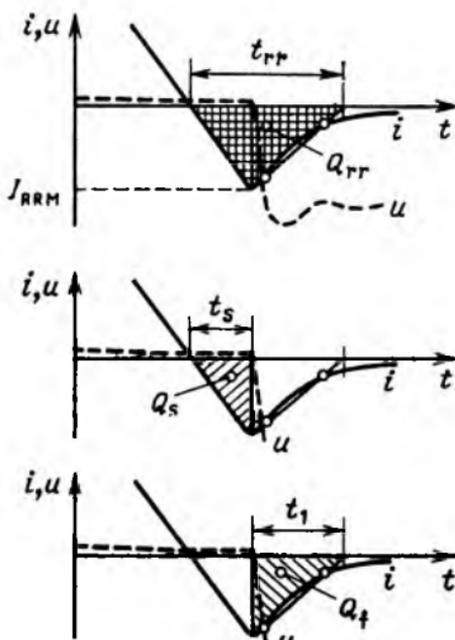


Рис. 7.13. Определение характеристик режима выключения тиристора

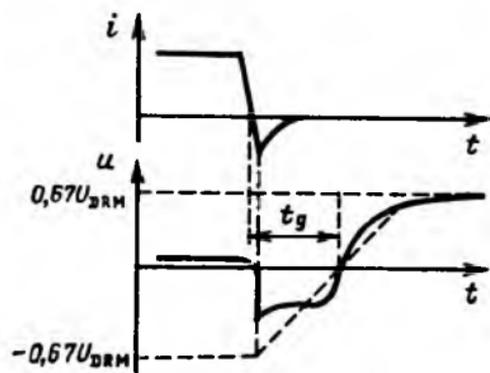


Рис. 7.14. Определение времени восстановления

тановка на биполярных и МОП-транзисторах). Прекращение процесса заряда C_2 по мере достижения на нем напряжения U_1 осуществляется благодаря наличию стабилитронов ZD , регулируемых по напряжению.

7.3.2.2. Режим выключения. *Определения и характеристики.* Если не рассматривать выключаемые тиристоры, мощные тиристоры можно отключить только путем подключения параллельно

тиристоры цепи для уменьшения тока, протекающего через него, до такого значения, пока тиристор не перейдет в запертое состояние (перекоммутирование тока нагрузки). На рис. 7.12 представлены схема такого коммутирующего

устройства, а также типовые характеристики напряжения и тока при выключении тиристора.

Сначала через последовательно переключаемый тиристор протекает постоянный ток I_{TM} , обусловленный напряжением U_0 . Напряжение на тиристоре равно вызываемому этим током стационарному напряжению пропускания. В момент выключения t_0 параллельно тиристору подключается источник напряжения, создающий коммутируемое напряжение U_K , имеющее обратное направление. Последовательно с источником U_K включается индуктивность L . Это напряжение в соответствии с законом Кирхгофа для коммутируемой цепи

$$U_T(t) + U_K - L(di_K/dt) = 0 \quad (7.8)$$

приводит к возрастанию обратного тока i_K через тиристор. Скорость изменения тока определяется по формуле

$$di_K/dt = (U_K - U_T(t))/L. \quad (7.9)$$

Основной ток через тиристор уменьшается относительно начального значения I_{TM} со скоростью $di_T/dt = -di_K/dt$. Если коммутируемое напряжение существенно больше, чем напряжение пропускания тиристора, крутизна коммутации основного тока определяется главным образом только значениями U_K и L .

Уменьшение основного тока происходит чаще всего так быстро, что, если ток в момент времени t_1 достигает нуля, плотность носителей зарядов не успевает вследствие рекомбинации достигнуть установившегося значения. Поэтому ток через тиристор может протекать и в отрицательном направлении. Этот обратный ток, приводящий к уменьшению числа свободных носителей зарядов, протекает до тех пор, пока плотность носителей зарядов уменьшится настолько, что на переходе эмиттер — база появится запирающая зона пространственного заряда. С этого момента (t_2) на тиристоре создается отрицательное запирающее напряжение.

Обратный ток протекает через тиристор до тех пор, пока есть необходимость в создании зоны пространственного заряда при повышенном запирающем напряжении. Если в момент t_3 запирающее напряжение приблизительно равно напряжению коммутации, обратный ток начинает уменьшаться, возвращаясь к нулю. Возникающее при этом положительное значение di_T/dt приводит к тому, что на индуктивности L создается импульс напряжения, который

складывается с напряжением коммутации. Поэтому воздействующее на тиристор напряжение может значительно превысить допустимое отрицательное запирающее напряжение, что иногда приводит к разрушению тиристора. Для подавления этого пика напряжения часто параллельно тиристорному подключается RC -цепь.

После того, как обратный ток прекращается, к тиристорному прикладывается положительное запирающее напряжение. Тиристор еще не полностью отключен, поскольку между запертыми $p-n$ -переходами находится остаток свободных носителей зарядов, которые могут исчезнуть только в результате рекомбинации. Лишь после окончания так называемого времени восстановления, когда плотность свободных носителей зарядов снижается до критического значения, при повторном приложении положительного запирающего напряжения наступает полное отключение тиристора.

Важнейшие характеристики режима выключения тиристора представлены на рис. 7.13. Интервал между моментами времени, в которых ток, изменяющий свое направление от прямого к обратному, проходит через нуль, а обратный ток уменьшается до заданного значения относительно пикового значения I_{RRM} или его экстраполированное значение достигнет нулевого уровня, называется временем обратного восстановления t_{rr} . Общий заряд, протекающий за это время через тиристор, называют зарядом обратного восстановления Q_{rr} . Время нарастания обратного восстановления t_s характеризует интервал между моментами перехода тока нагрузки через нуль и следующего за ним перехода через нуль напряжения тиристора, а освобожденные в течение этого времени заряды — заряд за время нарастания Q_s .

Время от момента перехода напряжения через нуль до конца времени задержки запирающего называется временем спада обратного тока восстановления t_f , а освобожденные в течение этого времени заряды — зарядом за время спада Q_f . Время выключения t_q — это минимальное время между моментами перехода через нуль коммутируемого основного тока и повторяющегося положительного запирающего напряжения определенной амплитуды, которое необходимо для предотвращения повторного выключения тиристора (см. рис. 7.14).

Большинство указанных характеристик в значительной степени зависят от условий, в которых они измеряются.

Особенно сильно на результат измерений влияют амплитуда и длительность предусмотренного для коммутации тока пропускания, скорость коммутации, а также амплитуда отрицательного запирающего напряжения и температура. Длительность тока нагрузки должна быть достаточно велика, чтобы тиристор к началу процесса выключения полностью переключился. Необходимо задать также параметры защитной RC -цепи и цепи управляющего электрода. При определении времени восстановления имеет значение, кроме того, характер изменения повторяющегося положительного возрастания напряжения и его предельное значение. Кроме того, находит применение и отрицательное запирающее напряжение, которое после переключения определенное время остается равным -100 В, а затем возрастает по экспоненте до $2/3$ максимально допустимого положительного пикового напряжения (U_{DRM}) (сплошная кривая на рис. 7.14). Возможно применение и линейно возрастающего повторяющегося напряжения (штрихпунктирная кривая на рис. 7.14).

Пиковый обратный ток, время задержки запираения, заряд задержки запираения. Измерения описанных характеристик, исключая время восстановления, производятся на установке, схема которой приведена на рис. 7.12, при определении каждой характеристики оценивается форма тока и напряжения на контролируемом элементе по осциллографу. Измеряемые величины могут определяться автоматически с помощью работающих аналогично электронных установок, таких как интегральный и дифференциальный усилители, измеритель пиковых значений. Цифровое определение измеряемых величин путем дискретизации значений тока, напряжения и последующая обработка этих измеренных значений с помощью ЭВМ описаны, например, в [7.14]. Схема измерительной установки, соответствующая схеме, показанной на рис. 7.12, представлена на рис. 7.15, а.

Импульс тока нагрузки через контролируемый тиристор TH_1 генерируется таким же образом, как и в установке для контроля режима включения, с помощью разряда конденсатора C_1 , предварительно заряженного до напряжения U_1 . Разряд начинается при включении контролируемого тиристора. Как только ток нагрузки достигает своего пикового значения I_{TM} , параллельно контролируемому тиристорам подключается цепь коммутации. Цепь коммутации представляет собой конденсатор C_2 , заряженный до

напряжения U_2 , и индуктивность L_2 , подключение которой происходит путем включения тиристора TH_2 .

Форма тока нагрузки определяется с помощью измерительного резистора R_4 . Напряжение с R_4 и катода контролируемого тиристора подается на осциллограф O или дру-

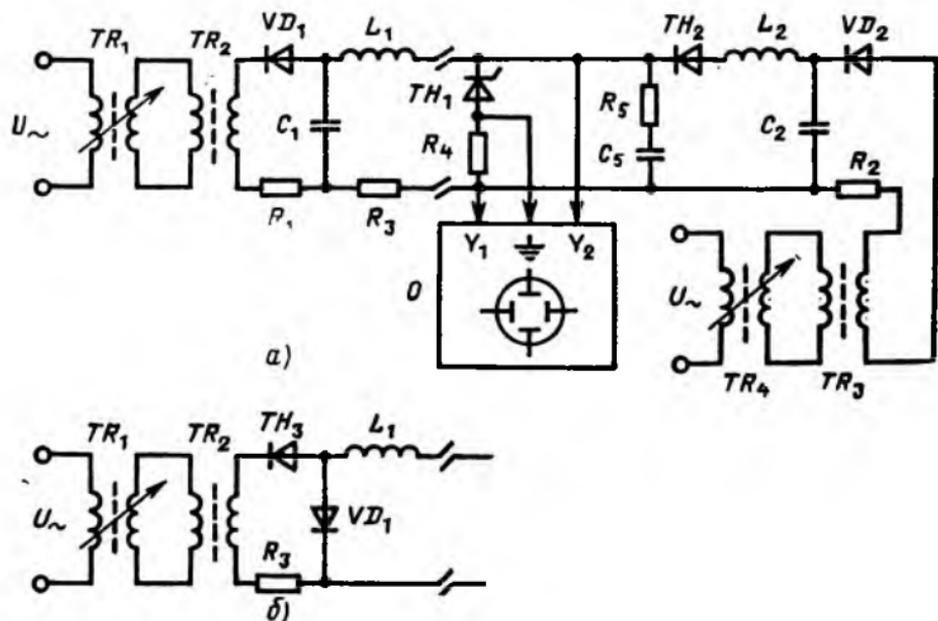


Рис. 7.15. Схема установки для измерения пика обратного тока, времени задержки запирания и заряда задержки запирания с генерацией начального тока с помощью разряда импульсного конденсатора (а) или токового трансформатора (б)

гую электронную установку для оценки формы тока и напряжения. Защитная цепь $R-C$, состоящая из резистора R_2 и конденсатора C_5 , служит для подавления отрицательного пика напряжения. Ее нельзя подключать непосредственно между анодом и катодом контролируемого тиристора, поскольку ток через эту цепь мешает измерению тока тиристора. Амплитуда тока нагрузки, а также время его нарастания до пикового значения определяется параметрами C_1 , L_1 , R_3 и напряжением на C_1 , а крутизна коммутирования — параметрами L_2 , C_2 и напряжением U_2 . С целью обеспечения приблизительно линейного тока коммутации через тиристор необходимо выбирать пиковое значение синусоидального тока коммутации значительно большим, чем ток нагрузки.

Вместо разряда конденсатора для создания начального тока нагрузки тиристора можно использовать токовый

трансформатор. Соответствующая схема цепи начального тока представлена на рис. 7.15, б. Во время отрицательной полуволны напряжения на вторичной обмотке токового трансформатора TR_2 включается тиристор TH_3 и начальный ток протекает через контролируемый тиристор TH_1 . Амплитуда и скорость нарастания начального тока определяются в основном амплитудой напряжения на вторичной обмотке TR_2 , индуктивностью L и номиналом резистора R_3 . Тиристор цепи коммутации TH_2 включается в тот момент, когда наступает пик тока нагрузки.

Время восстановления. Для измерения времени восстановления необходимо создавать на контролируемом тиристоре начальный ток нагрузки, коммутировать его, а также прикладывать к контролируемому тиристору в течение выбранного времени сначала отрицательное запирающее, а затем возрастающее положительное напряжение. На рис. 7.16 приведена схема соответствующей измерительной установки.

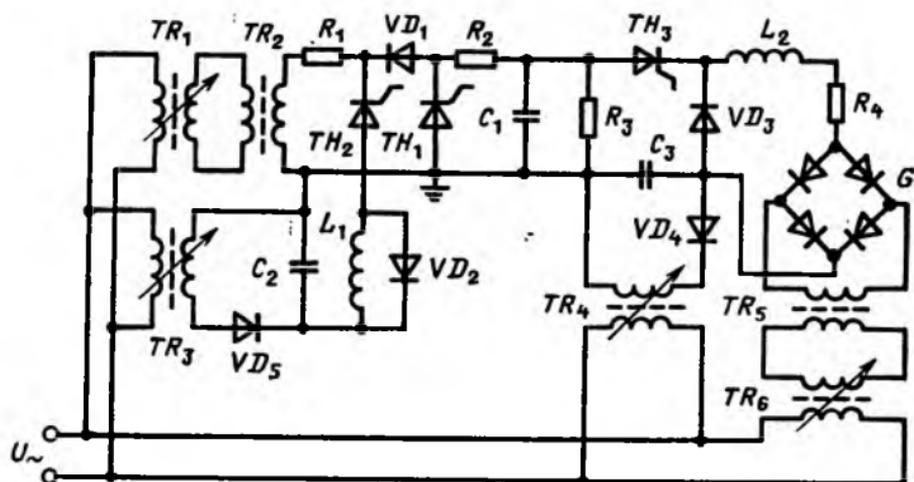


Рис. 7.16. Схема установки для измерения времени восстановления с независимо регулируемыми параметрами

Начальный ток через контролируемый тиристор TH_1 определяется напряжением на трансформаторе TR_2 и номиналом резистора R_1 . Включение начального тока через контролируемый тиристор происходит сразу же после прохождения максимума отрицательной полуволны напряжения на TR_2 . По окончании импульса тока необходимой длительности ток через контролируемый тиристор и диод VD_1

коммутируется параллельной цепью, состоящей из TH_2 , L_1 и C_2 . Конденсатор C_2 заряжается перед началом измерений напряжением трансформатора TR_3 через диод VD_5 до напряжения коммутации U_2 .

По достижении максимального значения обратного тока в L_1 возникает пик напряжения, который срезается диодом VD_2 . После того, как обратный ток через контролируемый тиристор уменьшается, остаточное напряжение на C_2 прикладывается к тиристорному как отрицательное запирающее напряжение. При достаточно большой емкости конденсатора C_2 это напряжение незначительно отличается от напряжения U_2 . Через резистор R_2 запирающее напряжение на тиристоре одновременно прикладывается к конденсатору C_1 . Чтобы определяемое конденсатором C_2 изменение напряжения на контролируемом тиристоре могло происходить за время задержки меньше 1 мкс, постоянная составляющая цепи $R_2 - C_1$ должна быть меньше 1 мкс.

Для генерации повторного положительного напряжения конденсатор C_1 заряжается постоянным током с момента времени, начинающегося после выключения контролирующего тиристора. Зарядный ток конденсатора создается с помощью напряжения на трансформаторе TR_5 и протекает сначала только по цепи, образованной выпрямительным мостом G , резистором R_4 , индуктивностью L_2 и диодом VD_3 . При подключении повторного положительного возрастающего напряжения этот ток переключается через открытый тиристор TH_3 и диод VD_3 в последовательно включенную цепь, состоящую из C_1 и C_3 .

Конденсатор C_3 , емкость которого должна быть существенно больше емкости C_1 , заряжается от регулируемого отрицательного напряжения на TR_4 через диод VD_4 . Ток трансформатора TR_5 , сохраняющийся благодаря наличию индуктивности L_2 приблизительно постоянным, заряжает конденсатор C_1 (создавая при этом линейно возрастающее напряжение на тиристоре TH_1) до тех пор, пока C_1 не зарядится до того же напряжения, что и конденсатор C_3 . После этого ток снова протекает через диод VD_3 и напряжение на C_1 остается постоянным.

Если при повторном положительном повышении напряжения еще не все носители зарядов в тиристоре TH_1 исчезли, в нем появляется дополнительный ток, протекающий также через защитный резистор R_2 и уменьшающий количество этих зарядов. В ряде случаев этот ток искажает

зарядный ток конденсатора C_1 . Чтобы это не приводило к искажению закона возрастания напряжения на конденсаторе C_1 , предусмотрено дополнительное управление зарядным током конденсатора C_1 . Если происходит включение тиристора TH_1 в ходе повторного повышения напряжения на нем, возникающий ток ограничивается резистором R_2 , что предотвращает разрушение контролируемого тиристора вследствие резкого возрастания тока. Резистор служит для разряда C_1 в том случае, когда во время положительного повышения напряжения не происходит включения тиристора. Протекающий через этот резистор ток меньше, чем ток блокировки тиристора TH_3 , потому что он должен надежно выключаться при заряде C_1 .

Измерение времени восстановления происходит путем периодического повторения циклов нагрузки тиристора начальным током, отрицательным запирающим и повторным положительным возрастающим напряжением. Причем время запрета для тиристора медленно уменьшается от относительно большого исходного значения до такого значения, при котором контролируемый тиристор включается при повторной положительно возрастающей нагрузке. Наблюдение процесса задержки и определение процесса восстановления осуществляется по осциллографу, позволяющему контролировать форму тока и напряжения.

Описываемая измерительная установка отличается тем, что различные влияющие на результат измерений параметры несущественно зависят друг от друга и могут варьироваться в широких пределах: амплитуда начального тока нагрузки устанавливается с помощью трансформатора TR_1 и резистора R_1 , его длительность зависит от момента включения тиристора TH_2 . Отрицательное запирающее напряжение определяется регулируемым с помощью TR_3 напряжением на конденсаторе C_2 , крутизна коммутирования начального тока — кроме этого напряжения, еще и индуктивностью L_1 . Длительность отрицательной запирающей нагрузки устанавливается моментом включения TH_3 , а крутизна повторного повышения напряжения — емкостью конденсатора C_1 и током заряда, определяемым TR_5 , TR_6 и R_4 . Максимальное значение повторного дополнительного запирающего напряжения определяется трансформатором TR_4 . Недостатком установки, показанной на рис. 7.15, являются относительно большие схемные затраты.

На рис. 7.17 приведена схема установки, требующая меньших затрат на ее реализацию. Однако в этом случае

невозможна независимая регулировка отдельных параметров установки.

Для пояснения принципа работы установки, схема которой приведена на рис. 7.17, а, на рис. 7.17, б представлены формы напряжения u_1 на трансформаторе TR_2 , тока

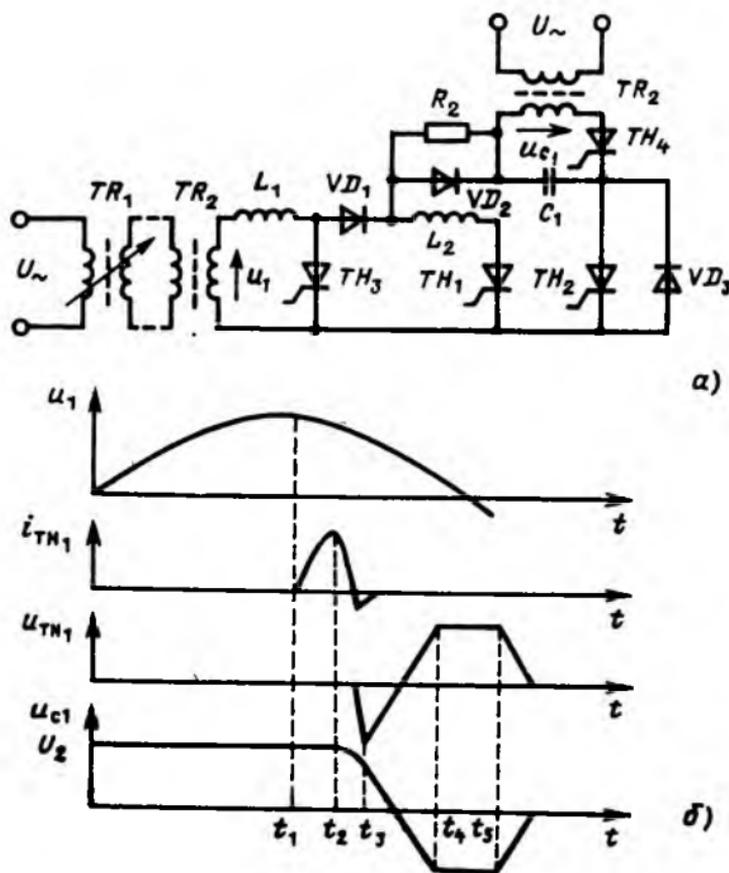


Рис. 7.17. Схема установки для измерения времени восстановления путем перезаряда конденсатора согласно DIN 41784 (а) и форма напряжения на трансформаторе $u_1(t)$, основного тока $i_{TH_1}(t)$ и основного напряжения $u_{TH_1}(t)$ контролируемого тиристора, а также напряжения $u_{C_1}(t)$ на конденсаторе C_1 (б)

и напряжения на контролируемом тиристоре TH_1 , а также напряжения на гасящем конденсаторе C_1 . Перед началом цикла измерений конденсатор C_1 заряжен через тиристор TH_4 до положительного напряжения U_2 . Процесс измерений начинается в момент времени t_1 , следующий сразу после достижения напряжением u_1 на токовом трансформаторе TR_1 своего максимального значения.

К этому моменту тиристор TH_1 находится в открытом состоянии и начальный ток i_{TH_1} , протекающий через него, возрастает до значения, определяемого параметрами L_1 и L_2 . Если начальный ток к моменту времени t_2 достигает требуемого значения, он коммутируется путем включения гасящего тиристора TH_2 от контролируемого тиристора на параллельную цепь, состоящую из C_1 , VD_2 , TH_1 и L_2 . После отключения тиристора TH_1 оставшееся на C_1 напряжение в момент времени t_3 прикладывается к нему в качестве отрицательного запирающего напряжения.

Однако затем протекающий от трансформатора TR_2 через L_1 , VD_1 , VD_2 , C_1 и TH_2 ток коммутации приводит к перезаряду конденсатора C_1 , который кончается только тогда, когда к моменту времени t_4 включается тиристор TH_2 или запасенная в L_1 энергия в момент максимума начального тока полностью переходит в C_1 . Напряжение на C_1 вследствие его перезаряда образует постоянное положительное запирающее напряжение на контролируемом тиристоре. В случае, если тиристор TH_1 при подаче повторного положительного напряжения включается, через диод VD_3 и ограничительный резистор R_2 протекает тиристорный ток. Диод VD_2 служит для шунтирования этого резистора при перезарядке C_1 . Следующий цикл измерений начинается в момент времени t_5 , когда из-за включения тиристора TH_4 конденсатор C_1 вновь перезарядается до напряжения коммутации U_2 .

Для проведения периодически повторяющихся циклов измерений крутизна повторного напряжения увеличивается от малого исходного значения путем уменьшения емкости C_1 до тех пор, пока контролируемый тиристор не включится. За счет соответствующего управления тиристором необходимо при этом добиваться, чтобы повышение напряжения всегда кончалось при одном и том же его максимальном значении.

Характерным для измерительной установки, приведенной на рис. 7.17, является то, что при коммутации тиристорного тока повторное положительное возрастающее напряжение начинается от отрицательного напряжения, которое приблизительно равно напряжению коммутации сразу же после прекращения пика обратного тока. Поэтому нагрузка контролируемого тиристора для определенного момента времени постоянным отрицательным напряжением невозможна и крутизна повторного повышения напряже-

ния, а также время запрещения не могут регулироваться больше независимо друг от друга.

Измерительная установка, показанная на рис. 7.17, образует основу установленной в DIN 41787 межведомственной нормали для измерения времени восстановления при составлении технического паспорта тиристорov, в котором требуется указывать связь времени запрета и крутизны повторного повышения напряжения. Если эти зависимости должны устанавливаться при измерениях с помощью других установок, то путем соответствующего управления измерительными параметрами связываются значения времени запрещения и крутизны положительного напряжения между собой требуемым образом [7.15].

Другая установка, с помощью которой можно измерять при относительно малых затратах время восстановления тиристорov, описана в [7.16]. Однако получаемые с ее помощью кривые, характеризующие вид контролируемых тока и напряжения, только приблизительно соответствуют требованиям DIN 41787.

Конструкция установки для измерения времени восстановления учитывает, кроме обеспечения высокой нагрузки в прямом направлении и критических значений dU/dt , еще и высокую чувствительность времени восстановления к изменению температуры. Поэтому измерительная установка обеспечивает точность регулирования температуры в пределах $\pm 1^\circ\text{C}$. Для достижения высокой скорости коммутации начального импульса тока необходимо добиваться минимального индуктивного характера сопротивления измерительной установки.

7.3.2.3. Мощность потерь при переключениях. Во время включения и выключения тиристора мощность электрических потерь оказывается значительно большей, чем мощность потерь в стационарных открытых и закрытых состояниях. Мощность потерь при переключениях особенно велика во время коммутации тиристора с высокой частотой. При этом прежде всего необходимо обращать внимание на высокую термическую нагрузку элемента. Определение временной зависимости мощности потерь при включении или выключении можно провести путем измерений изменяющихся в процессе переключения тока $i_T(t)$ и напряжения $U_T(t)$. Перемножив полученные кривые тока и напряжения, рассчитывают мгновенные значения мощности потерь в зависимости от времени

$$P_T(t) = U_T(t) i_T(t).$$

Перемножение можно проводить либо вручную, либо с помощью соответствующего электронного устройства, например аналогового умножителя или ЭВМ с аналого-цифровыми преобразователями [7.14].

Для определения временной зависимости мощности потерь при включении тиристора при любом характере измерения тока применяется описанный в [7.17] метод, когда измеряются и оцениваются динамические характеристики пропускания контролируемого элемента.

Если необходимо определять не только мгновенные значения мощности потерь, но и ее среднее значение во время процесса переключения (либо потери энергии), используют термические методы. Контролируемый элемент для этого периодически переключается, а возникающая мощность потерь отводится с помощью соответствующих теплоотводов. Связанное с этим нагревание элемента определяется обычными методами, например путем измерения напряжения пропускания перехода эмиттер — база. Зная термосопротивление теплоотвода с учетом частоты переключения, отнесенной к одному циклу переключения, вычисляют среднюю мощность или энергию потерь. Если, кроме того, выбрать условия измерений таким образом, чтобы потери пропускания и выключения были пренебрежимо малы по сравнению с потерями включения, то определяемая энергия потерь будет равна энергии потерь при включении.

При синусоидальном токе пропускания в течение периода пропускания соответствующую энергию потерь можно определить с помощью установки, схема которой приведена на рис. 7,9,а, путем измерения напряжения (диод VD_2 и резисторы R_2 и R_3 из схемы установки исключаются) [7.18]. В этом случае перед началом импульса тока пропускания через контролируемый тиристор в конденсаторе C_2 , заряженном до напряжения U_0 , запасается энергия $E_0 = \frac{1}{2}CU_0^2$.

После включения тиристора конденсатор C сначала разряжается синусоидальным током в колебательном контуре, а затем вновь заряжается в обратном направлении. После окончания периода протекания тока при пропадании пика обратного тока в конденсаторе C , заряженном до напряжения U_1 , запасается уже энергия $E_1 = \frac{1}{2}CU_1^2$. Потери, возникающие при колебаниях напряжения в C и L , пренебрежимо малы по сравнению с потерями в тиристоре.

Поэтому вся энергия потерь в тиристоре эквивалентна потерям запасенной в конденсаторе электрической энергии, которые можно рассчитывать на основе измеренных значений U_0 и U_1 .

7.4. Описание измерительной установки

Ниже на примере измерительной установки для определения параметров режима обратного тока [7.19] описана конструкция установки для контроля полупроводниковых элементов большой мощности. На рис. 7.18 показан общий

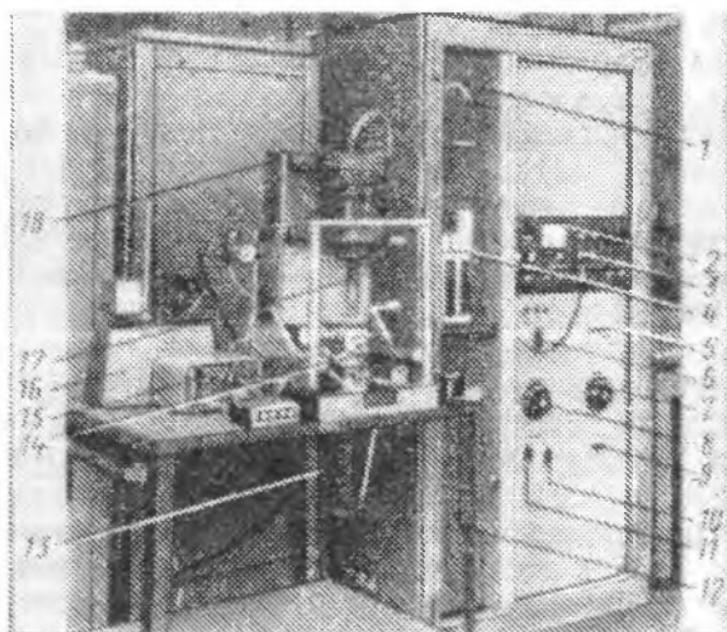


Рис. 7.18. Измерительная установка для определения режима обратного тока:

1 — разъемы $L1$; 2 — блок управления; 3 — измерительный блок; 4 — штекерное поле $C2$; 5 — сетевые предохранители; 6 — основной выключатель; 7 — регулятор TR_1 ; 8 — регулятор начального тока TR_1 ; 9 — ключ S_3 ; 10 — ключ начального тока S_2 ; 11 — ключ импульсного тока S_1 ; 12 — штекерное поле $L2$; 13 — измерительный резистор R_4 ; 14 — контролируемый тиристор; 15 — управление прессом; 16 — замкнутый термостат; 17 — пневматический пресс; 18 — защитный корпус

вид установки, на рис. 7.19 приведена принципиальная электрическая схема ее измерительной и энергетической частей, а на рис. 7.20 — схема управления и устройство защиты.

Установка, схема которой изображена на рис. 7.15, б, обеспечивает начальный ток тиристора до 3000 А и кру-

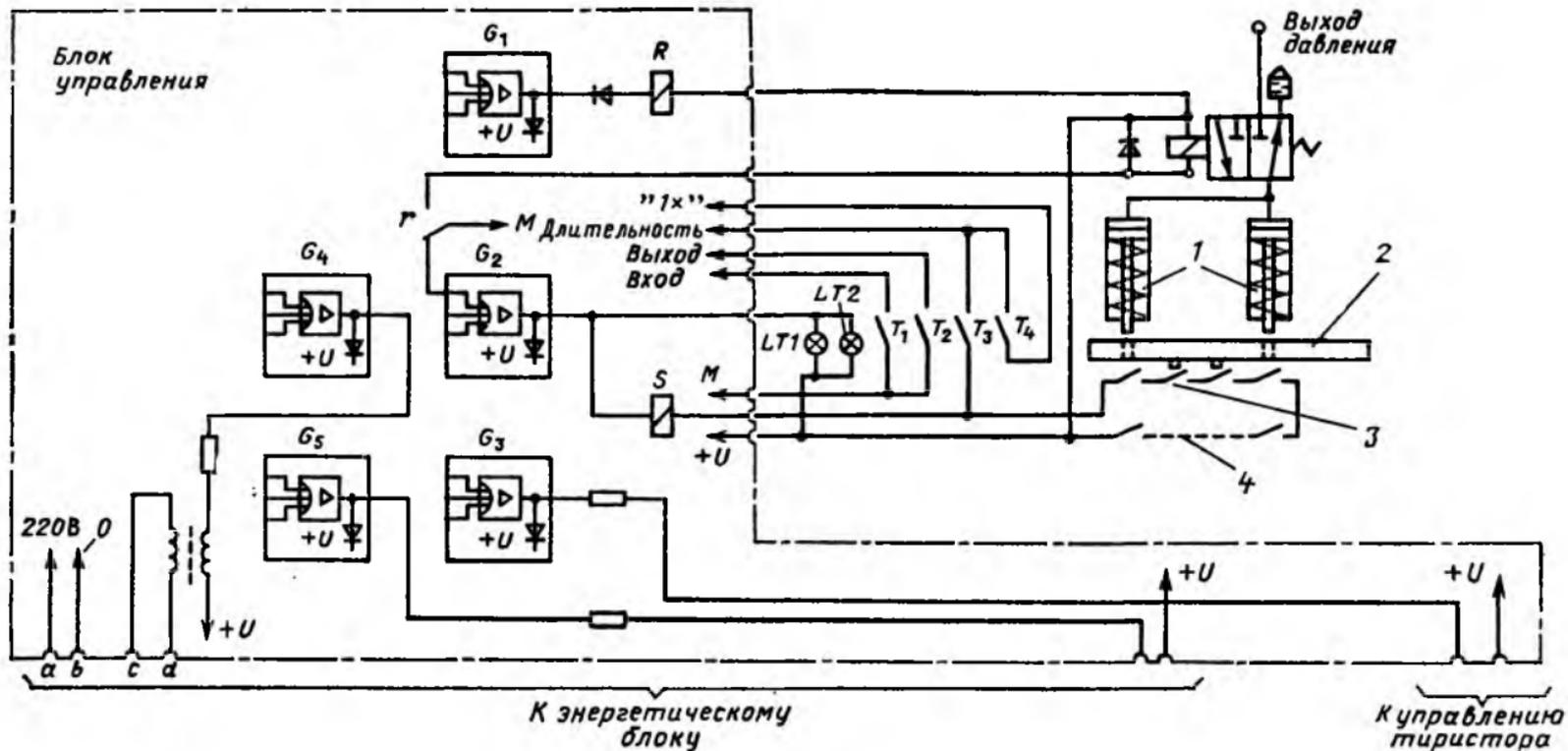


Рис. 7.20. Принципиальная схема управляющего блока и устройства защиты установки, приведенной на рис. 7.18:
 1 — запирающие цилиндры; 2 — дверца корпуса; 3 — микровыключатель запираения; 4 — микровыключатель дверцы штекерного поля

тизну коммутации от 0,3 до 500 А/мкс. Она состоит из пневматического пресса, помещенного в защитный корпус, обеспечивающий контактирование с контролируемым элементом, и приборного отсека, где находятся энергетическая, измерительная и управляющая части, выполненные в виде сменных блоков. Органы управления размещены на передней панели приборного отсека. Отдельно расположено штекерное поле, на котором устанавливают значение индуктивности $L1$ в цепи начального тока, а также емкости в цепи коммутации $C2$ и индуктивности $L2$. Для защиты обслуживающего персонала предусмотрен доступ к штекерному полю через дверцу, которая блокируется при работе установки.

Пневматический пресс обладает верхним и нижним штампами для контактирования с контролируемым элементом, между ними может располагаться как контролируемый тиристор в виде гайки, так и кремниевая пластина без корпуса. Элементы в виде винта укрепляют на нижнем штампе. Для защиты обслуживающего персонала от высокого напряжения пресс находится в закрытом со всех сторон защитном корпусе. Открыванию дверцы этого корпуса во время измерения препятствует ее пневматическое запираение с помощью электропневматического клапана давления, приводимого в действие от управляющего блока. Кроме того, в защитном корпусе находятся четыре последовательно соединенных с управляющим блоком микровыключателя. Два микровыключателя включаются при закрытии дверцы корпуса, два других — при пневматическом запираении корпуса.

Для управления прессом служит блок управления (рис. 7.20). Пуск пресса производят (исходя из обеспечения безопасности) с помощью двух разнесенных кнопочных выключателей давления, которые оператор одновременно нажимает обеими руками. Для термостатирования штампа пресса он связан маслопроводом с внешним термостатом. Коаксиальный измерительный резистор R_4 смонтирован непосредственно на внутреннем штампе. При этом может применяться $R-C$ -схема контролируемого тиристора. Второй вывод измерительного резистора связан коаксиальным кабелем с измерительным блоком. Для уменьшения искажений, обусловленных наводками в заземлении, входной каскад измерительного блока изолирован от земли. Компенсирующий ток, протекающий по оплетке коаксиального кабеля, может подавляться встроенным в кабель торо-

идальным сердечником. Связь контролируемого тиристора с энергетическим блоком происходит с помощью двух раздельных мощных пар проводников. Одна пара предназначена для подачи высокого тока нагрузки и связана с цепью начального тока, а вторая — которая должна иметь минимальный индуктивный характер — для связи с цепью коммутации.

Блок управления содержит электронные схемы для регулирования процесса измерений, особенно для генерации импульса включения тиристоров TH_1 , TH_{3A} , TH_{3B} и TH_{2A} — TH_{2E} , а также схемы для обеспечения мер безопасности и управления устройствами защиты. Эти схемы, состоящие преимущественно из цифровых элементов, образуют достаточно помехозащищенный блок. Измерительный блок осуществляет оценку протекающего по измерительному сопротивлению тока с помощью операционных усилителей. В зависимости от решаемой задачи им может быть интегрирующий усилитель для измерения значения Q_{rr} , дифференциальный усилитель для определения крутизны обратного тока или измеритель пиковых значений для измерения пика обратного тока.

Питание установки осуществляется в основном от двух фаз сети трехфазного переменного тока, которые подключаются с помощью основного выключателя HS . Необходимое для генерации импульса начального тока переменное напряжение создается на вторичных, включенных последовательно обмотках трансформаторов TR_2 , TR_{2A} , TR_{2B} и TR_{2C} . Грубое регулирование этого напряжения производится ключами S_2 и S_1 , точное регулирование — регулируемым трансформатором TR_1 , включенным перед трансформатором TR_2 . Трансформатор при любых положениях ключей S_1 и S_2 подключается непосредственно к питающему напряжению.

Для повышения вторичного по отношению к TR_1 напряжения можно дополнительно с помощью S_1 подключить трансформаторы TR_{2A} и TR_{2B} к полному питающему напряжению. Кроме того, TR_{2A} и TR_{2B} можно ключом S_1 по первичной обмотке соединить накоротко либо TR_{2B} нагрузить резистором 30 Ом. Для получения достаточного начального тока при значительной индуктивности $L1$ цепи начального тока требуется довольно большое подводимое напряжение. Поэтому ключом S_2 включают трансформатор TR_{2C} как дополнительный источник напряжения.

Поскольку TR_{2C} рассчитан на меньшую токовую нагруз-

ку, чем трансформаторы TR_2 , TR_{2A} и TR_{2B} , при подключении трансформатора TR_{2C} максимальная амплитуда начального тока уменьшается. Максимальная амплитуда импульса начального тока достигается только в случае использования трансформаторов TR_2 , TR_{2A} и TR_{2B} . Тогда ключом S_2 , управляемым либо тиристором TH_{3A} , либо TH_{3B} , начальный ток отводится от трансформатора TR_{2C} . Тиристоры TH_{3A} или TH_{3B} включаются вместе с контролируемым тиристором TH_1 . Момент включения регулируется по отношению к напряжению сети в блоке управления. Необходимое значение индуктивности $L1$ цепи начального тока устанавливают посредством соответствующего набора частичных индуктивностей на соответствующем штекерном поле. Максимальное значение индуктивности $L1$ составляет 600 мкГн.

Для создания напряжения коммутации служат трансформаторы TR_{3A} и TR_{3B} , вторичные обмотки которых с помощью реле S соединяются либо параллельно, либо последовательно. Перед TR_{3A} и TR_{3B} установлеи регулируемый трансформатор TR_4 . Это устройство позволяет регулировать напряжение на конденсаторе C_2 от 0 до 2,5 либо 5 кВ. Различные значения емкости этого конденсатора обеспечиваются путем подбора конденсаторов на штекерном поле. Каждый используемый конденсатор выполнен вместе с диодом, препятствующим его перезаряду, на одной монтажной плате, выполняющей, с другой стороны, роль штекера на штекерном поле измерительного блока.

Монтажные платы соединяются друг с другом через дополнительные штекерные контакты и управляются от блока управления таким образом, что при превышении максимально допустимого напряжения находящихся на монтажной плате конденсаторов питающее напряжение закорачивается. Управляемый ключом S_3 выпрямительный диод, подключаемый непосредственно к источнику тока, позволяет, кроме того, заряжать электролитический конденсатор максимально большой емкости до напряжения коммутации (около 300 В). Начало процесса коммутации осуществляется с помощью быстродействующих тиристоров TH_{2A} — TH_{2E} , которые для достижения достаточного отношения обратного сопротивления к прямому включаются друг за другом. Значение индуктивности коммутации $L2$ можно устанавливать на соответствующем штекерном поле до 910 мкГн.

Для защиты обслуживающего персонала от опасного

напряжения измерительная установка оборудуется рядом защитных устройств. Kontakтами $d1-d5$ реле закорачивает напряжение на конденсаторе коммутации, а контактами $a1-a5$ реле контролирует включение трансформаторов TR_1-TR_4 . В исходном состоянии прибора контакты $d1-d5$ замкнуты, а $a1-a5$ разомкнуты. При проведении измерений, после того как контролируемый тиристор помещен в измерительную камеру и она закрыта, включается кнопочный выключатель T_1 , подающий давление (рис. 7.20).

Затем с помощью стробирующей схемы G_1 включается реле R с контактом r . Вследствие этого включаются клапаны давления, освобождая доступ давления к двум запирающим цилиндрам, что приводит к запираению дверцы защитного корпуса пресса. Дополнительно при включении реле R выход стробирующей схемы G_2 подключается к потенциалу массы. При этом включаются сигнальные лампы $LT1$ и $LT2$. Если замкнуты микровыключатели штифтов запираения защитного корпуса, а также микровыключатели дверцы штекерного поля, то через катушку реле S протекает ток. Включение реле S служит для блока управления сигналом о том, что все предусмотренные в измерительной установке меры задействованы и установка готова к измерению. Блок управления путем включения реле подает питающее напряжение на трансформаторе TR_1-TR_4 , а также размыкает контакт КЗ напряжения коммутации.

Собственно измерения могут проводиться только тогда, когда нажата кнопка T_3 или T_4 . В первом случае проводятся однократные измерения. При нажатии кнопки T_4 периодически повторяется процесс измерений, состоящий из нагрузки контролируемого тиристора начальным током и его коммутации. Частота повторений устанавливается в устройстве управления.

После завершения измерений можно снова открыть защитный кожух измерительной камеры. Поскольку после нажатия кнопки T_2 реле R снова переходит в исходное состояние, происходит отпирание защитного кожуха. Одновременно с этим в случае, когда защитный кожух измерительной камеры и дверцы штекерного поля намеренно открыты во время измерений, реле S возвращается в исходное состояние. Это приводит к тому, что управляющий блок переводит реле в исходное состояние, поэтому питающее напряжение отключается от трансформаторов TR_1-TR_4 , а напряжение коммутации закорачивается.

ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

8.1. Введение

Оптоэлектронные элементы представляют собой разновидность преобразовательных устройств. Оптические излучатели преобразуют электрическую энергию в электромагнитное излучение в видимой части спектра и в области инфракрасных лучей. Оптические приемники, наоборот, преобразуют электромагнитное излучение в электрическую энергию или электрический сигнал. Кроме измерения чисто электрических величин, с помощью оптоэлектронных измерений можно проводить измерения количества и качества света, а также параметров взаимодействия света с электрическими величинами.

Трудности измерения светотехнических величин заключаются в том, что свет не поддается непосредственному измерению. Поэтому необходимо сначала обеспечить воздействие света на оптоэлектронный чувствительный элемент, а затем оценить его реакцию — выходной электрический сигнал. Следующей проблемой всех измерений является рассеяние света как от самих источников света, так и вследствие освещения рабочего места персонала, проводящего измерения. Наконец, необходима тщательная чистота всех поверхностей.

В этой главе на примере контрольно-измерительной техники приведены соответствующие сведения об электронных приборах и показано, как с помощью аттестованных методов измерений и установок можно получать воспроизводимые точные измерения. Особое внимание обращено исключительно на измерение оптоэлектронных параметров элементов. При этом не идет речь об установках для измерения чисто электрических или других параметров полупроводниковых элементов.

8.2. Светотехнические измерения

В светотехнических измерениях имеются два полных, соответствующих друг другу набора физических величин и единиц, отличающихся способом оценки излучения в зависимости от длины волны. Фотометрическая или визуальная оценка связана со «взвешиванием» излучения различ-

ной длины волны в соответствии со спектральной чувствительностью человеческого глаза, поэтому они ограничены видимой областью спектра излучения. Радиометрическая оценка, напротив, определяет содержащуюся в излучении мощность и потому применима для всего электромагнитного спектра. Вне видимого диапазона и при всех частотно-избирательных измерениях предпочтительнее использовать радиометрические методы измерения.

8.2.1. Измерения при фотометрической оценке

Область применения такой оценки для всех элементов, обладающих эмиссией, лежит в видимом диапазоне спектра, поскольку для этих элементов предусматривается исключительно визуальное рассмотрение или описание их свойств.

Фотометрические параметры соответствуют естественной чувствительности глаза, поэтому два источника света различного цвета, но одинаковой фотометрической яркости являются для глаза одинаково светлыми.

Человеческий глаз чувствителен к свету с длиной волны от 400 до 750 нм и воспринимает тем самым узкую полосу спектра. Спектральная чувствительность глаза имеет колоколообразную форму с максимумом при длине волны 555 нм (желто-зеленый свет), что приблизительно соответствует максимуму распределения интенсивности солнечного света. Для обеспечения объективных измерений, независимо от свойств оператора, на основе обширной серии измерений установлены обязательные интернациональные нормы степени чувствительности к яркости стандартного наблюдателя (DIN 5011, V1.3). На рис. 8.1 показаны ха-

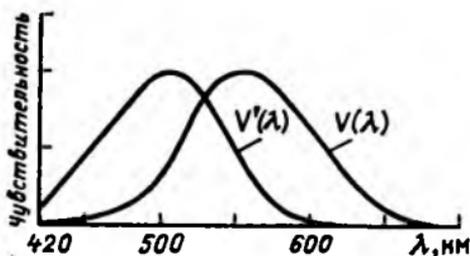


Рис. 8.1. Спектральная чувствительность глаза, адаптированного к темноте $V'(\lambda)$ и свету $V(\lambda)$

рактеристики спектральной чувствительности глаза, адаптированного к темноте $V'(\lambda)$ и свету $V(\lambda)$. Для оптической измерительной техники имеет значение только $V(\lambda)$, которое лежит в основе фотометрической оценки.

Поскольку глаза не являются объективным детектором для оценки яркости, в ходе светотехнических измерений с фотометрической оценкой применяются так называемые $V(\lambda)$ -детекторы, зависимость чувствительности которых от длины волны с помощью спектрального фильтра полностью соответствует чувствительности глаза. Высокоточные детекторы требуют индивидуальной настройки фильтра и поэтому являются относительно дорогими. Особое значение имеет точная настройка фильтра в красной области спектра, поскольку чувствительность глаза в эмиссии в этой области излучений сравнительно мала. В большинстве случаев настройка с погрешностью 1 % относительно максимума оказывается недостаточной при максимальной чувствительности около 5 %. Поэтому многие изготовители используют для настройки детекторы, позволяющие фотометрически оценивать излучение только в красной области спектра, но с очень высокой точностью [8.11].

8.2.2. Цветное зрение и цветная метрика

В основе чувствительности к цвету излучения лежит взаимодействие трех видов светочувствительных клеток сетчатки глаза. Сила возбуждения сетчатки определяется в виде суммы трех групп чувствительности к яркости, в то время как разделение на отдельные группы позволяет получить цветовую информацию.

Поскольку возбуждение глаза складывается из трех цветов, для цветовых измерений необходимо сначала указать, что измеряемый цветовой тон образован путем аддитивного смешивания трех источников света так называемых основных цветов: красного (700 нм), зеленого (546 нм) и синего (436 нм). Интенсивность всех трех источников света является определяющей для получаемого цветового тона излучения. Опыт показывает, что из трех основных цветов не могут быть получены все цвета спектра при их смешивании. Возможно получение только цветов, лежащих в области, образованной треугольником, в углах которого находятся три основных цвета.

Для преодоления этой трудности устанавливают новые основные цвета — стандартные цвета X , Y и Z . Стандартные цвета выбирают таким образом, чтобы из них можно было получать все цвета спектра, а интенсивность Y' стандартного цвета Y отличалась бы на постоянный множитель от интенсивности света, установленного для стандартного

наблюдателя. Три стандартных цвета не соответствуют ни одному цвету спектра и определяются только математически. Их интенсивность называется значениями стандартных цветов X , Y и Z .

Этими тремя значениями полностью описывается цветовой тон, насыщенность и интенсивность излучения. Значения стандартных цветов для образования цветового спектра с длиной волны λ называют стандартными спектральными значениями соответственно $\bar{x}(\lambda)$, $\bar{y}(\lambda)$ и $\bar{z}(\lambda)$. Они установлены в стандарте DIN 5033 и представлены на рис. 8.13. Стандартные спектральные значения в зависимости от длины волны для одной и той же общей энергии излучения однозначно установлены для стандартного наблюдателя.

В случае чисто цветовых измерений интенсивность источника не имеет значения, поэтому применяют стандартные значения x , y и z . Они создаются путем деления каждого стандартного значения цветности на величину, составленную путем суммирования трех стандартных координат цветностей, так что

$$x = \frac{X}{X+Y+Z}; \quad y = \frac{Y}{X+Y+Z}; \quad z = \frac{Z}{X+Y+Z}; \quad (8.1)$$

$$x + y + z = 1. \quad (8.2)$$

В таблице цветов стандартной колориметрической системы определены значения координат цветностей x и y . При этом параметр z однозначно устанавливается из соотношения $z=1-(x+y)$. На рис. 8.2 показана таблица цветов в виде цветовых координат стандартной валентности цвета и основных цветов, а также цветовые координаты всех длин волн светового спектра. В белой точке E выполняется условие $x=y=z=0,33$, что соответствует белому свету. Линия связи P между началом и концом видимого спектра называется пурпурной прямой и находится в спектре цветов, не содержащих смешанных цветов (между красным и фиолетовым цветом).

Площадь внутри кривой спектральных цветов и пурпурной прямой содержит цветовые координаты всех реальных цветовых тонов, которые способен различить глаз. Все лежащие снаружи этой площади цветовые тона соответствуют только математически определяемым цветовым тонам. Спектральные и пурпурные цвета обозначены на краю области как насыщенные цвета.

Если к насыщенному цвету непрерывно подмешивать все больше белого цвета, то степень насыщения уменьшается

и при чисто белом свете принимает значение, равное нулю. Тогда цветовая координата перемещается от края в белую точку E . При реверсировании данного метода можно находить для каждого цветового тона протяженность ли-

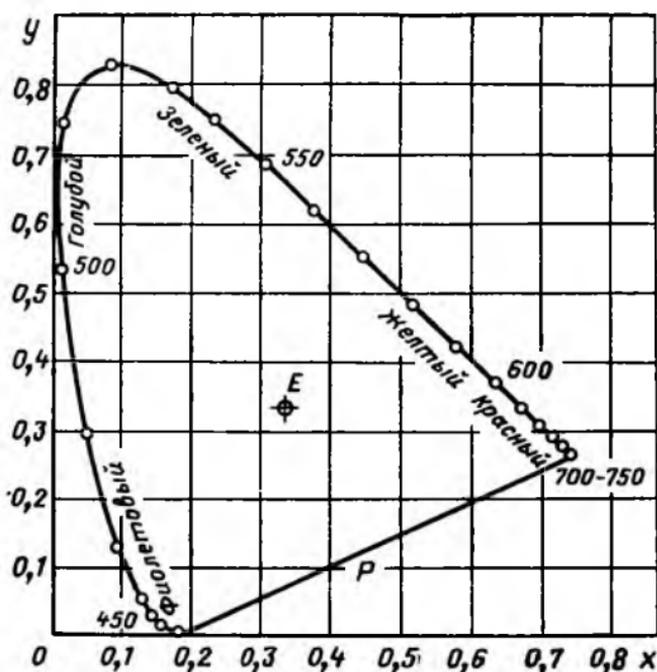


Рис. 8.2. Таблица цветов стандартной колориметрической системы

нии, связывающей цветовую координату белой точки с координатой цветности насыщенного цветового тона на границе плоскости. Соответствующая длина волны называется преобладающей или доминантной длиной волны $\lambda_{\text{дом}}$ цветового тона.

Здесь объясняются только основные понятия, применяемые в этой книге. Для дальнейшего рассмотрения можно рекомендовать стандарт DIN 5033, B1.2.

8.2.3. Измерение с радиометрической оценкой

Радиометрическая оценка определяет содержащуюся в излучении мощность, соответствующую всем длинам волн электромагнитного излучения. Группа радиометрических детекторов поглощает падающее излучение и преобразует нагрев поглощающего вещества в электрический сиг-

нал. Диапазон длин волн ограничивается только диапазоном поглощения вещества и диапазоном передачи входного окна. Различные типы детекторов отличаются лишь видом измерителя температуры. В применяемых сегодня детекторах используется для этого напряжение на выходе напыленных термоэлементов, изменение напряжения на пироэлектрических кристаллах и тепловое расширение газов, приводящее к изменению давления. Все методы дают, как правило, малый выходной сигнал, усиливаемый малошумящими усилителями, в которых чаще всего используется модулированный свет. На рис. 8.3 показано устройство,

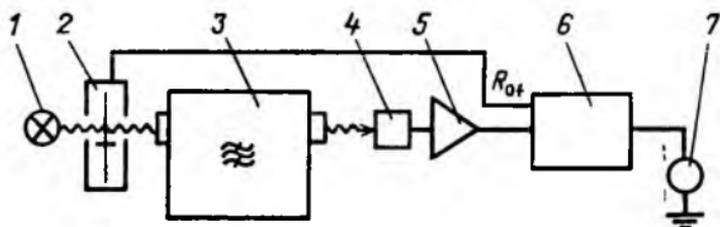


Рис. 8.3. Измерительная установка с радиометрическим детектором: 1 — источник света; 2 — прерыватель; 3 — монохроматор; 4 — детектор; 5 — предусилитель; 6 — избирательный усилитель; 7 — индикация (отсчет)

имеющее в своем составе термоэлектрический и пироэлектрический детекторы.

Другая группа радиометрических детекторов, например кремниевые детекторы, осуществляет оценку мощности с помощью фильтров. Они имеют высокую чувствительность при малых затратах на усиление, но применяются для ограниченного диапазона длин волн.

8.2.4. Фотометрические и радиометрические величины

В табл. 8.1 приведены важнейшие величины, используемые для измерений передающих и приемных свойств элементов с указанием их кратких обозначений и единиц.

Величины для фотометрической оценки имеют индекс V (визуальный); те же величины, подлежащие радиометрической оценке, — индекс e (энергетический). Пространственный (телесный) угол измеряется в стерadianах: 1 ср равен пространственному углу с вершиной в центре сферы, который отсекает площадь 1 м^2 на поверхности шара радиусом 1 м. Пространственный угол всей поверхности шара составляет 4π ср. При малых пространственных углах (око-

Таблица 8.1. Важнейшие светотехнические и энергетические параметры оптического излучения

Радиометрическая оценка		Фотометрическая оценка	
Величина	Единица измерения	Величина	Единица измерения
Источник			
Поток излучения Φ_e	Вт	Световой поток Φ_v	лм
Интенсивность излучения I_e	Вт/ср	Сила света I_v	лм/ср-кд
Плотность излучения L_e	Вт/(м ² ·ср)	Яркость света L_v	лм/см ² -ср
Приемник			
Интенсивность облучения E_e	Вт/м ²	Освещенность E_v	лм/м ² -лк

ло 0,01 ср) можно приблизительно принять $\Omega = A/N^{*2}$, где A — площадь (плоская) сечения, а N^* — расстояние до измеряемой точки (см. также DIN 5031).

8.2.5. Практическое проведение измерений света

Идеальное рабочее место для измерений параметров света всех видов — большое свободное помещение с черными матовыми стенами, в котором устанавливают приемник и излучатель. Необходимые условия достигаются также с помощью диафрагмы, обеспечивающей пропуск луча только из излучателя в приемник, в то время как все остальные лучи поглощаются. Диафрагма должна иметь черную матовую поверхность, а отверстия, ограничивающие луч, состоять из тонкого материала, что исключает отражения, которые могут возникнуть на пути распространения луча.

Влияние постороннего света в общем случае устраняется путем встраивания всей установки в светонепроницаемый корпус. Однако это благоприятствует рассеянию света, поэтому необходимо воспользоваться по меньшей мере еще одной диафрагмой, действие которой может распространяться на все поперечное сечение корпуса. Таким образом блокируется свет, распространяющийся между внеш-

ними краями диафрагмы и внутренними стенками корпуса.

Если посторонний свет имеет постоянную интенсивность и составляет только долю измеренного сигнала, то его действие можно устранить путем балансировки нуля детектора, осуществляемой при выключенном световом излучателе. При наличии сильных мешающих излучений, которые нельзя исключить или в достаточной степени ослабить (например, пульсации, шумы, электрические помехи), прибегают к модуляции света. Безынерционный источник света может модулироваться с помощью питающего его тока, а другие источники света — за счет вращающейся диафрагмы (прерывателя). Электрический выходной сигнал детектора подается для индикации (отсчета) на избирательный усилитель, в котором все частоты, кроме частоты модуляции, подавляются. Поэтому частота модуляции не должна быть кратной или дольной частоте сети питающего напряжения. Как правило, при термоэлектрических и пироэлектрических измерениях применяется избирательный усилитель.

8.3. Измерения в источниках света

При измерениях параметров как источников, так и приемников света используются всегда одни и те же измерительные установки, в которых имеются и приемники, и излучатели. При измерении параметров источников света в состав установки либо включают соответствующий детектор, либо сравнивают сигнал измеряемого источника с эталонным сигналом. При измерении параметров приемника света применяют соответствующий источник либо сравнивают сигналы приемника и эталонного детектора. Поэтому многие измерительные установки для источников света применимы с незначительными функциональными изменениями и для измерения параметров приемника света.

8.3.1. Измерение основных параметров излучения

Три параметра источника света (см. табл. 8.1) могут определяться радиометрическими либо фотометрическими методами. Для сокращения объема изложения в дальнейшем рассмотрены только универсальные радиометрические величины.

Измерение потока излучения. Поток излучения (световой поток) представляет собой всю излучаемую источником света мощность, распределенную в пространственном

угле, если в самом источнике не происходит диафрагмирования определенных направлений. Для измерений требуется проводить интегрирование в пространственном угле, где существует излучение.

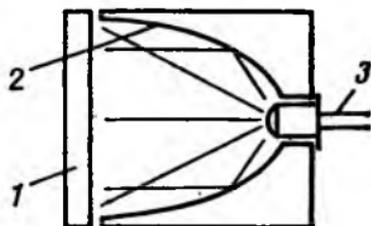
Измерение потока излучения источника света, не имеющего направленного действия, можно проводить с помощью так называемого интегрирующего шара Ульбрихта. Внутренняя поверхность шара имеет белый матовый цвет, излучение многократно отражается от этой поверхности, в результате чего вся поверхность шара оказывается равномерно освещенной. Через маленькое отверстие в шаре это излучение равномерной плотности измеряется детектором, поэтому сигнал на его выходе оказывается пропорциональным потоку излучения источника.

Для источника с направленным излучением осуществляется измерение характеристики направленности (см. п. 8.3.3) с последующим интегрированием по всему объему расчетным путем. Это дает более точные результаты, чем применение шара Ульбрихта в случае сильно неоднородного освещения поверхности.

Для серийных измерений сильно сфокусированных источников, например люминесцентных диодов, можно использовать установку, показанную на рис. 8.4. Контролируе-

Рис. 8.4. Измерительная установка для определения потока излучения остронаправленного источника:

1 — плоскостной фотоэлемент; 2 — параболоид вращения; 3 — контролируемый элемент



мый элемент вставляется сзади в зеркальный параболоид вращения, так что центр его выходной плоскости находится приблизительно в фокусе параболоида. Фототок плоскостного приемного диода, помещенного на открытом конце параболоида, пропорционален потоку излучения.

Единицей потока излучения является ватт (Вт), единицей светового потока — люмен (лм).

Измерение интенсивности излучения. Интенсивность излучения (сила) источника представляет собой создаваемый этим источником поток излучения внутри определенного пространственного угла. Поскольку многие источники являются остронаправленными и интенсивность их излучения

зависит от направления, необходимо интенсивность излучения указывать вместе с направлением. При отсутствии таких указаний интенсивность излучения задается чаще всего в направлении максимальной эмиссии или вдоль оптической оси.

При измерениях необходимо использовать приемник с пространственным углом приема менее 0,01 ср. Результат измерений будет определяться, естественно, с разрешением в 10^{-2} ср. Единицей интенсивности излучения является Вт/ср, единицей силы света — кандела, кд.

Измерение плотности излучения. Плотность излучения (яркость) источника представляет собой приходящуюся на единицу площади интенсивность излучения. Для полупроводниковых источников этот параметр в общем случае зависит от направления, поэтому при задании плотности излучения необходимо указывать также направление, как и для интенсивности излучения.

Чтобы определить плотность излучения, измеряют интенсивность излучения, которая распределяется затем по соответствующей площади. В отдельных случаях может оказаться целесообразным диафрагмирование поверхности источника с помощью отверстия известной площади. Специальные средства измерений для определения яркости представляют собой круговую диафрагму, за которой расположен детектор. Поскольку угол измерений должен быть минимально возможным, требуется применять малую диафрагму вместе с длиннофокусным объективом (см. п. 8.3.5).

Единицей плотности излучения является Вт/(м²·ср), а яркости — кд/м². Яркость 1 кд/м² получается, если на поверхности излучения в 1 м² действует сила света 1 кд.

8.3.2. Калибровка источников света

Калиброванные источники применяются только для измерений или калибровки детекторов. Для этой цели используются источники, имеющие спектр излучения черного тела при температуре 2856 К, соответствующие стандартному свету А согласно DIN 5033.

Черное тело — это тело, полностью поглощающее падающие на его поверхность лучи. Оно испускает лучи, интенсивность которых увеличивается пропорционально T^4 , а их спектральная плотность мощности описывается формулой излучения Планка. Формула позволяет получить для неко-

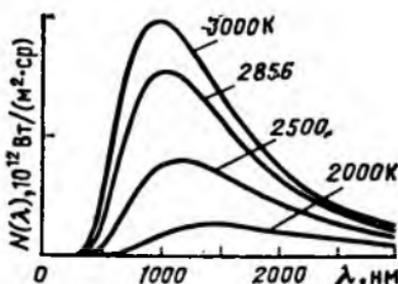
того же диапазона длин волн $\Delta\lambda$ испускаемую мощность излучения ∂E в зависимости от абсолютной температуры T и длины волны λ . Формула Планка имеет вид, Вт/м³,

$$N(\lambda) = \frac{\partial E}{\partial \lambda} = \frac{hc^2}{\lambda^5 \left[\exp\left(\frac{hc}{\lambda kT}\right) - 1 \right]} \approx \frac{1,191 \cdot 10^{-16}}{\lambda^5 \left[\exp\left(\frac{143,9}{\lambda T}\right) - 1 \right]}, \quad (8.3)$$

где h — постоянная Планка; c — скорость света; k — коэффициент Больцмана.

На рис. 8.5 показан спектр излучения $N(\lambda)$ для некоторых температур.

Рис. 8.5. Спектр излучения черного тела при различных температурах



Идеальной абсолютно черной поверхностью является отверстие в полном шаре, внутренняя поверхность которого достаточно хорошо поглощает излучение. Именно такую модель черного тела применяют при калибровке источников света. В том случае, когда наблюдается не полная, но достаточно хорошая независимость поглощения излучения от длины волны, говорят не о черном, а о сером теле. Спектральная плотность мощности серого тела для всех длин волн составляет определенную (постоянную) долю плотности мощности черного излучателя.

Для излучения спектра черного тела предлагается использовать термические источники света, имеющие соответствующую температуру, например лампы накаливания с вольфрамовой нитью или галогенные лампы. Высокая температура нити приводит к тому, что интенсивность и цветовая температура испускаемого света не зависят существенно от окружающей температуры и других внешних факторов. Для исключения влияния входных и проходных сопротивлений применяются источники питания постоянного тока, имеющие стабильность не хуже 0,1%. Эти требования являются жесткими, поскольку увеличение тока на

0,1 % приводит к повышению силы света на 0,7 % и изменению температуры на 2 К [см. формулу (8.9)].

Из технического паспорта можно узнать характеристики режима работы лампы, а соответствующие им силу света и цветовую температуру — из результатов калибровки. Поэтому должны выполняться все требования при калибровке или измерениях параметров оптоэлектронных приемников, установленные для стандартного света A в DIN 5033. Расстояние приемника от нити лампы должно быть по меньшей мере в 10 раз больше, чем размер нити и соответственно приемника. Для чаще всего используемых освещенностей до 1000 лк эти требования всегда выполняются.

Из-за высокой цены эталонных ламп при повседневных измерениях используются не они сами, а вторичные эталонные лампы, например галогенные. Установление температуры излучения галогенной лампы, равной температуре эталонной лампы, производится за счет установки одинакового соотношения интенсивностей при двух различных длинах волн. Для этого измеряют с помощью высоколинейного детектора интенсивность излучения эталонной лампы в течение достаточно большого времени (приблизительно 30 мин) на двух длинах волн (500 и 900 нм), что обеспечивается применением узкополосных фильтров. Могут быть использованы фотодиоды высокой мощности или фотоэлементы в режиме КЗ. Отношение обоих измеренных значений в дальнейшем оценивается и запоминается.

Затем определяют интенсивность излучения регулируемой лампы обычно для двух фильтров. При этом ток лампы изменяют до тех пор, пока не будет достигнуто то же отношение обоих измеренных значений, как и для эталонной лампы. Спустя определенное время для этого же тока проводят еще одну последнюю точную настройку. Калибровка интенсивности излучения может затем осуществляться с помощью детектора без фильтров путем сравнения с эталонной лампой. Калибровка вторичной эталонной лампы путем установления одинакового светового потока для ламп даже одного типа недопустима, поскольку только сравнение интенсивностей при двух различных длинах волн обеспечивает установку одинаковой температуры нити. В зависимости от того, как часто используется вторичная эталонная лампа, ее необходимо периодически, примерно через 100 ч работы, проверять с помощью эталонной лампы.

Источник приблизительно монохроматического излучения можно создать на основе лампы, питающейся постоян-

ным током, с узкополосным, например интерференционным, фильтром. Сила света (интенсивность излучения) этого источника будет зависеть от спектра излучения лампы и коэффициента передачи фильтра. Простейшим и, вероятно, наиболее точным является измерение силы света калиброванным детектором, для которого известна чувствительность в зависимости от длины волны. Современные кремниевые детекторы имеют линейность и постоянную времени, полностью удовлетворяющие целям калибровки. Температурный коэффициент фототока, не превышающий 0,2 % на 1 К, можно полностью компенсировать установкой режима работы, например термостатированием.

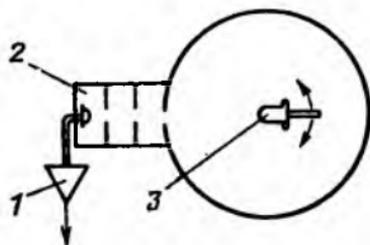
При низких требованиях к точности в качестве эталонных источников можно использовать полупроводниковые излучающие элементы. Окружающая температура и ток потребления вызывают самонагрев элемента, который приводит к изменению силы света в 0,5 % на 1 К, что требует хороших теплоотводов и постоянной температуры излучаемого элемента.

8.3.3. Измерение характеристики направленности

Характеристика направленности имеет большое значение при применении излучающих элементов. Так, люминесцентные диоды, служащие для индикации, должны иметь широкую характеристику направленности, чтобы они были хорошо видны со всех направлений. Напротив, инфракрасные диоды для работы в качестве светового затвора должны иметь максимально возможное излучение в направлении приемника и потому узкую характеристику направленности. Принципиальная конструкция устройства измерения характеристики направленности показана на рис. 8.6. В общем случае оказывается целесообразным помещать на вращающемся цоколе измеряемый элемент, а не детектор, поскольку при этом механические затраты будут меньше, а расстояние от измеряемого элемента до детектора изме-

Рис. 8.6. Установка для измерения характеристики направленности:

1 — усилитель; 2 — диафрагмы; 3 — излучатель на поворотном цоколе



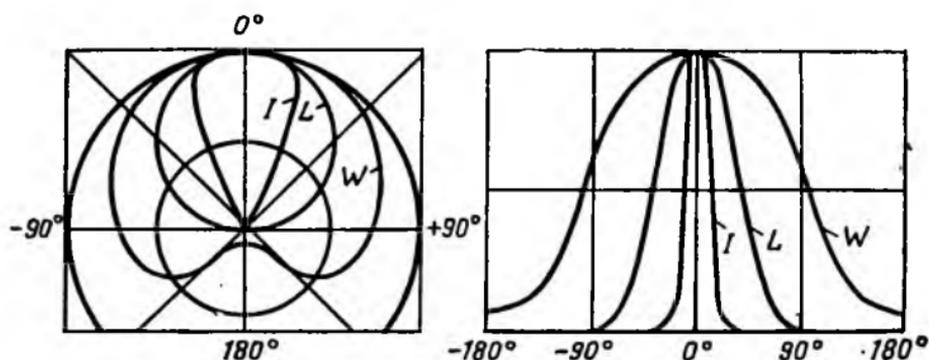
нять значительно легче. Расстояние N^* , как и при всех светочувствительных измерениях, должно выбираться по меньшей мере в 10 раз больше размеров излучателя или приемника в зависимости от того, что из них больше. Поле зрения детектора сужается с помощью диафрагм таким образом, что детектор принимает излучение только от измеряемого элемента.

Несмотря на это, необходимо обеспечивать минимальное рассеяние света путем матово-черной лакировки всех поверхностей измерительной установки и ее хорошей экранировки от окружающего света. Решением этой проблемы представляется помещение всей установки в ящик соответствующих размеров.

При измерении характеристики направленности приемника на место детектора устанавливается источник света, а приемник размещается на вращающейся панели. Сам приемник используется в качестве детектора. Определение измеренного значения происходит в простейшем случае путем ручного поворота контролируемого элемента и оценки значения угла и сигнала детектора. Для обычных, часто повторяющихся измерений применяются измерительные установки, в которых угловое положение панели определяется с помощью потенциометра, а сигналы с потенциометра и детектора представляются на x - y -самописце. Привод двигателя обеспечивает равномерное круговое движение панели.

Полученные кривые позволяют непосредственно оценить характеристики направленности. Важнейшим параметром является половинный угол, при котором характеристика направленности составляет половину ее максимального значения, соответствующего направлению оптической оси, т. е. 0° . По значению половинного угла можно уже грубо судить о форме характеристики направленности. Однако в техническом паспорте элемента часто используется другой вид представления, при котором в полярной системе координат длина радиуса-вектора характеризует интенсивность излучения при соответствующем угле. Интенсивность для обоих видов представления нормируется таким образом, чтобы ее значение при угле 0° равнялось единице. Это представление очень наглядно отражает характеристики направленности. На рис. 8.7 показана характеристика направленности трех различных люминесцентных диодов для обоих видов представления. Здесь же обозначен половинный угол.

Кривая I соответствует инфракрасному люминесцентному диоду типа CQY 77, который предназначен для создания высокой мощности излучения в направлении оптической оси. Характеристика направленности L соответствует излучению внешней поверхности плоскостного светодиода типа CQV 36 (PIC—LED). Каждый элемент поверхности из-



Р и с. 8.7. Характеристики направленности трех типов люминесцентных диодов

лучает равномерно во всех направлениях, так что яркость уменьшается пропорционально проекции поверхности на выбранное направление. Интенсивность излучения изменяется по закону косинуса угла φ между направлением и перпендикуляром к поверхности, т. е. соответствует выражению

$$I = I_0 \cos \varphi.$$

Это распределение называется косинусным распределением Ламберта и характерно для всех излучателей, состоящих из сильно рассеивающих материалов. В полярных координатах распределение Ламберта имеет форму круга, проходящего через начало координат. В координатах x и y это распределение имеет вид полуволны косинусной функции. Кривая W соответствует характеристике направленности люминесцентного диода типа CQX13, который обеспечивает хорошую видимость со всех направлений.

Чем уже половинный угол элемента, тем критичнее оказываются малые угловые погрешности при механической установке измеряемого элемента в направлении соответствующей оси (как для измерения силы света источника, так и для измерения чувствительности приемника). Наиболее распространенной конструкцией измерительного цоколя является V-образный паз, в который упруго вдавливаются

контролируемый элемент. Электрические выводы из-за большого плеча рычага должны обеспечивать достаточно малые боковые усилия, поэтому часто они выполняются из проволоки. Этим требованиям удовлетворяют подвижные контактные держатели с гибкими проволочными выводами.

8.3.4. Определение потока излучения

Для источников с относительно широкой характеристикой направленности достаточную точность измерения потока излучения обеспечивает шар Ульбрихта. Однако для источников с половинным углом меньше 30° внутренняя поверхность шара освещается так односторонне, что многочисленные отражения от белой внутренней окраски недостаточны для равномерного распределения света. Поэтому для достижения высокой точности необходимо проводить численное интегрирование характеристики направленности $E(\varphi)$. Следует принимать во внимание, что площадь, определенная для некоторого диапазона углов, относится ко всей круговой зоне. В предположении, что пространственное распределение угла излучения симметрично относительно оптической оси, интегрируемую функцию можно представить в виде $E(\varphi) \sin \varphi$ (рис. 8.8).

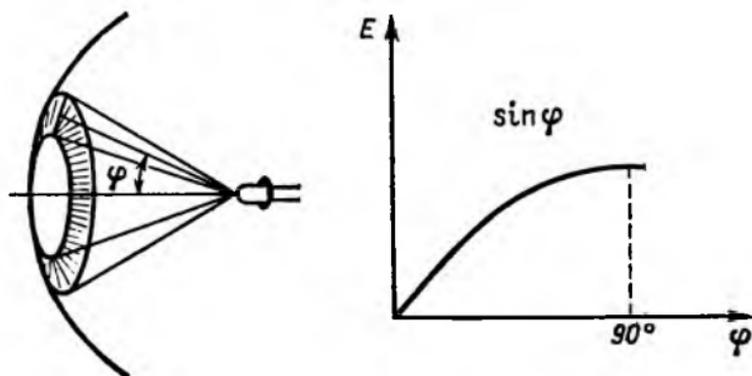


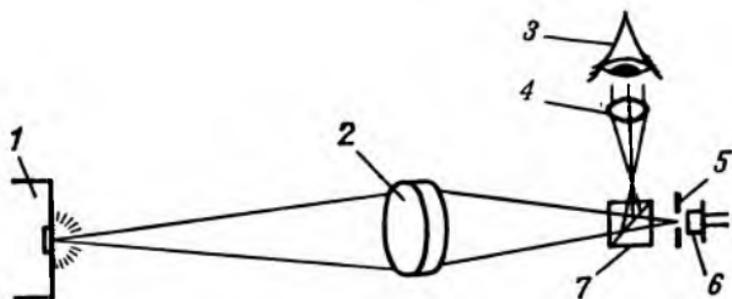
Рис. 8.8. Интегрирование пространственного распределения излучения

Для серийных измерений остронаправленных источников применяется установка, показанная на рис. 8.4. Излучающий диод заключается в зеркальный параболоид вращения, при этом центр излучающей поверхности должен находиться в фокусе параболоида. Фототок плоскостного приемного диода на открытом конце параболоида пропорционален потоку излучения.

8.3.5. Измерение контраста

Контраст светоизлучающих показывающих элементов определяется только при их освещении посторонним светом от других источников. Он указывает, во сколько раз яркость (см. п. 8.3.1) светоизлучающей поверхности больше окружающего рассеянного света (контраст объекта) и соответственно самой поверхности без излучения света (контраст входа/выхода). Для определения контраста требуется, безусловно, указывать вид, интенсивность и направление воздействия постороннего света.

Поскольку посторонний свет не должен препятствовать доступу к показываемому элементу, могут применяться только такие измерительные приборы, которые находятся на определенном расстоянии от измеряемого объекта. У всех приборов данного типа изображение измеряемого объекта должно переноситься с помощью объектива на диафрагму, зади которой располагается детектор (рис. 8.9). Работа-



Р и с. 8.9. Прибор для измерения яркости света:

1 — объект измерений; 2 — объектив; 3 — глаз; 4 — искатель; 5 — диафрагма; 6 — детектор; 7 — делитель излучения

ющий через этот объектив искатель позволяет производить точную настройку чувствительного пятна на измеряемый объект. Свет, излучаемый показывающим элементом, и отраженный свет имеют обычно различный спектральный состав.

Для правильного определения возникающего контраста глазом необходимо применяемый для измерений детектор максимально приспособить к особенностям глаза [обеспечить $V(\lambda)$ -распределение]. Хотя все приборы измерения яркости конструируются для малого угла зрения, измерительное пятно на полупроводниковых элементах может быть много больше. В этом случае применяют дополнитель-

ную насадочную линзу, устанавливаемую перед прибором измерения яркости. Ее диаметр должен быть несколько больше диаметра передней линзы прибора, чтобы исключить экранирующее действие, которое иногда полностью искажает результат измерений. Фокусное расстояние f этой линзы необходимо выбирать так, чтобы обеспечивался достаточно большой угол зрения Ω для охвата всей измеряемой поверхности.

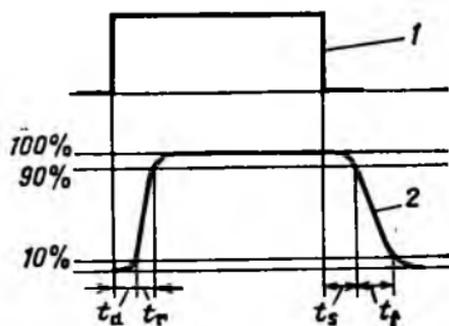
Получаемое при наличии насадочной линзы значение яркости, исключая потери отражения на ее обеих поверхностях, оказывается весьма точным, поскольку яркость при оптических преобразованиях не изменяется [8.2]. При расчете контраста как отношения двух яркостей за счет этого уменьшается поправочный коэффициент к результату измерений.

Для хорошего распознавания и считывания контраст составляет 5—10. Более высокого контраста для считывания, например, с 7-сегментного дисплея не требуется, поскольку глаз может не адаптироваться к мало освещенной поверхности, что приводит к ослеплению.

8.3.6. Измерение времени срабатывания

В основе испускания света полупроводниковыми элементами лежит движение и рекомбинация носителей зарядов, поэтому времена нарастания и спада световой эмиссии являются очень короткими.

Определение отдельных времен срабатывания показано на рис. 8.10, оно соответствует точкам 10 и 90 % выходного сигнала, как и в обычной электронике. Времена нарастания и спада управляющего сигнала должны составлять не более 10 % времени срабатывания контролируемых элементов. При измерении параметров источника света время сра-



Р и с. 8.10. Определение времени срабатывания:

1 — управляющий импульс; 2 — выходной импульс; t_d — время задержки; t_r — время нарастания; t_s — время хранения; t_f — время спада

батывания зависит также от схемы контроля и временно́го вида напряжения на элементе. Например, выходное время срабатывания светоизлучающего диода при прикладывании запирающего напряжения короче, чем просто при выключении тока. С точки зрения электрических процессов в схеме это объясняется ускоренным рассасыванием запасенных в полупроводнике зарядов. При точном задании времени срабатывания необходимо поэтому детально описывать схему и форму импульса.

Для измерения времени срабатывания светоизлучающих диодов они подключаются обычно через добавочный резистор на выход импульсного генератора с коротким временем нарастания и достаточным выходным напряжением (рис. 8.11). Последовательно с диодом включается резистор R

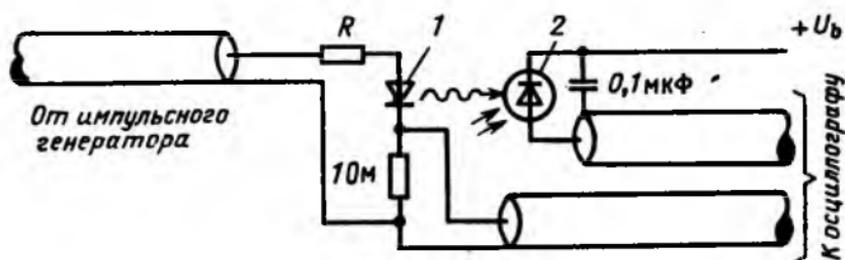


Рис. 8.11. Установка для измерения времени срабатывания:
1 — источник; 2 — приемник

для согласования волнового сопротивления z коаксиального кабеля, идущего от импульсного генератора ($R-z$). Между катодом и массой включен резистор для измерения тока.

Приемная сторона представляет собой быстродействующий фотодиод. Напряжение смещения создается непосредственно на диоде с помощью блокирующего конденсатора, а анод диода связан кратчайшим путем с внутренним приводом коаксиального кабеля. Волновое сопротивление кабеля действует при этом как нагрузочный резистор для фотодиода. Чтобы исключить отражения волн, этот кабель, имеющий волновое сопротивление z , согласован со входом осциллографа. Такой способ соединения гарантирует неискаженную передачу импульса тока фотодиода и обеспечивает требуемое при коротком времени срабатывания малое нагрузочное сопротивление.

Если интенсивность света оказывается недостаточной для получения хорошего изображения на экране осцилло-

графа, необходимо сначала исследовать, можно ли это устранить за счет уменьшения расстояния между источником или приемником и, возможно, фокусирующей линзой. Дополнительно применяется коаксиальный кабель с более высоким волновым сопротивлением, чем 50 Ом, как у обычных коаксиальных кабелей. Соответственно следует взять более высокоомный осциллограф. Значительно повысить чувствительность можно, применив быстродействующий лавинный фотодиод. Такие диоды при напряжении питания в несколько сотен вольт обеспечивают внутреннее усиление тока в сотни раз и весьма малое время срабатывания. Однако из-за сильной зависимости усиления лавинного фотодиода от питающего напряжения оно должно быть хорошо стабилизированным [8.6].

8.3.7. Измерение температурных режимов

Все свойства полупроводниковых элементов в большей или меньшей степени зависят от температуры. Задача измерений температурных режимов оптоэлектронных элементов состоит в необходимости создания в климатической камере светового пути, наименьшим образом подверженного посторонним влияниям.

Простейшим решением этой задачи является создание маленького термостата из материала, хорошо проводящего тепло. Термостат содержит несколько отверстий либо для снятия сигнала с контролируемого элемента, либо для регулятора нагрева и датчика температуры. Требуемая температура устанавливается с помощью обычных регуляторов температуры. Наличие воздушного шланга позволяет проводить хорошее охлаждение элемента сжатым воздухом.

Такой термостат имеет (без всего остального оборудования) настолько малые размеры, что его можно устанавливать непосредственно на оптическую скамью. При этом нагретый элемент пригоден для проведения всех оптических измерений. Если необходимо проводить измерения при низких температурах, контролируемый элемент охлаждается сжатым воздухом с помощью воздушного шланга, который предварительно охлаждается в холодильной камере. За счет протекания сжатого воздуха устанавливается необходимая температура элемента, которая регулируется специальным регулятором.

8.3.8. Измерение цвета

Указанная в техническом паспорте элемента длина волны, при которой достигается максимум излучения λ_p , для полупроводниковых источников измеряется без особых трудностей с помощью монохроматора с последующим детектором. «Острый» максимум спектрального распределения, характерный для полупроводниковых источников, приводит к пренебрежимо малым погрешностям, обусловленным изменением длины волны, коэффициента передачи монохроматора и чувствительности детектора.

Критичными являются измерения доминантной длины волны (см. п. 8.2.3) источника для видимого излучения. Простейший метод состоит в том, что производится сравнение цветового излучения источника с цветом, излучаемым лампой накаливания и отфильтрованным монохроматором. Длина волны монохроматора устанавливается таким образом, чтобы добиться одинакового цвета для излучения источника и монохроматора. Эта длина волны и является доминантной длиной волны источника. Хотя в измерении участвует глаз, он служит в этом случае только для сравнения цветового тона двух источников. Серия измерений, проводимая в лаборатории автора, в которой участвовало более 10 человек, дала отклонение в желтой области спектра приблизительно $\pm 0,5$ нм. При этом свет обоих источников подавался на матовый экран, как показано на рис. 8.12, и на нем проводилось сравнение.

Другие методы определения доминантной длины волны очень трудоемки. Так, один из методов предполагает из-

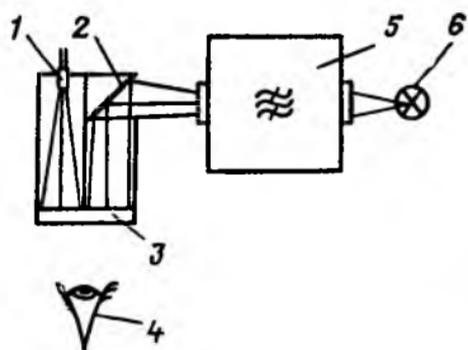


Рис. 8.12. Установка для определения доминантной длины волны: 1 - контрольный элемент; 2 - зеркало; 3 - матовое стекло; 4 - наблюдатель; 5 - монохроматор; 6 - лампа накаливания

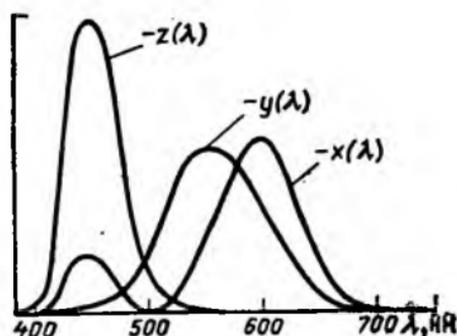


Рис. 8.13. Изменение стандартных спектральных значений от частоты

мерение непосредственно амплитуд трех координат цветности X , Y и Z , а затем рассчитываются составляющие стандартного спектра x и y . На основании таблицы цветов стандартной колориметрической системы делается вывод о доминантной длине волны. Поскольку колориметрическая головка содержит три комбинации фильтр—детектор, такой измерительный прибор оказывается очень дорогим.

Простым, но одновременно более трудоемким является применение для этой цели спектрометра. Прибор состоит из монохроматора с последующим детектором, чувствительность которого в рабочем диапазоне задана для узких поддиапазонов длины волны. Спектр источника измеряется в видимом диапазоне, а измеряемая величина получается путем деления интенсивности сигнала на чувствительность прибора в зависимости от длины волны. Таким образом рассчитывается зависимость интенсивности излучения от длины волны. Эти значения интенсивности должны затем умножаться (с учетом длины волны) на соответствующие стандартные спектральные значения $\bar{x}(\lambda)$, $\bar{y}(\lambda)$ и $\bar{z}(\lambda)$ и раздельно суммироваться (рис. 8.13). Три суммы представляют собой координаты цветности X , Y и Z , с помощью которых, как описывалось выше, производится оценка доминантной длины волны. Таблица координат цветности приведена в стандарте DIN 5033.

При имеющихся сегодня возможностях по применению автоматически перестраиваемых с помощью ЭВМ монохроматоров математические трудности уже не являются препятствием для применения этого метода. Точность вычислений значительно повышается благодаря наличию колориметрической головки с тремя фильтрами, поскольку все систематические отклонения могут компенсироваться за счет хранящихся в ЭВМ коэффициентов.

Для измерения длины волны светодиодов, излучение которых является приблизительно монохроматическим, имеется другой, менее трудоемкий метод. Он заключается в том, что излучение диода измеряется с помощью двух рядом расположенных детекторов, один из которых снабжен фильтром. Коэффициент передачи фильтра увеличивается по линейному закону при уменьшении длины волны. Выходные сигналы обоих детекторов подаются на электронный делитель, в котором образуется частное от деления сигнала детектора с фильтром и сигнала детектора без фильтра. Если оба детектора идентичны, то зависимость

частного от длины волны сильно уменьшается и выходной сигнал получается прямо пропорциональным коэффициенту передачи фильтра при длине волны источника. Калибровка прибора осуществляется с помощью диодов, доминантная длина волны которых устанавливается другими методами. Широкое применение колориметрических приборов, работающих на этом принципе, дает хорошее разрешение и воспроизводимость при высоком быстродействии. Однако этот метод применим только для тех источников, которые излучают внутри диапазона с линейно возрастающим коэффициентом передачи, причем спектры этих источников имеют одинаковую форму, отличаясь только длиной волны. Эти предположения справедливы для светоизлучающих диодов.

8.4. Измерения параметров приемников света

Многие из рассмотренных ранее соображений справедливы для измерения параметров приемников света. Все измерения параметров оптоэлектронных элементов проводятся с помощью приемников света, которые необходимы для линейного, воспроизводимого преобразования световой энергии в электрический сигнал. Приемники света имеют выходной сигнал, пропорциональный интенсивности облучения его чувствительной поверхности, так что этот параметр представляет собой первичный параметр при всех подобных измерениях. У любых измерительных приборов для определения других светотехнических параметров измеряемые величины преобразуются за счет наличия оптических устройств в интенсивность излучения, попадающего на применяемый детектор.

8.4.1. Измерение чувствительности приемника

Интенсивность облучения чувствительной поверхности приемника характеризуется значением появляющегося на его выходе сигнала. Для полупроводниковых приемников, у которых выходной сигнал вызван возникновением носителей зарядов в $p-n$ -переходе под воздействием света, выходной ток пропорционален интенсивности света при ее изменении более чем на девять порядков. Коэффициент пропорциональности — чувствительность приемника — измеряется путем регистрации выходного электрического сигнала при облучении чувствительной поверхности детектора излучением требуемого спектрального состава изве-

стной интенсивности. Другие типы детекторов нуждаются в дополнительном задании интенсивности света.

Для измерений при заданной длине волны используются источники света приблизительно монохроматического излучения. С этой целью можно применить лампу накаливания с последующим включением фильтра нужной длины волны. При часто повторяющихся измерениях на данной длине волны целесообразно использовать интерференционный фильтр, в то время как при измерениях во всем диапазоне волн преимущественно применяют монохроматор с перестраиваемым фильтром. В каждом случае на интересующей длине волны требуется откалиброванный детектор для определения интенсивности «профильтрованного» излучения.

Путем выбора интерференционного фильтра или монохроматора устанавливается длина волны и производится сравнение сигналов в откалиброванном и исследуемом детекторах. Для такого вида измерений необходим, естественно, откалиброванный, частотно-независимый детектор, например, термо- или пироэлектрического типа, выходной сигнал которого при очень малых температурных колебаниях прямо пропорционален излучаемой мощности.

Спектральная светочувствительность S' относится к указанной в техническом паспорте мощности P , приходящейся на чувствительную поверхность A детектора ($P = E_e A$). Ее значение измеряется в A/Vt при дополнительном указании длины волны. Задание этой характеристики в фотометрических единицах обычно не производится.

Для измерения чувствительности приемника при освещении смешанным светом различных частот стандартизован только нормальный свет A , который соответствует лампе накаливания при температуре нити 2856 К. Берут эталонную лампу яркостью I_V и рассчитывают по расстоянию N^* освещенность E_V в месте расположения приемника по формуле $E_V = I_V / N^{*2}$. Затем измеряют освещенность с помощью калиброванного приемника и заменяют его измеряемым детектором.

При известных освещенности и токе можно далее рассчитать чувствительность в $A/лк$ или A/Vt .

8.4.2. Специальные величины (параметры), характеризующие приемник

Широкое применение приемников для измерительных целей, а также желание получить максимальную светочув-

ствительность приводит к необходимости определения некоторых специальных величин приемников.

Квантовый выход. Каждый падающий на полупроводниковый кристалл квант света достаточной энергии способствует образованию пары носителей зарядов. Из-за поглощения световых квантов вне чувствительной зоны, дефектов кристалла и других причин не все носители зарядов участвуют в создании выходного тока приемника. Квантовый выход η равен отношению чувствительности S' приемника к чувствительности S'^* в случае, когда отсутствуют потери при генерации носителей. Согласно определению максимальной чувствительности S'^* , A/W_t , при определенной длине волны равна числу световых квантов в секунду, умноженному на элементарный заряд e :

$$S'^* = \frac{e\lambda}{hc} \approx \frac{\lambda}{1240 \text{ нм}}, \quad (8.4)$$

где e — элементарный заряд; h — постоянная Планка; c — скорость света.

В этом случае квантовый выход

$$\eta = S/S'^*. \quad (8.5)$$

Максимум квантового выхода для кремниевых фотодиодов и длины волн от 600 до 850 нм может достигать 90 % и более.

Эквивалентная шумовая мощность излучения (NEP) равна модулированной до 100 % мощности излучения, при которой фототок равен шумовому току приемника. При оптимальной конструкции приемника шумовой ток I_R обусловлен в основном дробовыми шумами тока I через приемник. Спектральная плотность дробовых шумов, $A/\sqrt{\text{Гц}}$,

$$I_R = \sqrt{2eI}. \quad (8.6)$$

В техническом паспорте шумовая эквивалентная мощность излучения всегда понимается как порог обнаружения приемника, определяемый током в приемнике при отсутствии падающего на него света (темновой ток). Вызываемый дробовыми шумами ток, деленный на чувствительность S' , представляет собой эквивалентную шумовую мощность излучения

$$NEP = \frac{\sqrt{2eIB}}{S'}. \quad (8.7)$$

Крутизна в нулевой точке S_0 . Вольт-амперная характеристика идеального диода описывается согласно [8.12] формулой

$$\frac{I}{I_0} = \exp\left(\frac{qU}{kT}\right) - 1, \quad (8.8)$$

где I_0 — пороговый ток диода в диапазоне пикоампер.

При очень малом напряжении

$$\frac{U}{I} = S_0 = \frac{kT}{qI_0}. \quad (8.9)$$

Крутизна в нулевой точке как крутизна вольт-амперной характеристики при $U=0$ оказывается тем больше, чем меньше I_0 . В техническом паспорте наряду с крутизной в нулевой точке также указаны сопротивления изоляции и ток утечки. Обычно S измеряется как протекающий в приемнике ток при очень малом напряжении (например, 10 мВ). Для светотехнических измерений предпочтительна большая крутизна в нулевой точке при очень малой интенсивности.

8.4.3. Измерение времени срабатывания

Измерение времени срабатывания приемника можно проводить с помощью тех же установок, которые используются и для определения параметров источников (см. п. 8.3.6). При этом необходим источник света, у которого время нарастания значительно меньше, чем у приемника. Импульсный генератор вместе с быстродействующим излучающим диодом имеет время нарастания до нескольких наносекунд. В продаже имеются светоизлучающие диоды красного цвета на базе GaAsP, так называемой стандартной Rot-технологии ($\lambda \approx 645$ нм). С помощью такого диода и соответствующего быстродействующего импульсного генератора достигается время нарастания и спада излучаемого света менее 10 нс.

Еще более короткое время срабатывания (до 1 нс) обеспечивают лазерные диоды и специальные импульсные генераторы. Максимально короткие импульсы в наносекундном диапазоне имеют домены специальных импульсных лазеров, которые применяются далеко не во всех оптоэлектронных измерительных лабораториях.

Простейший метод генерации коротких световых импульсов с очень малым временем нарастания заключается в разряде отрезка заряженного до высокого напряжения

коаксиального кабеля через искровой разрядник (рис. 8.14).

Высокоомный коаксиальный кабель с сопротивлением R_V , заряженный до напряжения U_z , закорачивается искровым разрядником F .

Запасенные в кабеле заряды протекают при этом через резистор и искровой разрядник. Затем начинается новый заряд кабеля до следующего разряда. Частоту повторения можно регулировать, изменяя значения высокого напряжения. Протекание тока, т. е. длительность горения разрядника при полиэтиленовой изоляции кабеля, равно $10l$ нс (l — длина кабеля, м). Сопротивление резистора должно быть равно волновому сопротивлению z коаксиального кабеля. Для времени нарастания и формы импульса решающее значение имеет индуктивность и емкость резистора R , которые должны быть минимальны.

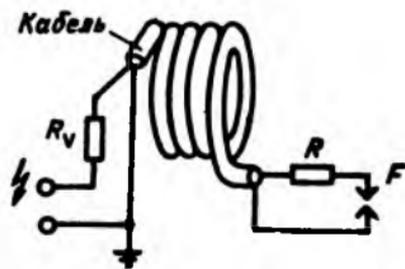


Рис. 8.14. Генератор световых импульсов на коаксиальном кабеле

Трудности обусловлены высоким током разряда, который может достигать значения $I = U_z / (2R)$. При этом принимаются во внимание композиционные углеродистые резисторы, которые, например, включаются в фильтр искрового разрядника. При тщательной отработке конструкции с короткими линиями связи времена нарастания и спада могут быть менее 1 нс. Критичным является также тщательное экранирование.

8.4.4. Измерения параметров фотоэлементов

Фотоэлементы представляют собой фотодиоды, необходимые для преобразования излучения в электрическую мощность наилучшим образом. При этом другие параметры, например время срабатывания, являются менее важными. Основными характеристиками фотоэлемента являются ток КЗ и напряжение ХХ при минимальной освещенности, а также вольт-амперная характеристика и коэффициент заполнения (рис. 8.15). Коэффициент заполнения представляет собой площадь прямоугольника, образованного напряжением ХХ и током КЗ как его сторонами. Близкая к прямоугольной форме характеристика эквивалентна боль-

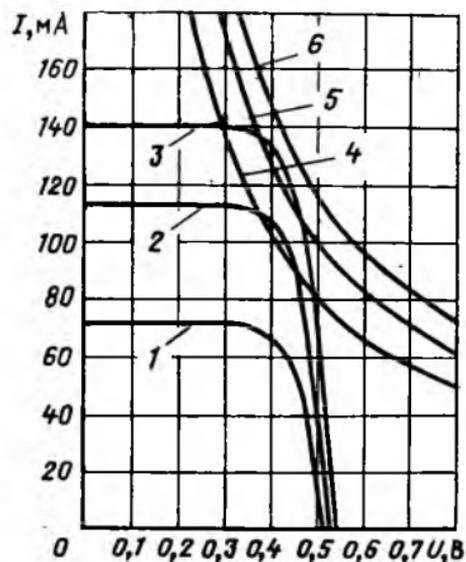


Рис. 8.15. Семейство характеристик солнечного элемента:

1 — $E_c = 50$ мВт/см²; 2 — 80 мВт/см²;
3 — 100 мВт/см²; 4 — $P = 40$ мВт; 5 —
50 мВт; 6 — 60 мВт

шей отдаче тока, который имеет место практически до наступления напряжения ХХ, и, следовательно, более высокой электрической мощности.

Солнечные элементы представляют собой фотоэлектронные приборы, предназначенные специально для преобразования солнечного

излучения в электрическую мощность. Их характеристики определяются чаще всего при интенсивности освещения 1 кВт/м², что соответствует излучению находящегося в зените солнца при безоблачном небе на уровне моря. Поскольку в этом случае солнечные лучи пронизывают воздушную оболочку земли один раз, это условие называют коротко АМ 1.

Нагрев солнечных элементов при облучении выдвигает на первый план задачу определения их характеристик при повышенной температуре. Как для солнечных, так и для нормальных фотоэлементов при выяснении их характеристик необходимо стремиться к указанию семейства кривых в различных условиях освещенности, поскольку это позволяет измерять заданный ток при любом напряжении. Гиперболы, показанные на рис. 8.15 для $P = \text{const}$, соответствуют постоянной мощности $P = UI$. Для каждой освещенности солнечного и фотоэлемента имеется на характеристике точка максимальной мощности при напряжении U и токе I . Внутреннее сопротивление элемента в этой точке, равное $R = U/I$, называется оптимальным нагрузочным сопротивлением для этой освещенности.

Чтобы измерить параметры солнечных и фотоэлементов, можно применить, например, стандартный свет А. Однако непосредственно для солнечных элементов желательно указывать значения параметров при облучении солнечным светом. Поэтому лучше всего использовать имитатор солнца, в котором свет газонаполненной лампы регулируется и фильтруется таким образом, что определенная поверх-

ность облучается с освещенностью АМ 1. Однако затраты на изготовление и эксплуатацию больших имитаторов солнца весьма существенны. Компромиссным решением является применение источников света, имеющих спектр, отличный от солнечного, но достаточно интенсивный. Если спектральная чувствительность отдельных солнечных элементов при изготовлении мало изменяется, можно пересчитать заданные ток и напряжение в ту же освещенность для солнечного света АМ 1.

Последнее, относительно экономичное решение представляет собой освещение элемента электронной лампой-вспышкой, применяемой в фотографии. Спектр лампы-вспышки, особенно той, которая используется в цветной фотографии, хорошо согласуется с солнечным светом и имеет очень высокую интенсивность. При соответствующем электрическом монтаже этой освещенности вполне достаточно для измерения выходного сигнала, характеризующего время нарастания солнечных и фотоэлементов.

8.5. Измерение параметров приемопередающих устройств

Приемопередающие устройства содержат источник и приемник в одном корпусе, например оптический элемент связи и часть фоторегулятора. Напротив, для световолновой приемопередающей техники расстояние между источником и приемником составляет до нескольких километров. Однако оба эти устройства можно подключать к светопроводу. При пространственном разнесении источника и приемника электронно-оптические свойства отдельного элемента представляют для пользователя огромный интерес, уже хотя бы с точки зрения их взаимозаменяемости.

8.5.1. Измерение параметров оптических элементов связи

Оптический элемент связи содержит в светонепроницаемом корпусе оптически связанные между собой источник и приемник. Сегодняшние стандартные типы элементов имеют источник, выполненный на ИР-люминесцентном диоде, и приемник на фототранзисторе. Поскольку светонепроницаемый корпус элемента полностью экранирует его от окружающего пространства, его оптоэлектрические свойства в общем случае не проявляются. Поэтому пользователь может рассматривать оптический элемент связи как «чер-

ный ящик» с электрическими входами и выходами, в котором они связаны между собой каким-то образом. Несмотря на это, кратко рассмотрим измерения, позволяющие оценить существенные для оптического элемента свойства. Одним из важнейших для пользователя параметров является коэффициент связи или отношение передачи тока, указывающие на то, какой ток протекает через приемник,

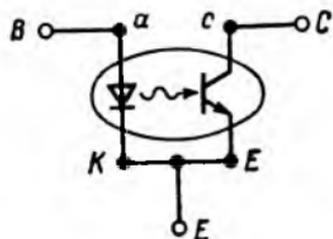


Рис. 8.16. Схема измерения коэффициента связи

если ток источника имеет определенное значение. Коэффициент связи лежит в диапазоне от 20 до 400 % и может измеряться как коэффициент усиления постоянного тока B транзисторов, имеющих очень низкое усиление (рис. 8.16).

Важнейшее свойство оптического элемента связи состоит в том, что между источником и приемником не должно быть электрической связи. Вследствие этого различие потенциалов между ними не должно оказывать влияния на режим работы элемента, что гарантируется до известного значения напряжения между источником и приемником.

В ходе обычных испытаний напряжение изоляции кратковременно прикладывается к элементу и регистрируется возникающий при этом ток. При измерении напряжения пробоя медленно повышается напряжение до тех пор, пока не произойдет пробоя. Иногда необходимо разместить элемент в трансформаторном масле для предотвращения пробоя в воздухе на корпус.

Элемент связи, в котором происходит пробой при малом токе, имеет внутри мелкие трещины, которые при повторной нагрузке служат «основой» для нового пробоя. Такие элементы следует отбраковывать.

8.5.2. Измерение параметров фоторегулятора

Функционально фоторегулятор представляет собой оптоэлектронное устройство с различным демпфированием светового потока. Различают конструкции разветвленных фоторегуляторов с взаимодействующими друг с другом источником и приемником и отражательных фоторегуляторов с элементами, лежащими в одном направлении. Разветвленные фоторегуляторы срабатывают при прерывании свето-

вого луча, отражательные — при приближении отражающего предмета.

Для пользователя существенными являются не характеристики отдельных элементов фоторегулятора, а их взаимодействие. Сюда относится выходной ток приемника в зависимости от состояния и тока источника, а для отражательного фоторегулятора — также зависимость и от отражающих свойств предмета. Кроме того, должна измеряться чувствительность приемника для уровня мешающего света, соответствующего режиму работы, когда помеховый фототок сравним с полезным сигналом. Наконец, следует еще упомянуть время срабатывания, которое имеет значение при работе в режиме переменного тока или при определении быстрых перемещений.

8.5.3. Элементы для передачи световых волн

Светопровод представляет собой волокно из оптически прозрачного материала, сердечник которого, состоящий из материала с высоким коэффициентом преломления, окружен оболочкой с меньшим коэффициентом преломления. Такая конструкция обеспечивает распространение света в сердечнике волокна за счет внутренних отражений или

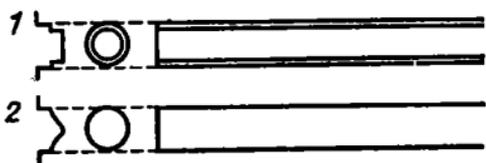


Рис. 8.17. Световодное волокно со ступенчатым (1) и градиентным (2) профилями

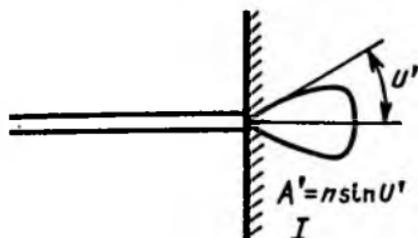


Рис. 8.18. Апертура световода:
 I — среда с коэффициентом преломления n ($n_{\text{возд}} = 1$)

преломлений от оболочки. При этом исключается выход света за пределы оболочки волокна. По виду зависимости коэффициента преломления на переходе от сердечника к оболочке различают ступенчато-профилированное волокно с резкими переходами и градиентно-профилированное волокно с плавным переходом (рис. 8.17) [8.8].

Потери в волокне могут происходить вследствие поглощения или рассеяния света, за счет максимальной чистоты

материала волокна они сводятся к минимуму. Важнейшими характеристиками светопровода для подключения к нему источника являются диаметр светопроводящего сердечника и апертура волокна. Числовая апертура A' равна синусу максимального угла U' , при котором подводимый от источника свет может распространяться вдоль оси волокна. В том случае, когда конец светопровода находится не в воздухе, а в среде с коэффициентом преломления n , числовая апертура зависит также от n (рис. 8.18).

Важнейшими данными источника являются спектральное распределение излучения, время срабатывания, мощность излучения, подводимая к волокну, и излучаемые моды.

Спектральное распределение и время срабатывания источника измеряются без волокна, как для обычных источников. Из-за дисперсии материала волокна (зависимости длины волны от коэффициента преломления) желательно иметь небольшую спектральную ширину излучения источника. При малой ширине спектра различия в коэффициенте преломления и соответственно во времени прохождения излучения в волокне оказываются незначительными. Это уменьшает «размывание» коротких импульсов в волокне. Подводимую мощность можно определять только одновременно с излучаемыми модами. Излучаемый сигнал в градиентном и ступенчато-профилированном волокне может распространяться по множеству различных путей — так называемых мод.

Все моды делятся на две группы. Излучение основной моды распространяется с малыми потерями и незначительным «размытием» импульсов в волокне. Для этой моды изготовитель указывает данные, например затухающие в волокне. Дополнительные моды (моды оболочки) характеризуются распространением излучения из малопоглощающего стержня в оболочку, что сопровождается значительно большим его затуханием (более подробное описание содержится в [8.10]).

Для источников, имеющих длинную световодную линию, невозможно измерить мощность излучения волн, распространяющихся в оболочке. Предпочтительным является применение длинного отрезка волокна, в котором происходит достаточное затухание мод оболочки. Другой метод состоит в «срыве» мод оболочки, при этом волокно, освобожденное от покрытия, а возможно, даже и оболочки, помещают в среду с высоким коэффициентом преломления. Это су-

щественно облегчает выход мод оболочки из волокна, так что достаточно длины волокна около 10 см для устранения мод оболочки.

Подводимую мощность в обоих методах измеряют с помощью калиброванного детектора. Причем необходимо определить весь выходящий из конца волокна свет. Деление измерений мощности на затухание в волокне дает подводимую мощность для основной моды. Измерение мощности непосредственно на выходе источника, к которому подключается волокно, может полностью исказить результат, если, например, большая доля выходной мощности отводится в излучение моды оболочки.

Измерение параметров приемника. Для приемников указывается прежде всего время срабатывания и степень квантового взаимодействия. Время срабатывания измеряется, как при испытаниях обычных приемников. Так же поступают в случае измерения степени квантового взаимодействия, которая имеет особое значение, поскольку при длинной световодной линии происходит недопустимое усиление шумов. Чувствительная поверхность должна иметь всегда такие большие размеры, чтобы принимать все излучение, выходящее из волокна.

Обстоятельное описание распространения волн в световоде и связанных с этим проблем приведено в [8.8 и 8.10].

К эл. 1

- 1.1. *Paul R.* Transistormechanik. Braunschweig, 1966.
- 1.2. *Rothfi H.* Transistor—Meßpraxis. Stuttgart: Franckh'sche Verlagsbuchhandlung 1961.
- 1.3. *Schlegel H. R.* Der Transistor. Allgemeine Grundlagen. Prien: Wintersche Verlagsbuchhandlung 1961.
- 1.4. *Dosse J.* Der Transistor. Munchen: Oldenbourg 1962.
- 1.5. *Schrenk H.* Bipolare Transistoren. (Hrsg. Heywang W., Muller R., Halbleiter—Elektronik, Bd. 6.) Berlin: Springer 1978.
- 1.6. *Halbleiterbauelement* für die Nachrichtentechnik — Verfahren. DIN 41 792. 1) Richtlinien, 2) Dioden, 3) Warmewiderstand, 4) Z-Dioden, 5) Mischdioden, 6) Feldeffekttransistoren.
- 1.7. *Elektrische* Referenzmeßverfahren — Transistoren. DIN 41 793.

К эл. 3

- 3.1. *Chang H. Y., Manning E., Metzger G.* Fault diagnosis of digital systems. Huntington, N. Y.: Krieger Publ. 1974.
- 3.2. *Friedman A. D., Menon P. R.* Fault detection in digital circuits. Englewood Cliffs, N. Y.: Prentice Hall. 1971.
- 3.3. *Breuer M. A., Friedman A. D.* Diagnosis and reliable design of digital systems. Woodland Hill, CA: Computer Science Press 1976.
- 3.4. *Muehldorf E. I., Savker A. D.* LSI logic testing — an overview. IEEE Trans. C-30, 1981, 1—17.
- 3.5. *Williams T. W., Parker K. P.* Testing logic networks and designing for testability. Computer 12, 1979, 9—21.
- 3.6. *Gutfreund K.* Integrating the approaches to structured design for testability. VLSI Design 10, 1983, 34—42.
- 3.7. *Williams T. W., Parker K. P.* Design for testability — a survey. Proc. of the IEEE 1, 1983, 98—112.
- 3.8. *Ibarra O. H., Sahni S. K.* Polynomially complete fault detection problems. IEEE Trans, C24, 1975, 242—249.
- 3.9. *Thatte S. M., Abraham J. A.* Test generation for microprocessors. IEEE Trans. C-29, 1980, 429—441.
- 3.10. *Brahme D., Abraham J. A.* Functional testing of microprocessors. IEEE Trans. C-33, 1984, 475—485.
- 3.11. *Thatte S. M., Abraham J. A.* Testing of semiconductor random access memories. Proc. 7th Fault—Tolerant Comput. Symp. June 1977. P. 81—87.
- 3.12. *Galiay J., Crouzet Y., Vergniault M.* Physical versus logical fault models for MOS ISI circuits: Impact on their testability. IEEE Trans. C-29, 1980, 527—531.
- 3.13. *Brauer M. A.* Testing for intermittent faults in digital circuits. IEEE Trans. C-22, 1973, 241—246.
- 3.14. *Dias F. J. O.* Fault masking in combinational logic circuits. IEEE Trans. C-24, 1975, 476—482.
- 3.15. *Wadsack R. L.* Fault modeling and logic simulation of CMOS and MOS integrated circuits. Bell Syst. Tech. J. 57, 1978, 1449—1474.

3.16. *Jain S. K., Agrawal V. D.* Test generation of MOS circuits using D-algorithm. Proc. 20th Design Automation Conf., June 1983. P. 64—70.

3.17. *Bottorff P. S.* Functional testing — folklore and fact. Proc. 1981 IEEE Test Conf., Oct. 1981. P. 463—464.

3.18. *Goel P.* Test generation costs analysis and projections. Proc. 17th Design Automation Conf., 1980, P. 77—84.

3.19. *Agrawal V. D.* When to use random testing. IEEE Trans. C-27, 1978. 1—54—1055.

3.20. *Williams T. W., Eichelberger E. B.* Random patterns within a structured sequential Logic design. Proc. 1977 Semiconductor Test Symp., Oct. 1977. P. 19—27.

3.21. *Losq J.* Efficiency of random compact testing. IEEE Trans. S-27, 1978, 516—525.

3.22. *Sellers E. F., Hsiao M. Y., Bearson L. W.* Analysing errors with the Boolean difference. IEEE Trans. C-17, 1968, 676—683.

3.23. *Armstrong D. B.* On finding a nearly minimal set of fault detection tests for combinational logic nets. IEEE Trans. EC-15, 1966, 66—73.

3.24. *Eldred R. D.* Test routines based on symbolic logic statements. J. ACM 6, 1959, 33—36.

3.25. *Schneider P. R.* On the necessity to examine D-chains in diagnostics test generation — an example. IBM J. Res. Dev. 11, 1967, 114.

3.26. *Roth J. P.* Diagnostics of automata failures: A calculus and a method. IBM J. Res. Dev. 10, 1966, 278—291.

3.27. *Roth J. P., Bouricius W. G., Schneider P. R.* Programmed algorithm to compute tests to detect and distinguish between faults in logic circuits. IEEE Trans. EC-16, 1967, 567—580.

3.28. *Poage J. F.* Derivation of optimal tests to detect faults in combinational circuits. Proc. Symp. Mathematical Theory of Automata. Brooklyn: Polytechnic Press 1963. P. 483—528.

3.29. *Thomas J. J.* Automatic diagnostic test programs for digital networks. Comput. Des. 10, 1971, 63—67.

3.30. *McCluskey E. J.* Minimization of Boolean functions. Bell. Syst. Tech. J. 35, 1956, 1417—1444.

3.31. *Mealy G. H.* A method for synthesizing sequential circuits. Bell Syst. Tech. J. 34, 1955. P. 1045—1079.

3.32. *Moore E. F.* Gedanken — experiments on sequential machines. Ann. Math. Studies, № 34, Automata Studies. Princeton University Press 1956. P. 129—153.

3.33. *Kohavi Z., Lavalley P.* Design of sequential machines with fault detection capabilities. IEEE Trans. EC-16, 1967, 473—484.

3.34. *Holborow C. E.* An improved bound on the length of checking experiments for sequential machines with counter cycles. IEEE Trans. C-21, 1972, 597—598.

3.35. *Fujiwara H. e. a.* Easily testable sequential machines with extra inputs. IEEE Trans. C-24, 1975, 821—826.

3.36. *Carter W. C. e. a.* Design of serviceability features for the IBM system/360. IBM J. Res. Dev. 8, 1964, 115—126.

3.37. *Eichelberger E. B., Williams T. W.* A logic design structure for LSI testability. Proc. 14th Design Automation Conf., June, 1977. P. 462—468.

3.38. *Golomb S. W.* Shift register sequences. San Francisco, CA: Holden Day, 1967.

3.39. *Daehn W., Mucha J.* A hardware approach to selftesting of large programmable logic arrays. IEEE Trans. C-30, 1981. P. 829—833.

3.40. *Frohwerk R. A.* Signature analysis. A new digital field service method. Hewlett—Packard J., May 1977, 2—8.

3.41. *Konemann B., Mucha J., Zwiehoff G.* Signaturregister für selbsttestende ICs. NIG-Fachber. 68, 1979, 109—112.

3.42. *Konemann B., Mucha J., Zwiehoff G.* Built—in logic block observation techniques. Proc. 1979 IEEE Test Conf. Oct. 1979. P. 37—41.

3.43. *Hayes J. P.* Detection of pattern—sensitive faults in random access memories. IEEE Trans. C-24, 1975. P. 150—157.

3.44. *Micro Control Co.* Standard pattern for testing memories. Electronics Test 4, 1981, 22—26.

3.45. *Hanlon E.* Intelligent burn—in for high density memories. Electronics Test 6, 1983, 60—63.

3.46. *SENTRY 21*, Product description, Fairchild Camera and Instrument Corp., San Jose, CA, 1981.

K z. 4

4.1. *Masing W.* Handbuch der Qualitätssicherung. München Wien: Hanser, 1980.

4.2. *Technische Zuverlässigkeit*, 2. Aufl. Hrsg. v. Messerschmidt, Bolkow, Blohm. Berlin: Springer, 1977.

4.3. *Müller R., Schwarz H.* Zuverlässigkeitssicherung. Tabellen und Nomogramme für die Praxis. Siemens AG, Berlin und München, 1982.

4.4. *Begriffe der Qualitätssicherung und Statistik*, DIN 55 350, Teil 11: Zuverlässigkeit von Betrachtungseinheiten der Elektrotechnik. DIN 40 041.

4.5. *Steinecke V.* Das Lebensdaueretz, Wahrscheinlichkeitspapier für die Weibull-Verteilung. DGQ—Schrift № 17—25, Dtsche. Ges. f. Qualität. Berlin: Beuth—Verlag, 1979.

4.6. *Goldthwaite L. R.* Failure rate study for the lognormal lifetime model. Proc. 7 th Nat. Symp. on Rel. and Q. C. in Electronics, Philadelphia, 1961.

4.7. *Tomasek K.* Zur Problematik zeitraffender Zuverlässigkeitsprüfungen an Si—Transistoren. NTZ 1, 1972, 41.

4.8. *Lycoudes N., Childers C.* Semiconductor instability failure mechanisms review. IEEE Trans. R 29, 1971, 41.

4.9. *Eli Harari.* Dielectric breakdown in electrically stressed thin films of thermal SiO₂. J. Appl. Phys. 49, 4, 1978.

4.10. *Chaudari P. K.* Leakage-induced hot carrier instabilities in phosphorus—doped SiO₂ gate IGFET devices. Int. Rel. Phys. Symp. 1977.

4.11. *Crook D. I.* Methods of determining reliability screens for time—dependent dielectric breakdown. 17th Ann. Proc. Rel. Phys. Symp. 1979.

4.12. *Hersener J., Ricker T.* Elektrotransport in Aluminium—Leiterbahnen. Wiss. Ber. AEG—Telefunken 48, 1975, 2/3.

4.13. *Sim S. P.* Procurement specification requirements for protection against electromigration failures in aluminium metallization. Microelectron. Rel. 19, 1979, 8.

4.14. *Venables J. D., Lye R. G.* A statistical model for a electromigration—induced failures in thin film conductors. 10th Ann. Proc. Rel. Phys. Symp. 1972.

4.15. *Kemeny A. P.* Survey of dominant IC failure mechanism and analysis of failure causes. Microelectron. Rel. 14, 1975, 5/6.

4.16. *Peck D. S., Zierdt C. H.* The reliability semiconductor devices in the bell system. Proc. IEEE 62, 1974, 2.

4.17. *Microcircuit device reliability MDR—15 digital evaluation and failure analysis data.* RAC, Summer 80.

4.18. *General* specification for microcircuits. MIL M 38510D, Amendment 1, 21 July 1978.

4.19. *Test* methods and procedures for microcircuits. MIL STD 883, 31. Aug. 1977.

4.20. *Reliability* prediction of electronic equipment. MIL HDBK 217 C, 9. Apr. 1979.

4.21. *Mayo S.* The role of microelectronics in communication. *Sci. Am.* 237, Sept. 1977, 192.

4.22. *Peck D. S.* New concerns about integrated circuit reliability. *Int. Rel. Phys. Symp.* 1978.

K z. 5

5.1. *Menzel E., Kubalek E.* Fundamentals of electron beam testing of integrated circuits. *Scanning* 5, 1983, 103.

5.2. *Feuerbaum H. P.* Electron beam testing. Methods and applications. *Scanning* 5, 1983, 14.

5.3. *Reimer L., Pfefferkorn G.* Rasterelektronenmikroskopie, 2. Aufl. Berlin: Springer 1977.

5.4. *Wells O. C.* Scanning electron microscopy. New York: McGraw-Hill 1974.

5.5. *Ostrow M., Menzel E., Kubalek E.* Real time logic state analysis of IC-internal signals with an electron beam probe logic analyser combination. *Microcircuit Engineering* 81; Proc. Int. Conf. Microlithography, Switzerland 1981. P. 514.

5.6. *Balk L. J., Feuerbaum H. P., Kubalek E., Menzel E.* Quantitative voltage contrast at high frequencies in the SEM. *Scanning electron microscopy 1976, Part IV: IIT Res. Inst., Chicago, 1976, P. 615.*

5.7. *Feuerbaum H. P.* VISI—testing using the electron probe. *Scanning electron microscopy 1979. I, SEM Inc., AMF O'Hare, III., USA. P. 285.*

5.8. *Wolfgang E.* Electron beam testing, problems in practice. *Scanning* 5, 1983, 71.

5.9. *Tollkamp C* Unveroffentlichte Ergebnisse.

5.10. *Fazekas P., Lindner H., Lindner R., Otto J., Wolfgang E.* On—water defect classification of LSI—circuits using a modified SEM. *Scanning electron microscopy 1978, Vol. I, SEM Inc., AMF O'Hare, III., USA. P. 801.*

5.11. *Young J. R.* Penetration of electrons and ions in aluminum. *J. Appl. Phys.* 27, 1956, 1.

5.12. *Holliday J. E., Sternglass E. J.* New method for range measurements of low—energy electrons in solids. *J. Appl. Phys.* 30, 1959, 1428.

5.13. *Schonland B. F. J.* The passage of cathode rays through matter. *Proc. Roy. Soc. London, A* 104, 1923, 235.

5.14. *Cosslett V. E., Thomas R. N.* Multiple scattering of 5—30 keV electrons in evaporated metal films. *Brit. J. Appl. Phys.* 15, 1964, 1283.

5.15. *Everhart T. E., Hoff P. H.* Determination of kilovolt electron energy dissipation vs. penetration distance in solid materials. *J. Appl. Phys.* 42, 1971, 5837.

5.16. *Kollensberger P., Krupp A., Sturm M., Weyl R., Widulla F., Wolfgang E.* Automated electron beam testing of VLSI circuits. *Proc. Int. Test Conf. 1984, IEEE Computer Society Press 1984. P. 550.*

5.17. *Menzel E., Kubalek E.* Electron beam test system for VLSI circuit inspection. *Scanning electron microscopy, 1979, I; SEM Inc., AMF O'hare, III., USA. P. 297.*

5.18. *Menzel E., Kubalek E.* Electron beam chopping systems in the

SEM. Scanning electron microscopy, 1979, I: SEM Inc., AMF O'Hare, Ill. USA. P. 305.

5.19. *Fujioka H., Ura K.* Electron beam blanking systems. Scanning 5, 1983, 3.

5.20. *Hollmann H. E.* Die Braunsche Rohre bei sehr hohen Frequenzen. Hochfrequenztech. Elektroakust. 40, 1932, 97.

5.21. *Gopinath A., Hill M. S.* SEM stroboscopy at 9 GHz. Scanning electron microscopy, 1973, Part I: IIT Res. Inst., Chicago, 1973. P. 197.

5.22. *Ura K., Fujioka H., Hosokawa T.* Stroboscopic scanning electron microscope to observe two-dimensional and dynamic potential distribution of semiconductor devices. New York: IEEE Tech. Digest of IEDM 1977. P. 502.

5.23. *Menzel E., Kubalek E.* Secondary electron detection systems for quantitative voltage measurements. Scanning 5, 1983, 151.

5.24. *Tee W. J., Gopinath A.* A voltage measurement scheme for the SEM using a hemispherical retarding analyser. Scanning electron microscopy, 1976, Part IV; IIT Res. Inst. Chicago, 1976. P. 595.

5.25. *Fazekas P.* Elektronenstrahl prüft elektrische Potentiale in integrierten Schaltungen. Technisches Messen 48, 1981, 29.

5.26. *Piwczyk B., Siu W.* Specialized scanning electron microscopy voltage contrast techniques for LSI—failure analysis. Int. Reliabil. Phys. Symp., Las Vegas 1974. P. 49.

5.27. *MacDonald N. C., Robinson G. Y., White R. M.* Time—resolved scanning electron microscopy and its application to bulkeffect oscillators. J. Appl. Phys. 40, 1969, 4516.

5.28. *Feuerbaum H.-P., Kantz D., Wolfgang E., Kubalek E.* Quantitative measurement with high time resolution of internal waveforms on MOS RAMs using a modified scanning electron microscope. IEEE J. Solid-State Circuits, SC-13, 1978, 319.

5.29. *Crichton G., Fazekas P., Wolfgang E.* Electron beam testing of microprocessors. IEEE Test Conf., Long Beach, Calif. IEEE Computer Society Press 1980. P. 444.

5.30. *Wolfgang E.* Electron beam techniques for microcircuit inspection. Microcircuit engineering/Eds. H. Ahmed, W. C. Nixon. Cambridge University Press 1980, P. 409.

5.31. *Wolfgang E., Lindner R., Fazekas P., Feuerbaum H.-P.* Electron-beam testing of VLSI-circuits. IEEE J. Solid State Circuits, SC—14, 1979, 471.

5.32. *Wolfgang E., Fazekas P., Otto J., Crichton G.* Internal testing of microprocessor chips using electron beam techniques. Proc. IEEE Int. Conf. on Circuits and Computers 1980. P. 548.

К зл. 6

6.1. *Leamy H. J.* Charge collection scanning electron microscopy. J. Appl. Phys. 53, 1982, R. 51.

6.2. *Bresse J. F.* Electron beam induced current in silicon planar pn—junctions. Physical model of carrier generation. Determination of some physical parameters in silicon. Scanning electron microscopy, 1972, Part I. IIT Res. Inst., Chicago 1972. P. 105.

6.3. *Klein C. A.* Bandgap dependence and related features of radiation ionization energies in semiconductors. J. Appl. Phys. 39, 1968, 2020.

6.4. *Sternglas E. J.* Backscattering of kilovolt electrons from solids. Phys. Rev. 95, 1954, 345.

6.5. *Donolato C.* Contrast formation in SEM charge collection images

of semiconductor defects. Scanning-electron microscopy. 1979, I: SEM Inc. AMF O'Hare, III., USA. P. 257.

6.6. *Kimerling L. C., Leamy H. J., Benton J. I., Ferris S. D., Free-land P. E., Rubin J. J.* Analysis of impurity distributions and defect structures in semiconductors by SEM-charge collection microscopy. Semiconductor silicon 1977/Eds. H. R. Huff, E. Sirtl. Princeton, N. J.: The Electrochemical Society, Inc. P. 468.

6.7. *Schink H.* Elektronenmikroskopische Darstellung von Feldverteilungen in Halbleiter-Bauelementen. Diss., TU Munchen, 1984.

6.8. *Berz F., Kuiken H. K.* Theory of life time measurements with the scanning electron microscope. Steady state. Solid State Electron. 19, 1976, 437.

6.9. *Fuyuki T., Matsunami H., Tanaka T.* The influence of the generation volume of minority carriers on EBIC. J. Phys. D. Appl. Phys. 13, 1980, 1093.

6.10. *Marten H. W., Hildebrand O.* Computer simulation of electron beam induced current (EBIC) linescans across pn-junction. Scanning electron microscopy, 1983, III: SEM Inc., AMF O'Hare, III., USA. P. 1197.

6.11. *Schink H., Rehme H.* Mapping of pn-junctions and depletion layers by computer-processed EBIC-signals. Beitr. elektronenmikroskop, Direktabb. Oberfl. 16, 1983, 287.

6.12. *Hersener J.* Messung der Unterdiffusion mit dem Rasterelektronenmikroskop. Phys. Bl. 37, 1981, 319.

6.13. *Heydenreich J., Blumtritt H., Gleichmann R., Johansen H.* Combined application of SEM (EBIC) and TEM for the investigation of the electrical activity of crystal defects in silicon. Scanning electron microscopy, 1981, I: SEM Inc., AMF O'Hare, III. USA. P. 351.

6.14. *Bull C. J., Ashburn P., Gowers J. P.* A study of diffused bipolar transistors by electron microscopy. Solid State Electron. 23, 1980, 953.

6.15. *Dishman J. M., Haszko S. E., Marcus R. B., Murarka S. P., Sheng T. T.* Electrically active stacking faults in CMOS-integrated circuits. J. Appl. Phys. 50, 1979, 2689.

6.16. *Hersener J., Baumgartl R.* Untersuchungen zur Diffusionslänge der Minoritätsträger in poly-kristallinen Silizium — Solarzellen. Beitr. elektronenmikroskop. Direktabb. Oberfl. 13, 1980, 121.

6.17. *Pasemann L.* A contribution to the theory of the EBIC contrast of lattice defects in semiconductors. Ultramicroscopy 6, 1981, 237.

K 21. 7

7.1. *Spence E.* Pn-Übergänge (Hrsg. Heywang W., Müller R., Halbleiter-Elektronik, Bd. 5). Berlin: Springer, 1979.

7.2. *Gerlach W.* Thyristoren. (Hrsg. Heywang W., Müller R. Halbleiter-Elektronik, Bd. 12). Berlin: Springer, 1979.

7.3. *Hoffmann A., Stocker K.* Thyristor-Handbuch, 4. Aufl. Berlin, München: Siemens AG 1976.

7.4. *Blicher A.* Thyristor physics. Berlin: Springer 1976.

7.5. *Ghandi S. K.* Semiconductor power devices. New York: Wiley 1977.

7.6. *Paul R.* Transistoren und Thyristoren. Heidelberg: Huthig 1977.

7.7. *Heumann K., Stumpe A. C.* Thyristoren. Stuttgart: Teubner 1970.

7.8. *Müller R.* Bauelemente der Halbleiter-Elektronik, 2. Aufl. (Hrsg. Heywang W., Müller R. Halbleiter-Elektronik, Bd. 2). Berlin: Springer 1979.

7.9. *Buri H., Leipold P.* Anwendungsbezogene Prüfung schneller Thyristoren. BBC-Nachr. 61, 1979, 459.

- 7.10. Schwab A., Heinrich C. Me widerstand zur Aufzeichnung schneller Stromänderungen im Nanosekundenbereich. ETZ-A 87, 1966, 181.
- 7.11. VDE 0104/7.67. Bestimmungen für Prüfanlagen und Laboratorien mit Spannungen über 1 kV. Berlin: VDE-Verlag, 1967.
- 7.12. Rice L. R. Silicon-controlled rectifier designers handbook. Youngwood Pa.: Westinghouse Electric Corp. 1970.
- 7.13. Siehe 7.1, S. 119 ff.
- 7.14. Wojtalla H. Direktmessung von Leistungshalbleitern mittels rechnergesteuerter Anlage. Nachrichten-Elektronik 2, 1976, 35.
- 7.15. Siehe 7.7, S. 325.
- 7.16. Rumberg J. Messung der Freierwendezeit von Thyristoren. Elektronik-Anz. 5, 1973, 84.
- 7.17. Siehe 7.3, S. 124 ff.
- 7.18. Golden F. B. Thyristorschaltverluste und ihre Messung. Elektrik 26, 1972, 107.
- 7.19. Schmid W., Wiesner A. Bedienungsanleitung: Q-Prüfgerät 2120, interne Mitt., Siemens AG, DH PT MF, München, 1976.

К зл. 8

- 8.1. Reeb O. Grundlagen der Photometrie. Karlsruhe: Braun 1962.
- 8.2. Helbig E. Grundlagen der Lichtmeßtechnik. Leipzig: Akademische Verlagsges. Geest & Portig 1977.
- 8.3. Keitz H. A. E. Lichtberechnungen und Lichtmessungen. Philips Technische Bibliothek 1967.
- 8.4. Lang H. Farbmetrik und Farbfernsehen. München: Oldenbourg 1978.
- 8.5. Schultze W. Farbenlehre und Farbenmessung. Berlin: Springer 1966.
- 8.6. Bleicher M. Halbleiter Optoelektronik. Heidelberg: Huthig 1976.
- 8.7. Schroder G. Technische Optik kurz und bundig. Würzburg: Vogel, 1974.
- 8.8. Giallorenzi, Thomas G. Optical communications research and technology: Fiber optics. Proc. IEEE 66, 1978, 744.
- 8.9. Datenbuch. Optoelektronik Halbleiter. München: Siemens AG 1981.
- 8.10. Grau G. Optische Nachrichtentechnik. Berlin: Springer 1981.
- 8.11. Datenblätter der Firmen EG & G, Gamma Scientific, Dr. Lange, Osram, Photo Research, Tektonix, UDT (United Detector Technology).
- 8.12. Shockley W. The theory of pn junctions in semiconductors. Bell. Syst. Tech. J. 28, 1949, 435.

Дополнительный список литературы

1. Измерения и контроль в микроэлектронике: /Под ред. А. А. Сазонова. М.: Высшая школа, 1984.
2. Измерение параметров цифровых интегральных микросхем /Под ред. Д. Ю. Эйдукаса, Б. В. Орлова. М.: Радио и связь, 1982.
3. Чернушенко А. М., Майбуудин Н. В. Измерение параметров электронных приборов дециметрового и сантиметрового диапазонов волн. М.: Радио и связь, 1986.
4. Измерения в электронике /Под ред. В. А. Кузнецова. М.: Энергоатомиздат, 1987.

Предисловие к русскому изданию	3
Предисловие	5
Список обозначений	6
Глава 1. Введение	8
Глава 2. Аналоговые интегральные схемы	10
2.1. Данные, содержащиеся в техническом паспорте	12
2.2. Общие измерения	14
2.3. Измерения параметров типовых схем	25
2.4. Методы и средства контроля	60
Глава 3. Контроль цифровых интегральных схем	66
3.1. Введение	66
3.2. Причины и модели неисправностей	71
3.3. Генерация тестовых воздействий	81
3.4. Обеспечение контролепригодности на стадии проектирования	105
3.5. Контроль цифровых запоминающих устройств	116
3.6. Контрольные автоматы	122
Глава 4. Надежность интегральных схем	128
4.1. Понятие надежности и статистические способы ее описания	129
4.2. Механизмы отказов и их действие при нагрузке	134
4.3. Реальная надежность	150
4.4. Меры обеспечения надежности	156
4.5. Количественные значения надежности	166
Глава 5. Электронно-зондовая техника для измерения потенциала интегральных схем	176
5.1. Введение	176
5.2. Качественные методы	178
5.3. Количественные методы	186
5.4. Условия измерений	191
5.5. Приборы	201
5.6. Применения	209
Глава 6. Контроль полупроводниковых элементов с помощью тока, индуцированного электронным лучом (ЕВІС)	216
6.1. Введение	216
6.2. Основные положения	216
6.3. Условия испытаний	221
6.4. Применение	224

Глава 7. Полупроводниковые элементы большой мощности	231
7.1. Обзор	231
7.2. Типовые проблемы измерительной техники для полупроводниковых элементов большой мощности	235
7.3. Типовые методы измерений	239
7.4. Описание измерительной установки	272
Глава 8. Оптоэлектронные элементы	279
8.1. Введение	279
8.2. Светотехнические измерения	279
8.3. Измерения в источниках света	286
8.4. Измерения параметров приемников света	301
8.5. Измерение параметров приемопередающих устройств	307
Список литературы	312
Дополнительный список литературы	318

Производственное издание

Цербст Манфред

КОНТРОЛЬНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Заведующий редакцией *А. Б. Желдыбин*

Редактор издательства *А. А. Устинов*

Художник переплета *А. Т. Кирьянов*

Художественные редакторы *А. Т. Кирьянов, Г. И. Панфилова*

Технический редактор *Н. П. Собакина*

Корректор *Н. А. Войтенко*

ИБ № 2915

Сдано в набор 14.03.89. Подписано в печать 22.05.89. Формат 84×108^{1/32}.
 Бумага типографская № 2. Гарнитура литературная. Печать высокая.
 Усл. печ. л. 16,8. Усл. кр.-отт. 16,8. Уч.-изд. л. 17,85. Тираж 50 000 экз.
 Заказ 288. Цена 1 р. 50 к.

Энергоатомиздат. 113114 Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Владимирская типография Госкомитета СССР по печати
 600000, г. Владимир, Октябрьский проспект, д. 7