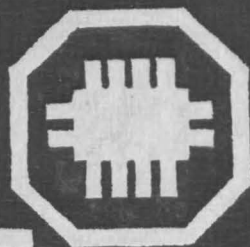


ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ МИКРОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

РЭА

▶ ПРОЕКТИРОВАНИЕ
НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ
МИКРОСХЕМАХ



ОСНОВЫ
ПРОЕКТИРОВАНИЯ
МИКРОЭЛЕКТРОННОЙ
АППАРАТУРЫ

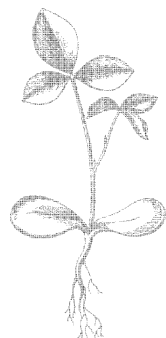
ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ
МИКРОСХЕМАХ

ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ МИКРОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Под редакцией Б. Ф. Высоцкого



Москва «Советское радио» 1978



Scan AAW

Основы проектирования микроэлектронной аппаратуры. Под ред. Б. Ф. Высоцкого, М., «Сов. радио», 1978 (Серия книг-справочников «Проектирование радиоэлектронной аппаратуры на интегральных микросхемах»). В пер. Авт.: Алексенко А. Г., Бадулин С. С., Барулин Л. Г. и др.

Книга является первым выпуском, открывающим серию книг «Проектирование радиоэлектронной аппаратуры на интегральных микросхемах», цель которой — дать необходимые сведения по выбору элементной базы, принципам и особенностям проектирования и конструирования микроэлектронной аппаратуры (МЭА). Данный том посвящен общим вопросам и принципам проектирования МЭА различного назначения. Рассмотрены особенности подхода к проектированию основных классов МЭА: СВЧ интегральных устройств, приемно-усилительных трактов, ЭВМ и вторичных источников питания. Изложены вопросы надежности и основные сведения о базовых технологических процессах производства МЭА. Освещены вопросы функциональной микроэлектроники и оптоэлектроники.

Книга предназначена для широкого круга инженерно-технических работников, связанных с созданием и эксплуатацией МЭА, и может быть использована в качестве пособия при подготовке вузами соответствующих специалистов.

Рис. 164, табл. 38, библи. 268.

Авторы: Алексенко А. Г., Бадулин С. С., Барулин Л. Г., Бондаренко О. Е., Борисов Б. С., Бронин Е. И., Боченков Ю. И., Букреев И. Н., Васенков А. А., Вермишев Ю. Х., Воробьева Т. Л., Высоцкий Б. Ф., Высоцкий Ф. Б., Гридин В. Н., Земцов Г. П., Катман А. К., Конев Ю. И., Мякишев Б. Я., Назаров А. С., Нестеров П. В., Никольский В. В., Сурис Р. А., Суслов Р. М., Юдицкий Д. И.

Редколлегия: Алексенко А. Г., Бадулин С. С., Букреев И. Н., Васенков А. А., Высоцкий Б. Ф. (отв. редактор), Гальперин Е. И. (зам. отв. редактора), Конев Ю. И., Пятлин О. А., Якубовский С. С.

Редакция радиотехнической литературы

О $\frac{30407-011}{046(01)-78}$ 36-77

© Издательство «Советское радио», 1978 г.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящая книга является первым томом намеченной к изданию серии книг по проектированию микроэлектронной аппаратуры (МЭА) и написана как введение в большой круг вопросов, связанных с созданием такой аппаратуры. Естественно, что в одной книге невозможно написать обо всех инженерных аспектах проектирования и расчета МЭА. Поэтому в ней затронуты лишь те особенности создания МЭА, которые формируют принципы ее построения.

Основная цель книги — изложить систему взглядов на обоснование и принятие научно-технических решений в этой области. Поэтому гл. 1 посвящена изложению основных путей создания МЭА, определяемых взаимосвязью фундаментальных идей микроэлектроники с особенностями проектирования МЭА. В этой главе описана динамика совершенствования МЭА, отражаемая в известном тезисе «от интеграции схем к интеграции аппаратуры», и развитие МЭА на основе комплексной микроминиатюризации и системного подхода при принятии проектных решений. Этот тезис иллюстрируется примерами эволюции схмотехнических и конструктивно-технологических приемов и методов создания МЭА, такими как переход от традиционной схмотехники к микросхмотехнике, замена критерия минимизации оборудования на критерий его интеграции; обсуждаются вопросы подбора функциональных и микрокомпонентов, совместимых с ИС. Таким образом, в этой главе в сжатой форме рассмотрены основные идеи этой книги.

Назначение последующих глав — более полно раскрыть содержание гл. 1. В свою очередь, тематике этих глав будут посвящены отдельные тома издаваемой серии.

Глава 2, как и ряд последующих глав, носит «отраслевой» характер. В ней рассматриваются особенности проектирования и технологии создания современных микроэлектронных СВЧ устройств, их элементная база и области применения. Приводятся примеры схмотехнической и конструкторской реализации.

Глава 3 посвящена характерным вопросам проектирования микроэлектронных приемно-усилительных трактов. В ней рассматриваются современные средства частотной селекции и линейные ИС, составляющие основу элементной базы таких трактов. Характерной особенностью этой базы является электрическая, конструкторская и технологическая совместимость ее элементов, а также возможность наращивания степени интеграции.

В гл. 4 излагаются особенности проектирования современных устройств цифровой техники, в том числе ЭВМ на больших ИС (БИС). Имея в виду внедрение этой техники в радиоэлектронные

устройства и в особенности в МЭА, а также ориентацию книги на широкий круг специалистов, в главе приводятся общие сведения о развитии ЭВМ. Рассматриваются также вопросы проектирования узлов ЭВМ на БИС и оцениваются сущность и перспективы развития микропроцессоров.

В гл. 5, развивающей заложенные в книге принципы системного подхода к проектированию аппаратуры, рассматриваются силовые интегральные устройства и вторичные источники питания, которые уже нельзя считать второстепенными по значению устройствами. В главе анализируются основные пути и принципы, а также возможности их микроминиатюризации.

Последующие три главы касаются общих вопросов проектирования МЭА: методов оценки надежности, прогрессивных направлений в конструировании, основ технологии и принципов машинного проектирования. Так, гл. 6 посвящена специфическим проблемам обеспечения надежности МЭА. Обеспечение современных требований к безотказности, долговечности и сохраняемости такой аппаратуры зачастую требует нетрадиционных технических и организационных решений и сопряжено с большими материальными затратами. Статистические методы оценки и гарантирования надежных показателей МЭА в последние годы все в большей мере успешно дополняются методами, основанными на физическом подходе к проблеме надежности, включающими отбраковку ИС, диагностику их отказов и моделирование МЭА с точки зрения компонентов ее ненадежности.

В гл. 7 дается аналитический обзор эволюции формообразования МЭА в системной связи с возрастающей степенью интеграции элементной базы и основными конструкторскими показателями: массо-габаритными характеристиками, надежностью, теплонапряженностью и защищенностью от воздействий внешней среды. В этой главе изложены принципы инженерных расчетов соответствующих характеристик.

В гл. 8 приводятся общие сведения об основах базовой технологии производства гибридных ИС и микросборок, которые в ряде случаев являются частью технологического процесса изготовления аппаратуры; дается представление о сущности технологических процессов и типах оборудования, необходимого для их производства.

В гл. 9 раскрываются принципы построения систем машинного проектирования с помощью ЭВМ. Материал главы охватывает системы технического проектирования как аналоговой, так и цифровой аппаратуры, а также системы функционального проектирования. Конкретизация материала ориентирована на элементную базу III поколения, нашедшую в настоящее время наибольшее применение при проектировании МЭА. Этому важнейшему вопросу автоматизации всех проектно-конструкторских работ будет посвящено несколько томов серии.

Последняя глава книги существенно отличается от всех предыдущих. Ее цель показать инженерам и конструкторам-проектировщикам основы и перспективы развития функциональной микроэлектроники. В главе рассмотрен широкий спектр физических явлений, использование которых приведет к развитию качественно нового направления в микроэлектронном аппаратостроении.

По вопросам проектирования, расчета и в целом конструирования РЭА предыдущих поколений накоплен значительный положительный опыт, изложенный в обширной литературе. Поэтому в книге не освещаются такие общеизвестные вопросы, как, например, классификация аппаратуры по ее типам, назначению и требованиям, которые предъявляются к ней.

Пользуемся случаем выразить благодарность рецензенту д-ру техн. наук проф. В. Н. Сретенскому, а также д-рам техн. наук В. Н. Брюнину и И. Н. Воженину, канд. техн. наук Б. М. Мансурову и другим товарищам за внимательный просмотр рукописи и ценные замечания, учет которых, несомненно, способствовал улучшению книги.

Авторский коллектив и редактор четко представляют, что в книге неизбежны недостатки как методического, так и стилистического характера, и заранее благодарят читателей за критические замечания и пожелания.

НАИБОЛЕЕ ЧАСТО УПОТРЕБЛЯЕМЫЕ ТЕРМИНЫ

Приведем термины, а также синонимы этих терминов как определенные Государственным стандартом, так им и не определенные, но имеющие «хождение» в научно-инженерных кругах и технической литературе.

Интегральная микросхема (ИС) — микроэлектронное изделие, имеющее высокую плотность упаковки элементов (или элементов и компонентов) и соединений между ними; при этом все элементы нераздельно выполнены и электрически соединены между собой таким образом, что с точки зрения спецификации, испытаний, поставки и эксплуатации изделие рассматривается как единое целое. Все соединения между элементами (или их часть) выполнены в интегральной схеме нераздельно. Синонимом термина «интегральная микросхема» является термин «интегральная схема» или еще проще «микросхема».

Элемент интегральной схемы или гибридной интегральной схемы — неделимая часть микросхемы или микросборки, которую нельзя специфицировать и поставлять как отдельное изделие.

Компонент гибридной интегральной схемы — часть ГИС (транзистор, диод, резистор, индуктивная катушка, конденсатор и т. п.), которая специфицируется и может поставляться как отдельное изделие.

Подложкой называют заготовку, предназначенную для формирования на поверхности или в объеме элементов гибридных и ин-

тегральных схем, а также для размещения на ней навесных дискретных компонентов.

Полупроводниковая интегральная схема представляет собой микросхему, выполненную на основе полупроводниковой подложки, все пассивные и активные элементы которой неделимо связаны между собой и изготовлены в виде областей с разным типом проводимости или пассивные элементы и коммутации нанесены на поверхность подложки в виде тонких пленок.

Гибридная интегральная схема (ГИС) представляет собой микросхему, выполненную на диэлектрической подложке, все пассивные элементы которой неразрывно связаны между собой пленочными проводниками и изготовлены в виде однослойных или многослойных пленочных структур, а полупроводниковые приборы (или кристаллы интегральных схем) и другие дискретные компоненты смонтированы пайкой или сваркой на специальные контактные площадки.

Большая интегральная схема (БИС) — полупроводниковая интегральная схема с высокой степенью интеграции, имеющая, как правило, многоуровневую коммутацию элементов.

Большая гибридная интегральная схема (БГИС) — гибридная интегральная схема с высокой степенью интеграции, имеющая, как правило, многоуровневую коммутацию компонентов и элементов.

Микросборка — микроэлектронное изделие типа ГИС или БГИС, выполняющее определенную функцию и состоящее из элементов, компонентов и (или) интегральных микросхем (корпусных и бескорпусных) и других электрорадиоэлементов, находящихся в различных сочетаниях, разрабатываемой и изготавливаемой разработчиками конкретной радиоэлектронной аппаратуры для улучшения показателей ее миниатюризации.

ЗАДАЧИ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ И ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ МИКРОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

1.1. Введение

Использование средств микроэлектроники — основа современного этапа развития всех отраслей радио- и электронного приборостроения. Процессы производства и применения интегральных схем (ИС) являются совокупным отражением передовых научно-технических достижений в области физики, радиотехники, электроники, автоматики, кибернетики, машиностроения.

Применение ИС в радиоэлектронных системах позволило существенно улучшить параметры аппаратуры и открыло долгосрочную перспективу ее поэтапного совершенствования.

В основе микроэлектроники лежит возможно более полное использование групповых, хорошо контролируемых автоматизированных методов обработки материалов, что позволяет резко повысить качество, технологичность и надежность аппаратуры за счет интеграции компонентов или технологических процессов. Применение групповых технологических методов оправдывает использование различных форм схемной, технологической и конструктивной избыточности [1.1, 1.5, 1.8], вводимой для дальнейшего улучшения технико-экономических характеристик аппаратуры и повышения ее надежности.

Микроэлектронные изделия. К ним относятся:

- 1) интегральные схемы;
- 2) функциональные компоненты (оптоэлектронные, ионные, тепловые, акустические и т. д. [1.28, 1.30]);
- 3) микрокомпоненты (радиокомпоненты и радиодетали): микроразъемы, индикаторы, кнопки, кабели. элементы конструкций, многослойные печатные платы и т. д.

В настоящее время этап развития микроэлектроники и приборостроения на ее основе можно назвать этапом ИС. Интегральные схемы, являясь основной элементной базой микроэлектроники, позволяют реализовать подавляющее большинство аппаратурных функций, причем сферы применения ИС расширяются, а их качество быстро повышается. Одним из критериев оценки технологического уровня производства ИС является степень интеграции компонентов в пределах конструктивной единицы.

ИС является неделимой конструктивной единицей (деталью), изготовленной групповыми технологическими методами. ИС можно условно разделить на универсальные (общего применения), исполь-

зюемые во многих разработках, и специализированные (частного применения).

Функциональные компоненты не имеют физического подобия в общепринятых электрических цепях. Их работа основана на электрооптических, пьезоэлектрических, гальваномагнитных и электромагнитных явлениях в твердом теле и жидких электролитах.

Микрокомпоненты должны быть совместимы с ИС (по конструкции, технологии, по уровню надежности). При изготовлении микрокомпонентов стремятся использовать технологические приемы микроэлектроники (фотолитографию, автоматическую проверку, неразрушающие методы контроля и т. д.).

В зависимости от технологических методов, положенных в основу реализации ИС, различают полупроводниковые (монолитные) [1.1—1.4] и гибридные (пленочные) ИС [1.1, 1.6, 1.7].

Сравнение полупроводниковых и гибридных ИС. В настоящее время благодаря успехам технологии наибольшее развитие получили полупроводниковые ИС со степенью интеграции до тысяч и десятков тысяч элементов в одном кристалле. Объем производства полупроводниковых ИС на порядок превышает объем выпуска ГИС. Для линейных и некоторых других устройств оказывается целесообразным применение ГИС. Это можно объяснить следующим.

1. Пассивную часть гибридных ИС изготавливают на отдельной подложке, что позволяет достигать высокого качества (в необходимых случаях юстировки) пассивных элементов, создавать прецизионные, высокочастотные и СВЧ ИС.

2. Технология ГИС сравнительно проста и требует меньших, чем полупроводниковая технология, начальных затрат на оборудование, помещения, подсобные службы. Это позволяет на основе технологии ГИС создавать так называемые нетиповые, нестандартные изделия и аппаратуру (например, микросхемы частного применения). Примерами такой аппаратуры могут служить некоторые виды блоков обмена информацией с цифровыми вычислительными машинами (ЦВМ), устройств питания, тактовых генераторов, преобразователей аналог—код, связанной и СВЧ аппаратуры.

3. Технологию ГИС можно рассматривать как перспективную для замены существующих методов многослойного печатного монтажа [1.1, 1.6, 1.7] при размещении на подложках бескорпусных ИС, БИС и других полупроводниковых компонентов.

4. В ряде случаев технология ГИС оказывается предпочтительнее для выполнения так называемых «мощных» или «силовых» ИС.

1.2. Тенденции развития микроэлектроники

Первым этапом развития микроэлектроники обычно называют этап, на котором были разработаны:

— базовые (типовые) технологические процессы изготовления ИС (планарная технология, фотолитография, типовой цикл вакуумного напыления и т. п.);

— базовые технологические процессы создания микроэлектронной аппаратуры — изготовление многослойных печатных плат и ИС частного применения, микромонтаж, циклы проверок (контроля комплектующих изделий, приборов и устройств);

— аппаратура на основе ИС.

Освоение средств микроэлектроники привело к созданию микроэлектронной аппаратуры и комплексному развитию методов ее проектирования и изготовления. При этом оказалось необходимым осваивать процессы создания многослойных межсоединений и технологию производства специализированных ИС, создавать средства автоматизированного контроля качества ИС, совершенствовать методы разработки аппаратуры, унифицировать схемные и конструктивные решения, переквалифицировать инженерно-технический персонал и рабочих. Появление на этом этапе изделий и методов микроэлектроники явилось основой долговременной программы для планомерной работы по созданию систем на основе ИС, повышению качества и улучшению технологических показателей ИС и аппаратуры на их основе, перевооружению имеющихся производств и повышению их эффективности.

Дальнейшее развитие микроэлектроники «вширь» на базе ИС и методов первого этапа будет продолжаться в течение ближайшего десятилетия и приведет к насыщению народного хозяйства такими электронными устройствами, как вычислительная аппаратура, приборы промышленной и бытовой автоматики, средства специальной и индивидуальной связи, измерительная аппаратура и приборы для научных исследований и т. д.

На втором этапе развития микроэлектроники будут совершенствоваться ее средства и все более полно выявляться ее потенциальные возможности (развитие «вглубь»). Главным отличительным признаком и основной тенденцией развития микроэлектроники будет комплексная интеграция:

— интеграция элементов на кристалле и подложке (компонентная или технологическая интеграция),

— интеграция технологических процессов (групповое производство),

— интеграция схемных функций в пределах единой структурной единицы (структурная или морфологическая интеграция),

— интеграция физических эффектов при создании функциональных цепей (физическая интеграция в ИС и в функциональных изделиях микроэлектроники);

— интеграция методов проектирования и этапов цикла создания радиоэлектронных устройств и систем (использование типовых инструкций по применению стандартных ИС, алгоритмизация и механизация процессов проектирования и разработки документации для сокращения числа этапов разработки систем).

Результатом комплексной интеграции являются большие интегральные схемы. Следовательно, второй этап микроэлектроники

связан с освоением методов разработки, изготовления и аппаратного использования БИС.

Как известно [1.1—1.7, 1.19, 1.26], первый этап развития микроэлектроники характеризовался существенными преобразованиями в области технологии создания ИС и полупроводникового производства. Изменения же способов реализации аппаратуры не были столь глубокими. Микроэлектронная аппаратура на этом этапе представляла в значительной мере модернизацию уже существующих систем на новой технической основе. При этом в процесс проектирования микроэлектронной аппаратуры потребовалось вовлечь многочисленные коллективы инженеров, конструкторов и технических работников, обучить их методам использования стандартных ИС, развить новые технологические процессы.

Дальнейшее развитие технологических средств микроэлектроники должно быть направлено на рост достижимой степени интеграции (с учетом ее целесообразности). При степени элементной интеграции в БИС порядка нескольких сотен или тысяч элементов на кристалле принятые в настоящее время приемы функционального разбиения систем на приборы, подсистемы и блоки, характер взаимодействия заказчиков и поставщиков комплектующих изделий, методы приемосдачи и контроля, формы координации разработок компонентов, приборов, устройств и систем оказываются неэффективными. Поэтому на этапе развития БИС [1.31] необходимо:

- развивать принципиально новые схемотехнические методы построения аппаратуры на супермодульном уровне;

- совершенствовать цикл производства путем интеграции стадий создания аппаратуры; объединять усилия разработчиков изделий микроэлектроники и разработчиков МЭА так, чтобы цикл производства был единым.

Таким образом, на этапе перехода к БИС существенные изменения, связанные с освоением новых средств микроэлектроники, должны происходить в микросхемотехнике.

1.3. Комплексная микроминиатюризация РЭА.

Задачи микросхемотехники

Архитектура современных электронных систем и связанные с ней структурные средства (в том числе элементные и технологические) складываются под влиянием таких факторов, как:

- необходимость обеспечивать все более усложняющиеся функции электронных комплексов при одновременном улучшении показателей их технического уровня, повышении надежности и технологичности аппаратуры;

- разработка новых ИС, рост их сложности;

- появление новых (в том числе автоматизированных) технологических средств проектирования и изготовления аппаратуры.

Понятие о миниатюризации радиоэлектронных устройств, сложившееся в 50-е годы, первоначально обозначало направление

работ по выпуску нового для того времени поколения радиоэлектронной аппаратуры на основе более совершенных геометрически миниатюризованных компонентов электронной техники (таких, как транзисторы, платы микромодулей, миниатюрные, сопутствующие им компоненты). Развитие микроэлектроники, позволившее перейти к созданию аппаратуры на основе ИС и резко улучшить показатели электронных систем за счет интеграции компонентов и технологических операций цикла их изготовления, способствовало переходу от миниатюризации к **микроминиатюризации**.

Микроминиатюризация на современном этапе — это системный подход к проектированию аппаратуры с применением таких изделий микроэлектроники, как ИС, таких ее средств, как групповые процессы цикла изготовления ИС, машинные методы выпуска документации, производства и контроля электронной аппаратуры. При микроминиатюризации как методе создания аппаратуры электронных и радиотехнических устройств должно обеспечиваться согласованное взаимосвязанное развитие технологических процессов, разработок микроэлектронных изделий новых типов, микрокомпонентов, совместимых с ИС, автоматизированного оборудования для проектирования, производства и контроля аппаратуры.

Опыт создания микроэлектронной аппаратуры выявил характерные тенденции современного этапа развития сложных электронных систем:

- увеличение объема функций, выполняемых устройствами МЭА, в том числе устройствами обработки цифровой информации (автоматизация и увеличение степени автономности комплексов, широкое использование вычислителей на основе ИС в стационарной аппаратуре и на подвижных объектах);

- рост влияния современной элементной базы на структуру создаваемых электронных систем и приемы их реализации;

- перенесение принципов микроэлектроники на новые классы устройств (такие, например, как СВЧ и антенные устройства);

- стремление к интеграции этапов создания систем.

Использование ИС и других средств микроэлектроники в аппаратуре выдвигает ряд важных проблем, характерных для современного этапа микроминиатюризации. К их числу следует отнести:

- освоение новых принципов создания электронной аппаратуры, построенной на изделиях с высокой степенью интеграции компонентов (на БИС);

- разработку математического и аппаратурного обеспечения для автоматизированных систем проектирования, изготовления и контроля электронной аппаратуры;

- разработку приемов существенного повышения надежности и живучести электронных систем.

Согласно сказанному на современном этапе микроминиатюризация охватывает обширный комплекс мероприятий, успешная реализация которых требует организации целенаправленной работы представителей этих специальностей и обеспечения оперативной

связи между ними [1.32]. Этот этап получил название **комплексной микроминиатюризации (КММ)**.

В широком смысле КММ означает системный подход к применению в аппаратуре средств микроэлектроники; в прикладном смысле КММ — метод создания аппаратуры, при котором все ее узлы, блоки и устройства выполнены на базе ИС, БИС и других изделий микроэлектронной техники. Важной составляющей КММ является микросхемотехника.

Микросхемотехника, возникшая на стыке многих областей знания, например таких, как радиотехника, электроника, технология и системотехника, по существу интегрирует сведения из этих областей и позволяет максимально повысить эффективность аппаратурных средств и технологических процессов создания аппаратуры. Научный фундамент микросхемотехники складывается на основе достижений таких разделов науки, как теория автоматов и релейных структур, теория цепей, теория алгоритмического проектирования и моделирования, а также системного анализа (рис. 1.1). Возрастание роли микросхемотехники связано с характерным для современного этапа электроники переходом к БИС и отражает существенные изменения архитектуры и методов создания радиоэлектронных устройств.

Необходимость этих изменений обуславливает важность фундаментальных научных исследований по таким проблемам, как разработка структур высоконадежных, живучих и перестраиваемых

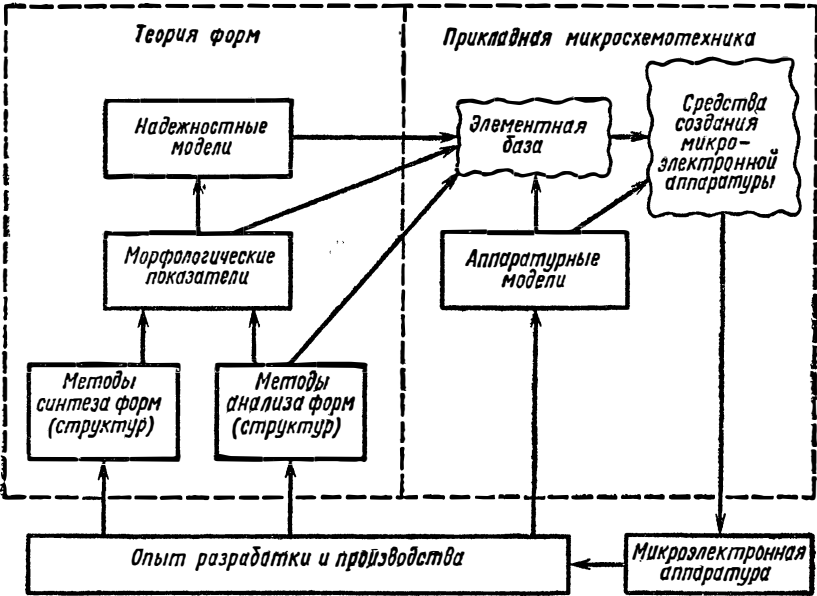


Рис. 1.1. Структура взаимосвязей теоретических и прикладных разделов микросхемотехники.

субсистем, отличающихся однородностью и интегрируемостью, методов их контроля, настройки и диагностики, математического обеспечения для моделирования процессов функционирования микроэлектронной аппаратуры, проектирования и изготовления БИС.

1.4. Развитие интеграции МЭА и ее элементной базы

Исходя из тенденций развития микроэлектроники (см. § 1.3), проследим их влияние на повышение степени интеграции элементной базы и соответственно МЭА.

Интегральные схемы. Благодаря успехам микроэлектроники и ее основы — полупроводниковой технологии появились дешевые, совершенные по параметрам ИС, обладающие высокой надежностью. Современный групповой технологический цикл позволяет обрабатывать одновременно несколько десятков кремниевых пластин диаметром 50 ... 100 мм, каждая из которых содержит либо сотни БИС с числом элементов на кристалле в несколько тысяч, либо несколько тысяч ИС с числом элементов 50 ... 500. Таким образом, в одном групповом технологическом цикле при обработке партии пластин одновременно создается порядка нескольких миллионов элементов — диодов, транзисторов, резисторов, связанных в заданные электронные цепи. При такой технологии обеспечивается высокая идентичность характеристик ИС.

Надежность ИС зависит от степени стабильности технологического процесса. Анализ надежности БИС [1.33] показывает, что частота отказов уменьшалась в 5 раз каждые 2 ... 3 года, начиная с 1960 г. Если по данным на начало 70-х годов частота отказов дискретных элементов в обычной аппаратуре составляла примерно 10^{-6} ч⁻¹, то этот же показатель характеризовал надежность ИС, состоящей из 10 элементов.

В БИС улучшаются и показатели электромагнитной совместимости, поскольку уменьшаются длины соединений между ее элементами, уменьшается разброс питающих напряжений, а также восприимчивость схемных узлов к помехам из-за уменьшения уровня емкостных и индуктивных (перекрестных) наводок.

Стоимость ИС в значительной мере зависит от объема их производства. ИС, выпускаемые в больших количествах, содержат от нескольких десятков до тысячи элементов и стоят во много раз дешевле, чем аналогичное число дискретных полупроводниковых приборов и радиодеталей. Применение ИС в МЭА значительно снижает расходы на проектирование, сборку и монтаж устройства в целом. Сказанное поясняется диаграммами (рис. 1.2), из которых видно, что:

— доля стоимости (С) электронных изделий в РЭА (МЭА) увеличивается при переходе от дискретных деталей и приборов к ИС и БИС;

— стоимость элементной базы на каждом технологическом этапе создания аппаратуры падает быстрее, чем затраты на конструирование РЭА (платы, монтаж и т. д.).

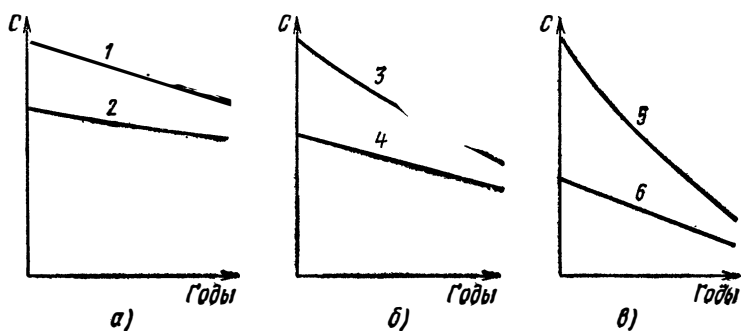


Рис. 1.2. Качественная иллюстрация изменения стоимости аппаратуры во времени:

a — РЭА (II поколение); 1 — стоимость изделий электронной техники; 2 — затраты на проектирование и монтаж РЭА; *б* — МЭА (III поколение); 3 — стоимость ИС; 4 — затраты на проектирование и монтаж МЭА; *в* — МЭА (IV поколение); 5 — стоимость БИС; 6 — затраты на проектирование и монтаж МЭА.

Развитие технологических методов, ведущее к повышению процента выхода годных ИС, позволяет непрерывно увеличивать уровень интеграции (в настоящее время до 50 000 элементов на кристалле), т. е. создавать целые устройства на одном кристалле полупроводникового материала. Однако при переходе к ИС высокого уровня интеграции необходимо учитывать ряд факторов, существенно влияющих на конструирование ИС и их применение:

— возрастание требований к параметрам материалов, точности оборудования и технологического процесса, усложнение расчетов и методов проектирования, ужесточение условий электронно-вакуумной гигиены, повышение квалификации персонала и, как следствие, значительное увеличение расходов на исследования и конструирование. Например, при создании ИС, состоящей из 10 000 элементов, необходимо безошибочно с точностью до единиц микрона прорисовать несколько совместимых слоев, содержащих более 500 000 координатных точек. Процесс прорисовки только одного слоя требует 10 ... 20 ч бессбойной работы сложного электронного оборудования — микрофотонаборной установки, управляемой ЭВМ. Работа всех сотрудников и аппаратуры должна быть безошибочной в течение всего процесса проектирования и изготовления, длящегося месяцами;

— появление большого числа ИС с нерегулярной структурой малосерийных специализированных ИС, проектирование и производство которых требует больших затрат. Например, ИС — процессор микрокалькулятора может быть использован, как правило, именно в модели данного прибора, так как в нем заложен определенный алгоритм и структура. Заметим, что создание таких схем невозможно без использования ЭВМ на уровне проектирования и управления технологическим процессом;

— усложнение процессов контроля с ростом уровня интеграции, сложность тестовых измерений на кристалле, особенно с нерегу-

лярной структурой). Пока единственное решение этой проблемы состоит в создании встроенных тестовых схем в самом кристалле, конечно, за счет увеличения числа элементов и площади кристалла; при этом возрастают расходы на контроль;

— необходимость в очень стабильном технологическом процессе изготовления для ускорения цикла разработка — производство ИС.

Несмотря на указанные трудности, сопровождающие рост уровня интеграции, этот процесс оказывается экономически оправданным. Если в 1964 г. наименьшая стоимость элемента ИС была получена при 10 элементах на кристалле, то в 1970—1971 гг. уже при 500 ... 1000 элементов, а ее абсолютная величина снизилась на два порядка. Такие схемы получили название ИС повышенного уровня интеграции или больших интегральных схем (БИС).

В отечественной практике степень интеграции предложено характеризовать коэффициентом K , равным десятичному логарифму от числа элементов N ($K = \lg N$):

ИС 1 при $N \leq 10$,

ИС 2 при $10 < N < 100$,

ИС 3 при $100 < N < 1000$,

ИС 4 при $1000 < N < 10\,000$ и т. д.

В ряде зарубежных публикаций для оценки степени интеграции предлагается учитывать число вентилях на кристалле: малая степень интеграции — до 10 вентилях (ИС); средняя степень интеграции — до 100 вентилях (СИС); большая степень интеграции — более 100 вентилях (БИС).

Все предлагаемые определения характеризуют в основном уровень интеграции логических полупроводниковых ИС. Этот уровень может значительно отличаться у схем цифровых, линейных или импульсных. Чтобы охарактеризовать сложность ИС (сложные, сверхсложные, малые, большие, средние ИС), всегда нужно помнить о трех важнейших факторах: о числе элементов на кристалле или в корпусе, о числе и разнообразии электрических функций (функциональная сложность), о сложности технологии изготовления ИС, обусловленной разнообразием, сложностью и совместимостью технологии изготовления элементов, регулярностью структуры.

Степень сложности ИС, их роль в МЭА на разных этапах развития микроэлектроники и функциональной электроники будет значительно изменяться. Как уже отмечалось, будет изменяться роль микроэлектроники как элементной базы в конструировании МЭА. В настоящее время развитие микроэлектроники и МЭА требует сочетания совершенствования технологии с работами в области схемотехники, т. е. проведения комплексных разработок. Для успешной разработки ИС высокого уровня интеграции и устройств в настоящее время одинаково необходимы высококвалифицированные инженеры-технологи, схемотехники, которые в равной степени ответственны за надежность, технологичность

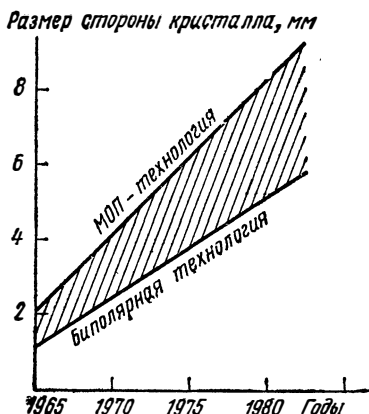


Рис. 1.3. Эволюция геометрических размеров ИС.

и конкурентоспособность МЭА. Таким образом, непрерывно и неуклонно идет процесс перераспределения задач между разработчиками МЭА и ИС, требующий как от одной, так и от другой стороны постоянного повышения интеграции, уплотнения числа функций как в кристалле, так и в объеме аппаратуры.

Гибридные ИС. В дополнение к сказанному в § 1.2 заметим, что и в ГИС, как и в полупроводниковых ИС, увеличивается уровень интеграции, они находят широкое применение и в ряде случаев не имеют конкуренции со стороны полупроводниковых ИС. В ГИС на

одной подложке могут быть объединены различные элементы, в том числе полупроводниковые ИС, выполненные по разным технологиям (биполярная, МОП, КМОП, толстопленочная, тонкопленочная и др.), с широким диапазоном электрических параметров (быстродействующие, маломощные, мощные, активные, пассивные и т. д.). Таким образом, гибридная технология позволяет гибко решать ряд сложных инженерных задач на уровне ИС и МЭА и, кроме того, является мощным инструментом при повышении уровня интеграции (объединение нескольких полупроводниковых БИС на одной подложке, в едином корпусе).

Перспективы повышения степени интеграции. Как отмечалось ранее, важной конструктивной характеристикой ИС является плотность упаковки элементов. Плотность упаковки зависит от размеров подложки, в толще или на поверхности которой формируется ИС, и от размеров элементов, из которых она состоит, от уровня рассеиваемой мощности и цепей паразитной связи, которые могут возникать при определенных условиях. Для разных типов ИС эти факторы играют различную роль.

Для примера рассмотрим влияние геометрических размеров подложки и элементов ИС на плотность упаковки. У полупроводниковых ИС размеры подложки — кристалла ограничиваются из-за дефектов, возникающих случайно или в результате технологических операций. Эти дефекты препятствуют созданию ИС целиком на полупроводниковой пластине. Экономически оправданный выход годных кристаллов из одной пластины определяет их предельные размеры. За последние десять лет размер кристаллов увеличился вдвое (рис. 1.3). Предполагается, что к 1980—1985 гг. размер сторон кристалла увеличится до 8 ... 12 мм. Медленный рост размеров кристалла объясняется труднопреодолимыми препятствиями в борьбе с дефектами.

У ГИС роль дефектов структуры подложки менее значительна. На свойства элементов ГИС влияет микрорельеф поверхности подложек, который можно сглаживать технологическими способами. В связи с этим размеры пассивных подложек практически не ограничены.

Геометрические размеры элементов ИС систематически уменьшаются. За последние 5—6 лет размеры активных элементов микросхем уменьшились на порядок (табл. 1.1). Это, в свою очередь, привело к увеличению числа транзисторов на кристалле на два порядка. По оптимистическим прогнозам число активных элементов в кристалле к 1980 г. может достигнуть 100 000 ... 200 000.

Таблица 1.1

Наименование параметра ИС	Значение параметра		
	1966 г.	1973 г.	1980 г.
Площадь элемента, мм ²	0,013...0,032	0,0013...0,0032	0,00006...0,0002
Максимальное число транзисторов на кристалле	50	5000	более 100 000

Дальнейшее увеличение числа элементов в кристалле будет ограничиваться из-за принципиальных трудностей. Для дальнейшего увеличения уровня интеграции микроэлектронных узлов и блоков в настоящее время перспективным является способ гибридизации различных типов интегральных схем. Большие площади пассивных подложек, малые геометрические размеры пленочных элементов позволяют монтировать на поверхности подложек десятки и сотни кристаллов полупроводниковых ИС и БИС и других компонентов. Особенностью такого конструктивного варианта микросхемы является возможность комбинации различных функциональных элементов, имеющих различные электрические характеристики.

В технике линейных устройств (радиотехнических, аналоговых, СВЧ) ГИС играют особую роль. Это обусловлено следующим. В линейных устройствах сигналы непрерывны и изменяются на много порядков как по мощности, так и по частоте; в цифровых же устройствах уровни сигналов в основном постоянны, они принимают всего два значения, соответствующие значениям логической единицы или нуля («да», «нет»). В линейных ИС должен быть очень широкий диапазон номиналов, несовместимых в едином процессе изготовления пассивных (резисторов, емкостей, индуктивностей) и активных (диоды, транзисторы) элементов. Схемотехника различных функциональных узлов (например, усилителя постоянного тока или усилителя радиочастоты) резко различна, из-за чего линейные ИС часто называют «нерегулярными» в отличие от цифровых.

Эти особенности затрудняют разработку ряда линейных ИС в полупроводниковом исполнении, их создание при современном уровне технологии оправдывается для ИС сравнительно невысокой степени интеграции. Известно также, что разработка полупроводниковых ИС экономически целесообразна только при достаточно широком их производстве, что необходимо принимать во внимание. Гибридное исполнение линейных устройств в значительной степени уменьшает эти трудности.

Таким образом, элементной базой линейных устройств являются как полупроводниковые, так и гибридные ИС и БИС. На начальном этапе конструирования МЭА линейное устройство представляло собой набор ИС, размещенных на соединительной (печатной) плате с многочисленным «обрамлением» из дискретных (навесных) компонентов, в том числе дополняющих схему корпусированных активных компонентов (диоды, триоды), обеспечивающих требуемую функциональную полноту, заданную для устройства. Далее элементная база линейных устройств развивалась подобно базе цифровых устройств: для многих схем оказалось возможным перенести дискретные компоненты ИС непосредственно на подложку, выполнив их в виде пленочных пассивных элементов с пленочными соединениями к контактными площадкам, к которым присоединялись активные элементы или полупроводниковые ИС, а также отдельные микроминиатюрные пассивные электрорадиоэлементы (ЭРЭ) с характеристиками, которые не могут быть получены при технологии ИС.

Это привело к появлению больших гибридных интегральных схем (БГИС) для линейных устройств. Перечень их преимуществ перед ИС малого уровня интеграции качественно соответствует преимуществам БИС для цифровой техники; при этом выигрыш в быстродействии здесь эквивалентен выигрышу за счет согласования элементов схемы на высоких частотах и в особенности на СВЧ. Как вытекает из сказанного, применение БГИС для определенного класса устройств в настоящее время стало необходимостью.

Эволюция компоновочных уровней МЭА. Параллельно с повышением степени интеграции элементной базы развивалась и техника компоновки компонентов в функционально законченные блоки и устройства (аппаратуру). При этом преследовалась цель эффективно использовать новое качество элементной базы при конструировании устройства в целом. Иными словами, при компоновке сокращалось число междусхемных соединений, уменьшались масса и объем всего устройства в целом.

Критериями развития техники компоновки могут служить следующие показатели.

Сложность устройства [1.35]

$$C_{PЭУ} = k_1 (k_2 N + k_3 M_c),$$

где N — число компонентов; M_c — число соединений; k_1 — масштабный коэффициент; k_2, k_3 — весовые коэффициенты. Если k_2 и k_3 положить равными единице, то $S_{РЭУ}$ будет равна числу компонентов, которые могут выйти из строя. В дальнейшем под N будем понимать число неразъемных ЭРЭ (в том числе ИС, БИС и т. д.), а под M_c — число соединений между ними.

Объем (или масса) устройства

$$V = V_N + V_M + V_H,$$

где V_N — общий (полезный) объем всех ЭРЭ; V_M, V_H — объемы соединений (монтажа) и несущей конструкции, обеспечивающей прочность и защиту (корпус) устройства; если несущая конструкция не обеспечивает отвода тепла, то к V_H следует добавить объем теплоотводящего устройства. Величину потерь объема на элементы конструкции можно выразить коэффициентом, который условно назовем коэффициентом дезинтеграции: $q = V/V_N$. Таким образом, q (или его обратная величина) может служить показателем эффективности использования элементной базы в конструкции. Для иллюстрации приведем упрощенную трехмерную модель гипотетического устройства, в которой полезный элемент (например, ИС) представляет собой куб со стороной a . Предположим, что компоненты в конструкции занимают объем, равный $(2ka + a)^3$, где $2ka$ — зазор между соседними элементами ($k \geq 0$), эти зазоры на практике заполняются соединениями и несущей конструкцией. При этом $q = (2k + 1)^3$. При $k = 1$ коэффициент $q = 27$, а при $k = 10$ $q = 9260$.

Этот простой пример показывает важность уменьшения зазоров.

Другим подобным показателем часто служит плотность упаковки компонентов в заданном объеме устройства

$$\gamma_V \text{ (ед./см}^3\text{)} = N/V$$

или на заданной площади (например, площади печатной платы или подложки)

$$\gamma_S \text{ (ед./см}^2\text{)} = N/S.$$

Значения этих показателей зависят от принятых компоновочных схем устройств МЭА. Компоновочные схемы отличаются конструктивно-технологическими методами, выбранной элементной базой и, следовательно, степенью интеграции. Примеры таких схем приводятся в [1.37]. На рис. 1.4 [1.51] показаны величины γ_S для четырех методов компоновки и сборки МЭА. Выбор компоновочной схемы и методов сборки зависит от технико-экономических требований на аппаратуру, в том числе ее назначения и оснащенности производства.

В табл. 1.2 приведены подобные показатели (в относительных единицах), полученные на основе изучения опыта конструирования аппаратуры (за 1 приняты показатели БИС) [1.35].

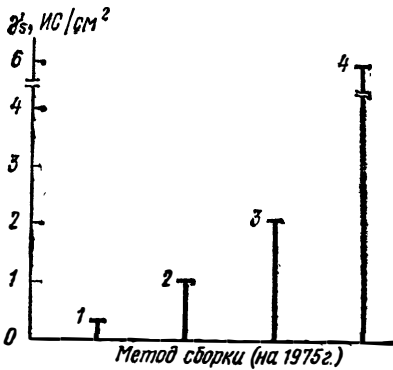


Рис. 1.4. Плотность упаковки на площади для четырех методов компоновки и сборки МЭА:

1 — корпуса DIP с 14 выводами на печатной плате; 2 — плоские корпуса с 14 выводами на печатной плате; 3 — кристаллы со структурами ИС на однослойной гибридной подложке; 4 — кристаллы со структурой ИС на многослойной толстопленочной гибридной подложке.

Таким образом, следует отметить, что с ростом степени интеграции уменьшаются сложность конструкции и объем устройства, возрастает надежность устройства. Это происходит из-за того, что сложность конструкции как бы «перекачивается» в сложность элементной базы — БИС и БГИС, которые все более усложняются. Уменьшаются несущая часть конструкции и объем, занимаемый соединениями, которые переходят в состав БИС и БГИС.

Таблица 1.2

Поколение	Элементная база	Число ЭРЭ	Объем	Частота отказов	Потребляемая мощность
I	ЭВП	400	2 500	150	5 000
II	Полупроводниковые приборы, дискретные ЭРЭ	600	400	30	50
III	ИС	50	5	5	3
IV	БИС	1	1	1	1

На рис. 1.5 приведена типичная ячейка из стандартных ИС общего применения. На рис. 1.6 — три микросборки в одном корпусе.

Начало внедрения в отечественную промышленность прогрессивного метода конструирования МЭА на микросборках следует отнести еще к началу 70-х годов [1.36]. На рис. 1.7 представлено законченное устройство (со снятым общим кожухом), выполненное по этому принципу компоновки. Степень интеграции может возрастать, если электрическую схему всего устройства выполнять в одной микросборке. По этому принципу в СССР впервые в мире был построен радиовещательный приемник «Микро» (рис. 1.8). В последние годы этот метод получил дальнейшее развитие, и на его основе построены микрокалькуляторы, в которых все БИС и другие ЭРЭ объединены в одной микросборке.

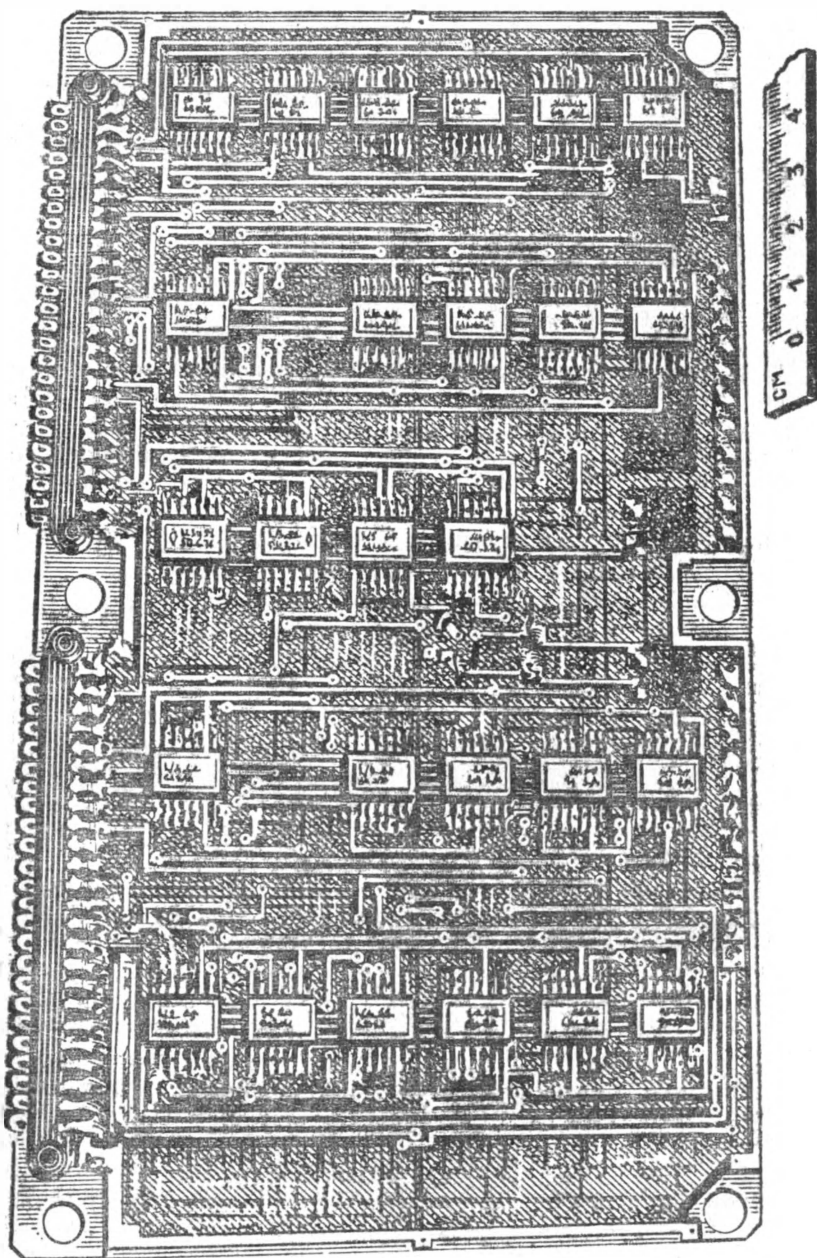


Рис. 1.5. Сборка ячейки ИС общего применения,

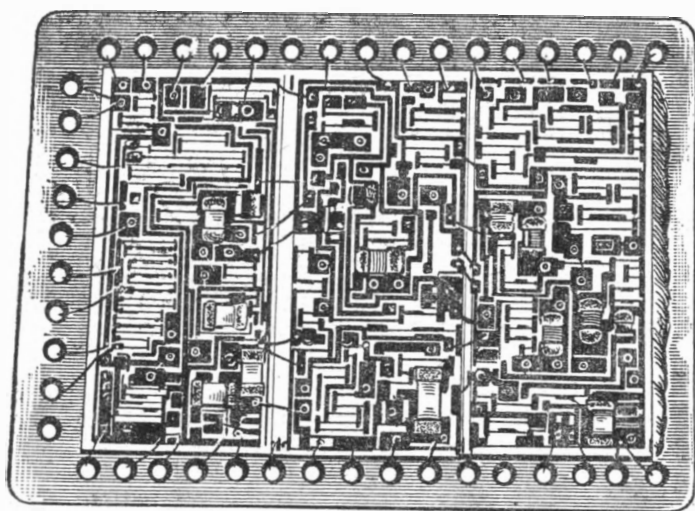


Рис. 1.6. Три микросборки в едином корпусе.

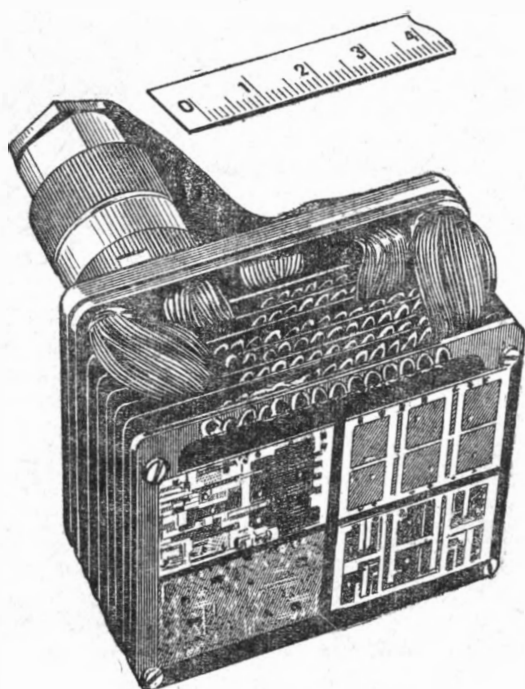


Рис. 1.7. Конструкция функционально законченного устройства на микросборках.

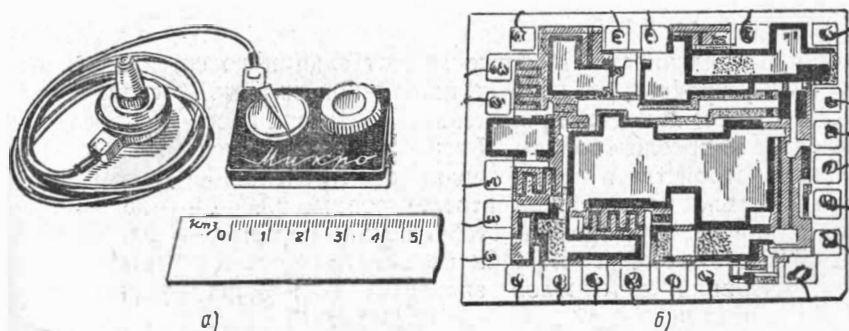


Рис. 1.8. Приемник «Микро» (а) и его микросборка, содержащая УВЧ, детектор, УНЧ с АРУ (б).

Особенности комплексной микроминиатюризации (КММ) аппаратуры различных классов. Перспективность КММ заключается не только в том, что существенно улучшаются электрические и конструктивные показатели аппаратуры определенного класса, а главным образом в том, что повышается надежность аппаратуры. КММ цифровых логических устройств осуществляется относительно легко, КММ же линейной радиотехнической аппаратуры затруднена.

Дело в том, что при КММ навесные (дискретные) микрокомпоненты, располагаемые на подложке ГИС или на основании блока, рядом с ней (конденсаторы большого номинала, индуктивности, фильтры), должны удовлетворять по крайней мере трем требованиям: занимать небольшую площадь, быть равновысокими с ГИС, иметь надежность, соразмерную с надежностью ГИС. Наиболее трудно удовлетворить эти требования при комплексной микроминиатюризации передающих устройств, особенно СВЧ диапазона, частотно-избирательных устройств радиотехнических трактов, мощных выходных устройств, релейных устройств и устройств отображения информации.

Рассмотрим кратко пути КММ ряда устройств. В СВЧ диапазоне усилия сосредоточиваются на создании антенных фазированных решеток (АФР), составленных из элементарных относительно маломощных приемопередатчиков. Эти устройства обеспечивают сложение мощности в пространстве; разумеется, на базе СВЧ интегральных схем становится возможным создание и других СВЧ устройств, например отдельных СВЧ микроблоков, смесителей, мощных усилителей со сложением мощности в нагрузке. КММ частотно-избирательных устройств развивается по пути создания планарных конструкций, таких, как интегральные пьезокварцевые фильтры, пленочные пьезофильтры на поверхностных волнах, керамические планарные фильтры, активные фильтровые ИС. Развитие микроэлектронных ЗУ идет двумя путями: 1) микроминиатюризация магнитных ЗУ и 2) создание ЗУ на БИС самых различных структур, в том числе на основе функциональной электроники. В послед-

нее время второе направление все больше используется в электронной промышленности. Мощные ИС (от единиц до сотен ватт) выходных устройств, вторичных источников питания, сервоусилителей также находят применение, создавая новое направление силовой микроэлектроники. Разрабатываются бесконтактные релейные устройства в полупроводниковом исполнении, в том числе гальванически развязанные оптоэлектронные ключи и реле. Миниатюризация устройств отображения информации направлена на создание плоских экранов на электролюминесцентных пленках, матрицах светодиодов, знакомест на жидких кристаллах.

1.5. Функциональная сложность, интеграция и формообразование МЭА

Классифицировать МЭА по ее функциональной сложности можно на следующих уровнях: радиотехническая система, комплекс устройств, являющийся ее частью, устройство, блок, субблок, функциональный узел.

Устройство, являясь основной составляющей частью любого комплекса, решает конкретную техническую задачу и представляет собой функционально и конструктивно законченное изделие МЭА, эксплуатируемое автономно. Примерами устройств могут быть радиоприемные, радиопередающие, радиолокационные устройства, ЭВМ. Конструкция микроэлектронного устройства зависит от его функциональной сложности и степени интеграции используемых микроэлектронных изделий. Например, при высокой степени интеграции и соответствующей ей функциональной сложности все устройство может быть заключено в один объем и иметь форму моноблока. Если же степень интеграции микроэлектронных изделий не соответствует функциональной сложности устройства, его формообразование идет по пути создания многоблочной конструкции.

Блок микроэлектронного устройства обладает меньшей функциональной сложностью, чем устройство, он выполняет лишь частную целевую функцию преобразования и генерирования сигналов. Примерами могут служить блок приемника или передатчика в составе дальномерного устройства, блоки памяти и процессоры в ЭВМ, блоки питания и т. п. Блок является функционально и конструктивно законченным изделием МЭА, не эксплуатируемым автономно.

Способы формообразования блоков, как и устройств, подчиняются правилу: соизмеряя функциональную сложность блока и степень интеграции применяемых микроэлектронных изделий, блоку можно придавать различные конструктивные формы — от моноблока до отдельной ИС.

Субблок является составной частью блока и выполняет функции его отдельного тракта (канала). Примерами субблоков могут быть тракты УПЧ и УНЧ, видеоканал, канал фазовой автоподстройки и т. п.

С повышением степени интеграции изделий микроэлектроники понятие субблока может утрачивать свое самостоятельное значение. Оно становится схемотехническим понятием, обозначающим определенную часть электрической схемы блока или устройства. Примеры конструкций блоков и субблоков будут представлены в гл. 7.

Функциональный узел можно рассматривать как единицу измерения схемотехнической (функциональной) сложности МЭА. В схемотехническом понимании функциональными узлами являются, например, триггеры, мультивибраторы, преобразователи.

При современном уровне интеграции микроэлектронных изделий функциональные узлы конструктивно могут быть представлены одной ИС малой степени интеграции или являться частью одной, более сложной ИС. Представленная классификация МЭА по функциональной сложности во многом согласуется с ранее существующей классификацией РЭА [1.48]. Однако главная особенность конструирования МЭА, а именно зависимость формообразования от степени интеграции изделий, приводит к тому, что понятия об уровнях сложности в схемотехническом и конструктивном понимании, свойственные классификации РЭА, начинают не совпадать.

По сложности конструктивных форм МЭА и ее частей их можно подразделить на многооблочные конструкции, моноблоки, функциональные ячейки, микросборки, ИС и функциональные компоненты. Заметим, что три последние изделия одновременно являются изделиями микроэлектроники.

Микросборки (МСБ) по технологии производства не отличаются от ГИС или БГИС. Как правило, по высокой степени интеграции или большой функциональной сложности микросборка соответствует большой гибридной интегральной схеме (БГИС). Однако микросборку изготавливают специально для конкретной МЭА. В отличие от ГИС и БГИС, представляющих собой самостоятельные законченные МЭ изделия (общего применения), МСБ являются изделиями на уровне полуфабрикатов. В зависимости от степени интеграции микросборка может выполнять функции устройства, блока или субблока. Таким образом, микросборки являются микроэлектронными изделиями частного применения. Разработка микросборок необходима для постоянного улучшения показателей миниатюризации МЭА.

Процесс создания микросборок на предприятиях, изготавливающих МЭА, часто называют «вертикальной интеграцией». Этот процесс принимает в настоящее время широкое распространение.

В заключение приведем пример зависимости формообразования конструкций МЭА различной функциональной сложности от степени интеграции микроэлектронных изделий (табл. 1.3). В основу построения таблицы, имеющей гипотетический характер, положено устройство заданной сложности. В качестве основных изделий микроэлектроники, определяющих конструктивную форму его исполнения, приняты ИС возрастающей степени интеграции. Для

Таблица 1.3

Функциональная сложность МЭА	Форма конструктивного исполнения при числе элементов в ИС			
	< 100	100...1000	1000...10 000	> 10 000
Устройство	Многоблочная конструкция из моноблоков	Моноблок или функциональная ячейка	МСБ	БИС
Блок	Моноблок из функциональных ячеек	БГИС или микросборка (МСБ)	БИС	—
Субблок	Функциональная ячейка на многослойной печатной плате	БИС	—	—
Функциональный узел	ГИС, ИС, функциональный компонент	—	—	—

пояснения таблицы на рис. 1.9 приведен пример конструктивного исполнения устройства МЭА. На рисунке указаны уровни функциональной сложности устройств, определяемые тем или иным объемом конструкции.

Из изложенного можно сделать следующие выводы:

— с увеличением степени интеграции микроэлектронные изделия могут занимать уровни более высокой функциональной сложности МЭА, например, при повышении степени интеграции БИС они могут перейти из ранга субблока в блок и далее в устройство; рациональное управление этим процессом является важной задачей микросхемотехники;

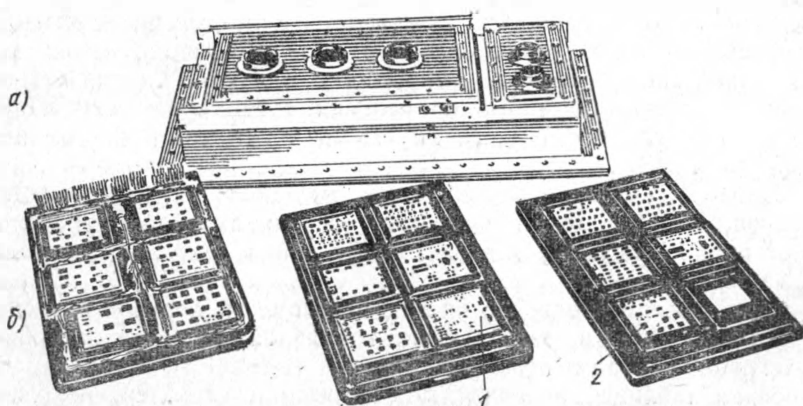


Рис. 1.9. Микроэлектронное устройство (ЭВМ) в виде моноблока (а), состоящее из блоков (функциональных ячеек) (б):

1 — субблок (микросборка); 2 — функциональный узел (кристалл БИС),

— такие функциональные единицы МЭА, как функциональные узлы, субблок или блок, могут являться лишь частью единой конструкции БИС;

— при определенных условиях комплекс микроэлектронных устройств может быть создан в едином объеме моноблока;

— повышение степени интеграции сопровождается сокращением числа внешних соединений, из-за чего уменьшается необходимость использования печатных плат и тем более многослойных печатных плат.

Микросборки или БИС на печатных платах. В связи со стремительным ростом интеграции полупроводниковых БИС и совершенствованием технологии печатных плат, резко повышающей плотность соединений на них, часто возникает вопрос о методе конструирования МЭА. Применение таких БИС в бескорпусном исполнении с объединением их в микросборки всегда дает выигрыш в конструкции по сравнению с применением корпусированных БИС на печатных платах. Иногда этот выигрыш может оказаться не настолько существенным, чтобы оправдать затраты на внедрение в производство технологии МСБ. В обозримом будущем оба метода конструирования будут взаимно дополняющими и в каждой конкретной ситуации должны будут использоваться в соответствующих пропорциях, отвечающих заданному показателю качества проектируемой МЭА.

1.6. Проблемы, решаемые при проектировании МЭА

Сформулируем главные проблемы, с которыми сталкиваются конструкторы-проектировщики МЭА в процессе ее создания. Эти проблемы отражают состояние проектирования и, очевидно, будут меняться с развитием микроэлектроники.

В настоящее время и, по-видимому, всегда первой проблемой будет выбор конструкции. Эта проблема со временем будет менять свое содержание. К другим, наиболее характерным на сегодня проблемам следует отнести получение достаточно мощных СВЧ колебаний на основе полупроводниковых приборов; обеспечение теплового режима, а также компоновки и соединений; обеспечение надежности; управление качеством; снижение стоимости МЭА. Очевидно, что поставленные задачи следует решать на основе системного подхода методами микросхемотехники и широкого применения автоматизации всех процессов создания МЭА. Кратко опишем пути решения этих проблем. Более полно они будут рассмотрены в последующих параграфах этой главы и в последующих главах.

Принятие решения в выборе конструкции и элементной базы при проектировании конкретного устройства, очевидно, является одним из самых ответственных шагов разработчика МЭА. Сложность этого шага заключается и в том, что проектировщику предстоит

оценить степень важности множества взаимосвязанных факторов, влияющих на принятие решения. Приведем некоторые из них:

- назначение, область применения МЭА (вычислительные машины, техника связи, радиолокация, космическая электроника, транспортная электроника, промышленная электроника и др.);

- заданные электрические характеристики (рабочие частоты, быстродействие, мощность, точность, информативность);

- условия эксплуатации, определяющие меру воздействия внешней среды (пределы изменения температуры, влажность, величины механических воздействий, квалификация обслуживающего персонала и т. д.);

- требования к конструкции (надежность, ремонтпригодность, масса, габариты, тепловые режимы, допуски и др.);

- технико-экономические характеристики (стоимость, технологичность изготовления, сроки морального износа, соответствие мировым стандартам, степень унификации);

- организационно-производственные факторы (сроки разработки аппаратуры, размер партии, серийноспособность, уровень кооперирования, оснащенность предприятия-изготовителя прибора);

- наличие и уровень элементной базы (ИС для бытовой аппаратуры, ИС СВЧ, помехоустойчивые ИС, ЗУ, цифровые, линейные, мощные, фильтры и др., в том числе ИС повышенных степеней интеграции, а также общего и частного применения).

Анализируя эти факторы, делают выводы, необходимые для принятия решения о конструкции конкретной аппаратуры. Например, широкий класс цифровых вычислительных и управляющих устройств промышленной электроники, а также устройств других областей применения можно строить на ИС общего применения различных уровней интеграции, в том числе и БИС. Невысокая стоимость таких ИС при крупносерийном выпуске, достаточная простота модернизации, удлиняющая сроки морального износа и поддерживающая уровень качества, выпускаемые серийно комплектующие изделия электроники обеспечивают короткие сроки разработки устройств, а их производство не требует специального оснащения предприятия-изготовителя.

Для универсальных ЭВМ, требования к быстродействию и объему обрабатываемой информации которых возрастают, приемлемое конструктивное решение [1.33] следует искать в применении ИС высокой степени интеграции с учетом жестких требований к рассеиваемой мощности. Это решение обусловлено тем, что задержка сигнала из-за большой длины соединения между элементами схемы и блоками, а также тепловыделение становятся основными ограничивающими факторами. Таким образом, основной задачей проектировщика цифровых устройств будет сокращение длины соединений как в ИС, так и между ними, уменьшение габаритов устройства. Такое решение положительно сказывается на ряде факторов: надежности, допусках, стоимости (при условии неуклонного прогресса технологии ИС).

Принятие решения о конструкции СВЧ устройства, его габаритах и элементной базе в виде микрополосковых СВЧ ИС или ИС с сосредоточенными реактивными элементами зависит от рабочей частоты. При этом для устранения потерь предполагается непосредственная стыковка отдельных СВЧ ИС, исключающая дополнительные соединения между ними. Важными факторами, затрудняющими принятие решения, являются уровень полезной мощности, а также к. п. д. устройства и связанный с ним его тепловой режим.

В транспортной (особенно авиационной) и космической электронике основными требованиями, определяющими принятие решения о виде конструкции устройства, являются: минимальные массы и объемы, высокая надежность, жесткие условия воздействия внешней среды, а также минимальное потребление электроэнергии (на искусственных спутниках земли). В силу сказанного элементной базой такой конструкции должны быть ИС возможно более высокой степени интеграции, в том числе большие гибридные ИС или микросборки, содержащие бескорпусные полупроводниковые ИС. Такая элементная база позволяет уменьшать удельный вес соединений между ИС и в целом отвечает перечисленным основным требованиям. При этом вопросы компоновки могут быть решены применением микросборок в едином вакуум-плотном корпусе всего прибора или устройства. Однако здесь следует обращать внимание на технико-экономические и организационно-производственные трудности. К ним относятся решение проблем кооперации, оснащенности, подготовки кадров предприятия-изготовителя.

Итак, существует широкий класс приборов и устройств массового применения, создание которых основывается на традиционных формах конструкций с той разницей, что дискретные электро-радиоэлементы (ЭРЭ) во многих случаях вытесняются корпусированными ИС различных степеней интеграции. Вместе с тем существует и развивается новое поколение устройств с возрастающим уровнем интеграции. Развитие этого направления требует нового подхода к конструированию устройств и организации производства.

Получение требуемой мощности, в частности, в радиочастотном диапазоне (СВЧ, ОВЧ). В технике генерирования и усиления больших мощностей на радиочастотах в настоящее время первенство принадлежит электровакуумным приборам (ЭВП). Нередко разработчики аппаратуры выполняют подобные устройства в традиционной манере: иногда они принимают такое решение из-за незнания возможностей генерации и усиления на полупроводниковых приборах (ПП). Эта новая область электроники успешно развивается, и ее достижения необходимо использовать при конструировании.

Обеспечение теплового режима в микроэлектронной аппаратуре— важная задача, при решении которой нужно учитывать следующее:

— элементная база ее позволяет работать при низких питающих напряжениях, что сокращает потребление энергии, а следовательно и тепловые потери,

— существуют и совершенствуются активные элементы с микроваттным потреблением,

— повышение уровня интеграции цифровых ИС путем объединения работающих друг на друга логических элементов заметно уменьшает мощность рассеивания таких ИС [1.33] по сравнению с аналогичной аппаратурой на ИС с низким уровнем интеграции.

Наряду с этим для отвода тепла необходимо разрабатывать и использовать системы охлаждения, соразмерные с размерами приборов, что является важнейшей задачей.

Компоновка и соединения. Известно, что плотность заполнения (упаковки) элементов от ИС до законченного устройства уменьшается в десятки тысяч раз. Таким образом, процесс конструирования можно назвать дезинтеграцией на пути от элементной базы до готового устройства. Одной из важных причин этого является то, что существенную долю объема устройства занимают соединения. Решение этой проблемы охватывает очень широкий круг вопросов, связанных как со схмотехникой, так и с технологией. Важную роль в этом должна сыграть разработка и внедрение машинных методов проектирования.

Очевидно также; что повышение степени интеграции ИС является существенным, если не решающим, вкладом в решение этой проблемы, так как при этом все большее число соединений переходят в ИС. Примером может служить электронный калькулятор, вся схемная часть которого по существу выполнена в виде одной монолитной большой интегральной схемы.

Повышение надежности. С решением этой проблемы связана вся деятельность проектировщика в процессе создания микроэлектронной аппаратуры. Целесообразно привести несколько факторов, способствующих ее решению (при условии соблюдения строящейшей технологической дисциплины на всех этапах производства):

— повышение степени интеграции улучшает надежность, так как сокращает число соединений в аппаратуре;

— уменьшение массы аппаратуры повышает ее устойчивость и сопротивляемость к ударным и вибрационным нагрузкам;

— малые объемы позволяют применять вакуум-плотные корпуса, надежно защищающие аппаратуру от проникновения влаги;

— малые объемы блоков позволяют при необходимости использовать резервирование в общем объеме устройства.

Наряду с использованием перечисленных факторов для решения поставленной задачи необходимо развивать прогрессивные направления, основанные на физическом (причинном) подходе к обеспечению надежности.

Управление качеством и метрологическое обеспечение [1.34]. С повышением сложности и степени аппаратурной интеграции устройств необходимо: повышать достоверность информации о качестве; автоматизировать все процессы контроля качества и диагностики отказов, неисправностей и широко применять ЭВМ; разрабатывать системы метрологического обеспечения.

Снижение стоимости следует отнести к числу наиболее сложных проблем. При этом следует учитывать, что:

— в силу высокой надежности микроэлектронной аппаратуры уменьшается стоимость одного часа эксплуатационного времени;

— высокая степень автоматизации процессов проектирования, производства, контроля МЭА приводит по мере ее внедрения к снижению стоимости;

— при массовом производстве по мере увеличения выпуска приборов снижается их стоимость (рост объема выпуска на три порядка снижает стоимость на один порядок);

— с увеличением степени интеграции ИС уменьшается стоимость каждого ее элемента.

1.7. Особенности проектирования МЭА

Критерии проектирования. При конструировании РЭА I и II поколений разработчики старались использовать в схемах минимально возможное число ЭРЭ, в особенности активных (лампы, транзисторы) из-за их высокой стоимости, ухудшения надежности с увеличением их числа, а также из-за роста массы и габаритов РЭА. При конструировании МЭА (III и IV поколения) возник совершенно новый подход, который заключается в использовании ИС возможно большей степени интеграции. Это объясняется тем, что ЭРЭ, в том числе и активные, вошедшие в состав ИС, намного дешевле своих дискретных («навесных») аналогов. При таком подходе, как уже указывалось, существенно улучшается надежность аппаратуры, уменьшаются масса и габариты. Кроме того, применение ИС наряду с известными ограничениями значительно расширило возможности разработчика. К факторам, облегчающим конструирование, можно отнести: малый относительный разброс характеристик элементов, изготовленных в одном кристалле, или, например, то, что изменение сопротивлений резисторов, находящихся на одной подложке ИС, имеют одинаковые уходы и знак. Это позволяет разработчику строить такие схемы, на характеристики которых в основном влияют не абсолютные значения номиналов, а допуск на их отношение.

Проектирование МЭА имеет ряд особенностей. Приведем некоторые из них:

— при переходе от аппаратуры предшествующих поколений к МЭА необходимо создавать новую конструкцию. Невозможно создать новый экономичный и работоспособный вариант микроэлектронной конструкции, не пересмотрев электрическую схему предшествующего устройства;

— механический перенос электрической схемы обычного устройства в МЭА практически полностью исключается. В лучшем случае в основу разработки МЭА можно положить лишь функциональную схему аппаратуры, подлежащей микроминиатюризации;

— при конструировании МЭА должен быть использован прин-

ципиально новый подход к проектированию структур радиоэлектронных схем.

Одной из главных задач конструктора МЭА является устранение крупногабаритных ЭРЭ из аналоговых устройств. Эту задачу можно решать двумя путями: миниатюризацией, что не всегда возможно и имеет свой предел, и изменением электрической схемы с таким расчетом, чтобы функции схемного узла выполняли ИС или их совокупность. Так, например, аналоговый резистивно-емкостный интегратор может быть заменен цифровым интегратором на ИС; усилитель радиочастот, построенный на LC -контурах, может быть заменен широкополосным усилителем в комбинации с интегральным полосовым или цифровым фильтром на ИС.

Аналогично разрабатывают и конструируют ЭВМ, в особенности при широком использовании БИС. До появления БИС расчет экономической эффективности ЭВМ основывался на минимизации объема оборудования, выполняющего заданный набор функций. С появлением БИС стоимость логических элементов резко снизилась, ограничением при конструировании стало число внешних соединений, которые можно разместить на одном кристалле. Поэтому среди прочих основной особенностью проектирования ЭВМ на БИС стали минимизация числа соединений между функциональными узлами машины. Структура ЭВМ в целом должна выбираться по-новому.

Аналоги РЭА и МЭА. Приведем перечень аналогов функциональных узлов и блоков РЭА и МЭА, выполняющих примерно одинаковые функции, построенных на аналогичных схемотехнических принципах (табл. 1.4). Их реализация в каждом конкретном случае будет диктоваться реальным уровнем развития элементной и производственной базы.

Пути получения мощных СВЧ колебаний. Из-за различия физических явлений, протекающих в электровакуумных и полупроводниковых приборах мощных радиочастотных колебаний, последние существенно отстают от ЭВП по уровню мощности, которую может отдать один прибор. Как известно [1.39], оценить возможности приборов обоих типов позволяет обобщенный теоретический предел мощности, определяемый как

$$P_n f^2 \leq \frac{c^2}{16} \frac{\omega}{\Delta\omega} \frac{v_m \epsilon_0 E_m^2}{\omega \tau_{пр}},$$

где P_n — выходная мощность в нагрузке; f — частота; c — скорость света; $\omega = 2\pi f$; $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$; Δf — ширина полосы пропускания; v_m — максимальная скорость носителей; ϵ_0 — диэлектрическая проницаемость свободного пространства; E_m — максимальное значение напряженности электрического поля в области пространственного заряда; $\tau_{пр}$ — пролетное время при наличии пространственного заряда.

Анализ приведенного выражения показывает, что, кроме отношения $\omega/\Delta\omega$, все параметры зависят от свойств материалов, ис-

Таблица 1.4

РЭА на дискретных ЭРЭ (I и II поколения)	МЭА (III и IV поколения)
<p>Генераторы радио- и СВЧ частот на ЭВП и дискретных полупроводниковых элементах Антенны СВЧ зеркального типа с сосредоточенным питанием</p> <p>Электромеханический привод антенны Волноводы Усилители радиочастот с распределенной избирательностью Частотно-избирательные узлы индуктивно-емкостного типа в дискретном исполнении</p> <p>Интеграторы (накопители) аналогового типа Линии задержки объемного типа</p> <p>Запоминающие устройства ферритовые</p> <p>Аналоговые устройства автоматики Электронно-лучевые трубки</p> <p>Стрелочные приборы</p> <p>Реле электромагнитные с сухими контактами Устройства силовой электронной автоматики и вторичные источники питания Электрокабели</p>	<p>Генераторные и усилительные ИС радио- и СВЧ частот со сложением мощности Антенные фазированные решетки (АФР) с распределенным излучением и суммированием мощности в пространстве ЭВМ управления фазой АФР</p> <p>Микрополосковые линии Усилители радиочастот на ИС с сосредоточенной избирательностью Пленочные индуктивные катушки, активные интегральные фильтры, интегральные пьезофильтры, цифровые фильтры на БИС и БГИС Цифровые накопители на БИС</p> <p>Интегральные линии задержки на поверхностных волнах Полупроводниковые ЗУ БИС. ЗУ на цилиндрических магнитных доменах, приборах с зарядовой связью Цифровые устройства на БИС Матричные экраны на электролюминесцентных пленках, на светодиодах, ПЗС, кремнеконах Цифровые приборы на основе оптоэлектронных знакомест Реле бесконтактные оптоэлектронные Силовые интегральные схемы [1.38]</p> <p>Световоды</p>

пользуемых для создания активного прибора и его контура. Рассмотрим далее, какие различия могут быть между ЭВП и ПП. При достаточном совпадении условий (частота, пролетный угол, ширина полосы пропускания) можно положить, что максимальное значение E_m составляет примерно 80 кВ/см для приборов обоих типов.

Величина $\omega\tau_{пр}$, представляющая пролетный угол, для достижения необходимой эффективности в обоих случаях должна быть меньше единицы. Следовательно, для одних и тех же частот, пролетного угла и ширины полосы пропускания искомое отношение мощностей ЭВП и ПП, оценивающее порядок величин, составляет

$$\frac{P_{нПП}}{P_{нЭВП}} \approx \frac{v_m ПП}{v_m ЭВП} \approx \frac{10^7}{3 \cdot 10^{10}} = \frac{10^{-3}}{3}$$

Зависимость между P_n , f определяется как $P_n f^2 \leq \alpha$, где α — константа, характеризующая физику явлений, протекающих в приборах, технологические и конструктивные факторы, влияющие на свойства (параметры) реальных приборов. Для ЭВП $\alpha \approx 10^{10}$ Вт (ГГц)². Для полупроводниковых приборов величина этой константы существенно меньше, однако она непрерывно увеличивается (табл. 1.5, [1.40]). При этом к. п. д. в СВЧ диапазоне возрастет с 20 до 30 ... 40%. На частотах от 3 ... 30 и до 100 ... 150 МГц наибольшие мощности порядка единиц киловатт предполагается получить на полевых транзисторах. На частотах в несколько гигагерц будут доминировать планарные биполярные и полевые транзисторы, на частотах от 10 и до 100 ... 150 ГГц — кремниевые, арсенидогаллиевые, двухпролетные с барьером Шоттки на алмазном теплоотводе, лавинно-пролетные диоды. По-видимому, в обозримом будущем энергетический разрыв ЭВП и полупроводниковых приборов сохранится. Одним из способов частичного преодоления этого разрыва является суммирование мощности полупроводниковых генераторов в нагрузке и в пространстве [1.41, 1.42]. Примером такого суммирования может служить широкополосный усилитель мощности УВЧ диапазона (рис. 1.10) [1.43], выходная мощность которого составляет более 100 Вт (рабочее напряжение 26 В) и получается восьмикратным сложением. Общий к. п. д. = 35% (при полосе 250 ... 400 МГц) конструктивно хорошо реализуется на 6—8 гибридных ИС. Следует отметить, что параллельным включением можно получить мощности, значительно превышающие 100 Вт. Увеличение мощности ограничивается потерями в сумматорах и экономическими соображениями. Сложение мощности в пространстве реализуется в АФР, примеры конструкций которых будут приведены в последующих главах. Каждый из двух способов сложения мощности имеет свои ограничения.

Таблица 1.5

Годы	$P_n f^2$, Вт·ГГц ²	P [Вт] на f	
		10 ГГц	2,5 ГГц
1971—1972	10	0,1	1,5
1975—1980	10 ³	1...10	15...20

При суммировании мощности в нагрузке ограничивающим фактором являются потери в суммирующих тройниках. Число тройников n_T , включенных между общей нагрузкой и каждым из отдельных генераторов, связано с общим числом генераторов N_T соотношением $N_T = 2^{n_T}$; например, при $N_T = 8$ $n_T = 3$, а при $N_T = 128$ $n_T = 7$. Так как каждый тройник имеет потери, то при некотором числе тройников дальнейшее увеличение числа генера-

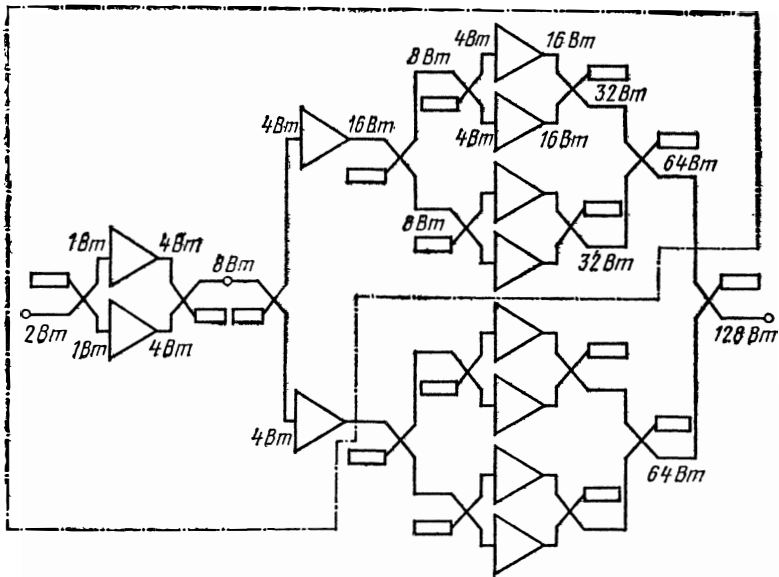


Рис. 1.10. Структурная схема широкополосного мощного усилителя.

Тором становится нецелесообразным из-за больших потерь в цепочке тройников.

При сложении мощности в пространстве с помощью АФР число генераторов ограничивается в основном приемлемыми размерами (площадью раскрыва) решетки в каждом отдельном случае ее применения. При этом $N_r \leq S_{\text{АФР}} / (\lambda^2/4)$, где $S_{\text{АФР}}$ — площадь раскрыва; λ_0 — длина волны генератора в пространстве.

Во всех случаях сложение мощности должно быть когерентным. Допустимый разброс фаз суммируемых колебаний не должен превышать порядка 40° . Следует заметить, что при когерентном сложении мощности получается (по сравнению с некогерентным) выигрыш в отношении суммарной мощности на выходе устройства к суммарной мощности некоррелированного шума каждого из генераторов. Важнейшим фактором, из которого следует исходить при проектировании подобных устройств, является их высокая надежность, обусловленная тем, что:

- полупроводниковые генераторы принципиально намного надежнее генераторов на ЭВП,

- в генераторных устройствах, построенных по принципу сложения мощности, при достаточно большом числе генераторов надежность еще больше возрастает из-за резервирования: выход из строя одного или нескольких генераторов практически не сказывается на работе устройства.

Быстродействие и тепловая напряженность БИС. По мере увеличения степени интеграции БИС расширяется их применение

в вычислительных устройствах, в радиоаппаратуре для радиолокации и связи. Как в традиционных, так и в новых областях применения БИС возрастают требования к их быстродействию, т. е. к сокращению времени переключений $\tau_{\text{пер}}$. Однако увеличение быстродействия приводит к увеличению рассеиваемой мощности ($P_{\text{э}}$) отдельным элементом. Рассеиваемая мощность может достигнуть такого уровня, который является критичным для надежной работы элемента и который может ограничить дальнейшее увеличение степени интеграции БИС. $P_{\text{э}}$ и $\tau_{\text{пер}}$ связаны между собой некоторой константой β , выражаемой обычно в джоулях: $P_{\text{э}}\tau_{\text{пер}} = \beta$. Эта константа характеризует уровень развития технологии изготовления БИС.

Проектировщику МЭА важно знать, как изменяется значение β по мере совершенствования технологии, а также каков его теоретический предел. Оценим его.

Исходя из принципа неопределенности можно записать $\Delta E \approx \hbar/\tau_{\text{пер}}$, где ΔE — энергия переключения, равная минимальному значению β_{min} , \hbar — постоянная Планка. При $\tau_{\text{пер}} = 10^{-9}$ с получаем $\Delta E \approx 10^{-18}$ Дж. Этот результат на 6 порядков меньше квантово-механического предела. Он ближе к статистическому пределу рассеиваемой мощности. Логический же элемент представляет собой бистабильное устройство. Так как перед выполнением операции неизвестно, в каком из двух состояний находится элемент, его энтропия равна $k \ln 2$, где k — постоянная Больцмана. Выполнение логической операции приводит элемент в одно из состояний, и энтропия становится равной нулю. При этом совершается работа $A = kT \ln 2 = 10^{-14}$ Дж для $T = 300$ К, что на 4 порядка превышает результат, полученный на основе принципа неопределенности. Для уровня сигналов $U_{\text{э}}$ мощность, рассеиваемая логическим элементом, равна $P_{\text{э}} = U_{\text{э}}^2/R$, где R — активная составляющая комплексного сопротивления. Время переключения логического элемента определяется его постоянной RC ($\tau_{\text{пер}} = RC$). Объединив два соотношения, получим $P_{\text{э}}\tau_{\text{пер}} = U_{\text{э}}^2 C$. Таким образом, при данном уровне технологии и фиксированном напряжении питания значение произведения $P_{\text{э}}\tau_{\text{пер}} = \text{const}$ зависит от значения емкости C . Емкость логического элемента C определяется площадью p — n -переходов, образующих его физическую структуру. Развитие технологии интегральных схем позволяет постепенно уменьшать эту площадь (или зазор между линиями, образующими рисунок ее структуры). В наиболее быстродействующих схемах стандартный зазор равен 2 ... 5 мкм и находится вблизи предела физического разрешения, ограничиваемого дифракцией видимого света.

Типичное значение напряжения $U_{\text{э}}$, питающего логический элемент, составляет 5 В. При этом значении обеспечиваются пороговые нелинейные свойства передаточной функции логического элемента в широком интервале температур (—60 ... +125° С) и стабильность работы при изменении напряжения питания в пределах

$\pm 10\%$. При снижении напряжения питания передаточная функция утрачивает пороговые свойства. При напряжении $U_0 \leq kT/e$, где e — заряд электрона, нелинейные свойства характеристики элемента исчезают. Для элементов, входящих в БИС с высокой степенью интеграции, возможно уменьшение напряжения питания примерно до 1 В. Тогда значение работы внешнего источника на одно переключение логического элемента составит 10^{-11} Дж, а с учетом дальнейшего уменьшения размеров структуры оно может достигнуть 10^{-12} Дж.

Оценки показывают, что с поверхности корпуса интегральной схемы, имеющей площадь порядка 1 см^2 , возможно рассеяние мощности через воздушную среду $0,25 \text{ Вт}$. Это означает, что при потреблении одной логической ячейкой 1 мВт мощности в корпус можно поместить кристалл, в котором сформировано 250 логических ячеек. Для быстродействующих интегральных схем характерное значение мощности, потребляемой одной ячейкой, составляет около 25 мВт . В этом случае в корпусе можно разместить кристалл БИС только с 10 логическими ячейками. Максимальная степень интеграции достигнута в ИС на МОП транзисторах благодаря малой рассеиваемой мощности, малой площади, занимаемой МОП транзисторами, и относительной простоте технологического процесса.

Логические схемы с временем переключения $\tau_{\text{пер}} < 10^{-9} \text{ с}$, как правило, получают на биполярных высокочастотных транзисторах. Минимальное $\tau_{\text{пер}}$ транзистора определяется временем пролета через базу инжектируемых на эмиттере носителей: $\tau_{\text{пр}} = W/v_m$, где W — толщина базы; $v_m \approx 10^8 \text{ см/с}$ — максимальная дрейфовая скорость носителей. Минимальная толщина базы определяется приложенным к базовому переходу напряжением $U_{\text{об}}$ и напряженностью поля, при которой наступает электрический пробой: $U_{\text{об}} = WE_{\text{проб}}$. Таким образом, при $E_{\text{проб}} = 10^6 \text{ В/см}$ $\tau_{\text{пр}} = U_{\text{об}}/E_{\text{проб}}v_m \approx 10^{-12} \text{ с}$.

Чтобы достигнуть таких значений времени переключения, потребуется создать элементы субмикронных размеров, что является очень сложной конструкторско-технологической задачей. В вычислительных устройствах на логических элементах с временем переключения менее 1 нс сигналы должны передаваться по микрополосковым или коаксиальным линиям.

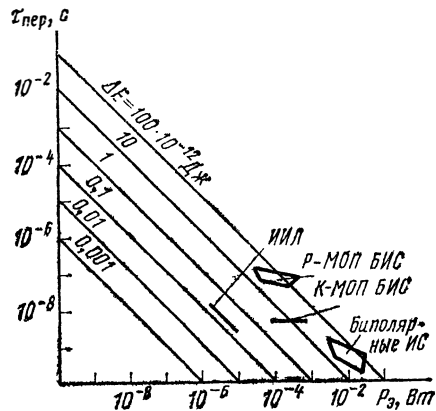


Рис. 1.11. К влиянию развития технологии на быстродействие БИС и тепловые потери в них.

Быстродействующие схемы, соединяемые линиями проводного типа, позволяют получить времена задержек распространения сигнала и времени переключения порядка $(3 \dots 5) \cdot 10^{-9}$ с.

В заключение с помощью рис. 1.11 [1.44] проиллюстрируем влияние технологии на быстродействие БИС и тепловые потери в них.

Микроэлектронные частотно-избирательные узлы привлекают особое внимание проектировщиков МЭА. Частотно-избирательные узлы I и II поколения РЭА оказываются несовместимыми с ИС, так как имеют большой объем и не могут быть состыкованы с планарной конструкцией, присущей МЭА. Поэтому в МЭА находят применение частотно-избирательные узлы типа активных резистивно-емкостных и гираторных фильтров, интегральных пьезокварцевых фильтров, фильтров поверхностных волн, а также аналого-цифровых и цифровых фильтров. Эти узлы имеют планарную структуру и по существу являются интегральными схемами, а, например, фильтры поверхностных волн представляют собой узлы функциональной микроэлектроники (см. гл. 3).

1.8. Примеры системного подхода к проектированию МЭА

Системный подход является основой методики разработки МЭА. При таком подходе в проекте должны быть отражены все этапы «жизненного» цикла создаваемой аппаратуры: технические требования — разработка — испытания — производство — эксплуатация. Исходя из особенностей МЭА проект должен предусматривать также организацию обслуживания аппаратуры, особенности ее ремонта.

При системном подходе проектно-конструкторские решения следует оптимизировать с учетом современного состояния элементной базы, технологии микроэлектроники, микроминиатюризации и микросхемотехники.

Вопросам оптимизации разрабатываемой аппаратуры в настоящее время уделяется большое внимание [1.45]. Один из способов оценки качества проектируемого устройства заключается в установлении комплексного критерия качества (K), равного сумме таких частных его показателей, как, например, масса m , объем V , потребляемая мощность P , стоимость C и интенсивность отказов Λ , а при необходимости могут быть введены и другие частные показатели. Нормируя эти показатели относительно заданных или, например, наибольших значений и вводя коэффициенты их значимости $\varphi_G, \varphi_V, \dots \leq 1$, которые зависят от назначения аппаратуры, находят K :

$$K = \varphi_G m_0 + \varphi_V V_0 + \varphi_P P_0 + \varphi_C C_0 + \varphi_\Lambda \Lambda_0.$$

Очевидно, чем меньше K , тем выше качество аппаратуры. Сравнивая, например, выигрыш в качестве РЭА III и IV поколений, следует найти отношение K_{III}/K_{IV} .

Приведем несколько примеров, в которых к решению конкретных задач КММ применен системный подход.

Радиолокационная станция (РЛС) обнаружения [1.46]. При проектировании такой РЛС исходят из того, что дальность до цели и ее скорость относительно РЛС неизвестны. Задача обнаружения состоит в том, чтобы на данном направлении определить дальность и частоты приходящего от цели сигнала. Это делается двумя способами: либо созданием многоканальной системы, перекрывающей рассматриваемый диапазон задержек и частот, либо при помощи одноканальной системы, осуществляющей поиск по дальности и скорости. Возможно и сочетание этих способов. Многоканальная система соответствует оптимальной системе обнаружения цели с неизвестными параметрами. Система с поиском имеет существенно меньшую дальность действия, чем многоканальная система. Поскольку время, отведенное на обнаружение цели в данном направлении, задано и ограничено (T_0), введение поиска неизбежно связано с сокращением времени T , отведенного на обнаружение цели. Количественно это сокращение может быть выражено как

$$n_K = \frac{T_0}{T} = \frac{\Delta F_n}{\Delta F_K} \frac{\Delta t_n}{\Delta t_K},$$

где ΔF_n , ΔF_K — соответственно диапазон частот и интервал частот, пропорциональных скорости цели одного канала; Δt_n , Δt_K — соответственно диапазон задержек и интервал задержки одного канала, пропорциональных дальности до цели.

Значит, мощность передатчика РЛС поисковой системы должны быть в n_K^* раз больше, чем в многоканальной системе с указанными параметрами (ΔF_K , Δt_K). В ряде случаев использование принципа многоканальности позволяет перейти от генераторов на ЭВП к генераторам на ПП. Разумеется, не исключено применение многоканальных приемных устройств и в РЛС на ЭВП, так как их использование повышает эффективность таких станций. Однако приемоусилительные многоканальные устройства в микроэлектронном исполнении имеют существенно меньшие габариты и большую надежность, чем их аналоги I и II поколений. Итак, результатом КММ является модульный принцип построения, позволяющий наращивать энергетические и улучшать точностные показатели РЛС за счет увеличения числа одинаковых приемопередающих модулей АФР и числа каналов приемного устройства.

Таким образом, намечается унификация проектных решений на уровне функциональных модулей, приводящая к экономическому эффекту. Сказанное в значительной степени относится и к приемопередающим устройствам другого назначения.

Микроминиатюрные цифровые устройства и их элементная база. В качестве примера можно назвать несколько типов таких уст-

*) Точнее, в зависимости от скорости флуктуаций отраженного сигнала от n_K до $\sqrt{n_K}$ раз.

роЙств: ЭВМ управления лучом АФР, ЭВМ обработки информации РЛС или какого-либо приемопередающего устройства, ЭВМ навигационно-пилотажной системы самолета [1.47].

При проектировании этих устройств также необходим системный подход, при котором: с учетом элементной базы формируется оптимальная конфигурация ЭВМ, правильно выбираются системы команд, что позволяет сократить сроки разработки математического обеспечения. В этом случае даже при избыточности числа ИС и БИС несомненен выигрыш в микроминиатюризации устройства в целом. На данном этапе развития элементной базы рекомендуется модульный принцип построения ЭВМ [1.5]. При этом необходимое число блоков ЭВМ подключается к общим линиям связи: согласно управляющей программе блоки включаются в выполнение заданных операций. Такое построение обеспечивает расширение функций ЭВМ присоединением дополнительных модулей. Базовая система может состоять из некоторого числа модулей каждого типа. Если появится необходимость в большем числе блоков арифметики или рабочих регистров, то они легко добавляются к ЭВМ. Этот принцип построения очень удобен для ЭВМ на МОП БИС и в том числе для ЭВМ на микропроцессорах (см. гл. 4).

Перспективная конструкция ЭВМ показана на рис. 1.9.

Вторичные источники питания (ВИП). Раздельное проектирование ВИП и устройства, для которого он предназначен, чаще всего приводит к конструктивным диспропорциям в проектируемом устройстве в целом. Ранее принятый последовательный порядок проектирования, при котором проектировалось устройство-потребитель, а затем ВИП для него, приводит к ухудшению энергетических показателей устройства в целом. Допустим, например, что для получения высокого к. п. д. выходного мощного усилителя передатчика выбирают ЭВП, к. п. д. которого превышает к. п. д. полупроводникового прибора (к. п. д. ЭВП > к. п. д. пп); однако для питания ЭВП требуется высокое напряжение и напряжение модуляции. Это значит, что общий к. п. д. будет

$$k_{п.д.1} = k_{п.д.ЭВП} \cdot k_{п.д.ВИП} \cdot k_{п.д.мод1}$$

Полупроводниковый усилитель, не требующий высоковольтного питания, в ряде случаев можно запитывать непосредственно от первичного источника. Тогда к. п. д. составит

$$k_{п.д.2} = k_{п.д.пп} \cdot k_{п.д.мод2}$$

Так как к. п. д. мод2 всегда намного выше к. п. д. мод1, оказывается, что к. п. д. 1 < к. п. д. 2.

Второй вариант устройства в целом оказывается выгоднее как по массо-габаритным показателям, так и по надежности. Этот пример подтверждает, что проектировать устройство и ВИП к нему нужно как единое целое.

Тепловая напряженность устройства. Достижению наилучших массо-габаритных показателей устройств и блоков препятствует

их тепловая напряженность. С увеличением температуры блока растет частота его отказов. Таким образом, объем блока $V_б$, частота его отказов $\lambda_б$ и температура $T_б$ оказываются связанными величинами. Снизить температуру блока можно с помощью несложного устройства охлаждения [1.49] с объемом $V_{ох} \ll V_б$ и надежностью $\lambda_{ох} \ll \lambda_б$. При этом $V_{общ} \approx V_б$, а $\lambda_{общ} \ll \lambda_б$.

Здесь приведены лишь простейшие примеры, показывающие суть возникающих задач. При реальном проектировании их решения сводятся к нахождению заданных значений целевых функций при соответствующих ограничениях, т. е. их решают методами инженерной теории оптимизации, линейного и нелинейного программирования и другими подобными методами.

Проектирование внешних соединений при КММ. Объем соединений между элементами РЭА в аппаратуре I и II поколений достигал приблизительно 1/3 ... 2/3 объема всего устройства. Аналогичные пропорции могут быть и в РЭА III поколения. Поскольку соединения являются потенциальными носителями отказов аппаратуры, их минимизация становится необходимой при проектировании МЭА.

В основе схемного и конструктивного построения МЭА лежит принцип многоуровневой системы соединений [1.36]. Он предусматривает образование иерархической системы соединений, на нижнем уровне которой объединяются элементарные схемы, а на высших — совокупность элементарных схем в узлы и узлы в блоки. В отличие от многоуровневой системы, выполненной при навесном объемном монтаже, сложность конструкции МЭА определяется уровнем интеграции элементов в микросхемах.

Сосредоточение максимального числа соединительных проводников в ИС, а следовательно, и максимальное сокращение числа соединений между ними — важная особенность проектирования микроэлектронной аппаратуры. Можно пойти на некоторое функциональное усложнение схемы, если оно позволяет сократить число внешних соединений у микросхем. Появляется новое правило проектирования соединений: «от устройства к блоку, а не от блока к устройству».

В качестве показателя эффективности построения межсхемных соединений можно использовать так называемый показатель функционального разбиения [1.5]:

$$\text{ПФР} = V/M_c,$$

где V — число вентилях в ИС; M_c — число выводов из ИС.

Руководствуясь этим показателем, схему всего устройства можно разбивать на блоки, узлы и более мелкие схемные образования. Наибольший выигрыш в уменьшении числа внешних соединений можно получить при построении крупных схем. Иногда необходимость в сокращении внешних соединений может привести не только к включению в схему дополнительных функциональных элементов, но и к полной замене элементной базы.

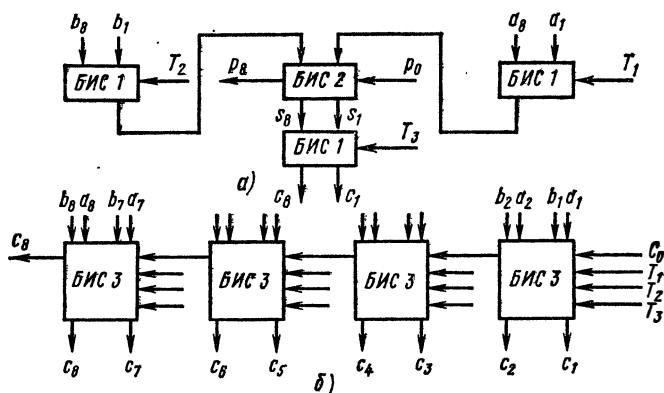


Рис. 1.12. Два варианта функционального построения арифметического устройства на БИС.

Приведем пример уменьшения числа выводов за счет введения схемной избыточности и правильного выбора элементной базы. Рассмотрим функциональное разбиение узла 8-разрядного арифметического устройства (АУ), содержащего 8-разрядный регистр первого слагаемого, 8-разрядный регистр второго слагаемого, 8-разрядный комбинационный сумматор и 8-разрядный регистр суммы [1.13].

В первом случае (рис. 1.12, а) АУ выполняется на четырех БИС двух типов: БИС1 — 8-разрядный регистр; БИС2 — 8-разрядный сумматор. Во втором случае (рис. 1.12, б) АУ состоит из однотипных БИС. В состав каждой БИС3 входят по два разряда числовых регистров и 2-разрядный сумматор. Предполагая однофазный принцип передачи информации в схемах регистра и сумматора, определим общее число вентилях В, число выводов M_c и ПФР у каждого типа БИС при реализации на элементах И—ИЛИ—НЕ ТТ-логики и на элементах НЕ, И—ИЛИ Т—ТТ-логики. Сравнительные характеристики рассматриваемых БИС приведены в табл. 1.6. Для простоты расчета принято, что многораз-

Таблица 1.6

Тип БИС	В	M_c	ПФР	В	M_c	ПФР
	ТТ-логика			Т — ТТ-логика		
Регистр 8-разрядный	40	$17+2^*$	2,1	16	$17+2$	0,9
Сумматор 8-разрядный	80	$26+2^*$	2,0	56	$26+2$	2,0
Регистр-сумматор 2-разрядный	50	$11+2^*$	3,85	26	$11+2$	2,0
4-разрядный	—	—	—	52	21	2,45

* +2 — цепи питания,

рядный сумматор выполнен на основе одноразрядных сумматоров. Способы построения одноразрядных сумматоров на основе элементов ТТ- и Т—ТТ-логики приведены в [1.13].

Число выводов в БИС-регистре определяется числом сигнальных выводов, тактирующих выводов и выводов цепей питания. Число выводов в БИС-сумматоре складывается из числа входов для первого и второго слагаемых, выходов для суммы, входа и выхода переноса и двух выводов питания. Число выводов в БИС-регистре-сумматоре определяется числом входов для первого и второго слагаемых, входами двух разрядов регистра суммы, тремя входами тактирующих сигналов, входом и выходом переноса и двумя выводами питания. Число выводов в БИС — регистре-сумматоре определяется числом входов для первого и второго слагаемых, входами двух разрядов регистра суммы, тремя входами тактирующих сигналов, входом и выходом переноса и двумя выводами питания.

Из табл. 1.6 видно, что второй способ разбиения АУ позволяет повысить значение ПФР и уменьшить число БИС. Однако, если в первом случае разбиения АУ БИС — регистр может применяться в ЭВМ в качестве буферных регистров, в устройстве управления, в устройстве ввода и др., то БИС — регистр-сумматор применяется только для построения АУ, т. е. во втором случае БИС становится специализированной.

Таблица 1.6 также иллюстрирует влияние элементной базы на эффективность разбиения. При выполнении БИС — регистра, сумматора и регистра-сумматора на элементах Т—ТТ-логики требуется меньше вентилях, чем при выполнении аналогичных БИС на элементах ТТ-логики.

Если в БИС или БГИС реализуется весь процессор, то для сокращения числа выводов целесообразно включить в БИС схему местного управления, что следует из графика на рис. 1.13.

Если устройство выполняется на ГИС или БГИС, которые включают в свой состав и полупроводниковые ИС с многими выводами, то целесообразно ввести еще один показатель, характеризующий микросхемы — показатель коммутативности:

$$ПК = K_{\Pi} / K,$$

где K_{Π} — число контактов, закомутированных в пассивной пленочной схеме; K — число контактных площадок для внешних соединений. Показатель коммутативности, как и ПФР, кроме эффективности функционального разбиения может характеризовать уровень интеграции микросхем.

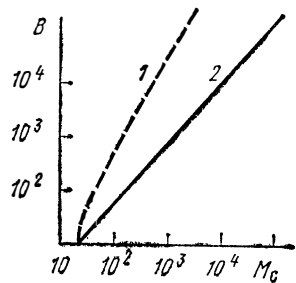


Рис. 1.13. Зависимость между числом вентилях и числом выводов в процессоре:

1 — с местным управлением;
2 — с внешним управлением.

Список литературы

- 1.1. **Ефимов И. Е.** Современная микроэлектроника. М., «Сов. радио», 1972.
- 1.2. **Интегральные схемы.** Основы проектирования и технологии. Пер. с англ. Под ред. К. И. Мартюшова. М., «Сов. радио», 1970. Авт.: Г. Р. Мэдленд, Г. К. Дикен, Р. Д. Ричардсон, Р. Л. Прейчард, Ф. Г. Боуер, Д. Б. Крет.
- 1.3. **Интегральные схемы.** Принципы конструирования и производства. Пер. с англ. Под ред. А. А. Колосова. М., «Сов. радио», 1968. Авт.: А. Б. Финлинс, Д. С. Кинч, И. А. Леск и др.
- 1.4. **Анализ и расчет интегральных схем.** Под ред. Д. Линна, Ч. Мейера и Д. Гамильтона. Ч. I, II. Пер. с англ. М., «Мир», 1969.
- 1.5. **Кхамбата А.** Большие интегральные схемы. Пер. с англ. Под ред. Б. И. Ермолаева. М., «Мир», 1971.
- 1.6. **Пленочная микроэлектроника.** Под ред. Л. Холлэнда. Пер. с англ. Под ред. М. И. Елинсона. М., «Мир», 1968. Авт.: Г. Сиддол, Л. Пенсик, А. А. Шеферд и др.
- 1.7. **Толфер М.** Микроэлектроника толстых пленок. Пер. с англ. Под ред. Т. Д. Шермергора. М., «Мир», 1973.
- 1.8. **Валиев К. А., Кармазинский А. Н., Королев М. А.** Цифровые интегральные схемы на МДП-транзисторах. М., «Сов. радио», 1971.
- 1.9. **Ричман П.** Физические основы полевых транзисторов с изолированным затвором. Пер. с англ. Под ред. Г. Г. Смолко. М., «Сов. радио», 1971.
- 1.10. **Прангишвили И. В., Абрамова Н. А., Бабичева Е. В., Игнатушенко В. В.** Микроэлектроника и однородные структуры для построения логических и вычислительных устройств. М., «Наука», 1971.
- 1.11. **Микромошная электроника.** Пер. с англ. Под ред. Е. И Гальперина. М., «Сов. радио», 1967.
- 1.12. **Наумов Ю. Е.** Интегральные логические схемы. М., «Сов. радио», 1970.
- 1.13. **Букреев И. Н., Мансуров Б. М., Горячев В. И.** Микроэлектронные схемы цифровых устройств. Изд. 2-е перераб. и доп. М., «Сов. радио», 1975.
- 1.14. **Кроуфорд Р.** Схемные применения МОП-транзисторов. Пер. с англ. Под ред. С. А. Майорова. М., «Мир», 1970.
- 1.15. **Микроэлектроника и большие системы.** Пер. с англ. Под ред. В. Г. Толстого. М., «Мир», 1967. Авт.: Бродзинский А., Эстрин Г., Силбах В. и др.
- 1.16. **Чунаев Р. С.** Вопросы проектирования функциональных схем логических элементов на ЭВМ для интегрального исполнения. М., ИТМ и ВТ АН СССР, 1967.
- 1.17. **Lewin D.** Logical design of switching circuits. Nelson, London, 1968.
- 1.18. **Wiekcs W. E.** Logic design with integrated circuits. New York, Wiley, 1968.
- 1.19. **Walter D. I.** Integrated circuit systems. Butterworth, «ILIFFE Books», 1971.
- 1.20. **Hawkins I. K.** Circuit design of digital computers. New York, Wiley, 1968.
- 1.21. **Designing with TTL integrated circuits.** Ed. P. L. Monis, I. R. Miller. McGraw-Hill Book Co, 1971.
- 1.22. **Meindl I. D.** Micropower circuits. New York, Wiley, 1969.
- 1.23. **Linear integrated circuits theory and applications.** Ed. I. Eim binder. New York. Wiley, 1968.
- 1.24. **Schilling D. L., Belova Ch.** Electronic circuits: discrete and integrated. McGraw-Hill Book Co, 1968.
- 1.25. **Deboc G. J., Burrus C. N.** Integrated circuits and semiconductor devices. Theory and Application. McGraw-Hill Book Co, 1971.
- 1.26. **Fitchen F. O.** Electronic integrated circuits and systems. Van Nostrand, 1970.

1.27. **Operational amplifiers.** Ed. I. G. Graeme, E. E. Tobey, L. P. Huelsman. McGraw-Hill Book Co, 1971.

1.28. **Манукьян Э. М.** Новые направления и перспективы развития микроэлектроники. М., «Машиностроение», 1972.

1.29. **Свешников С. В.** Элементы оптоэлектроники. М., «Сов. радио», 1971.

1.30. **Федотов Я. А.** Электроника, год 2001. М., «Сов. радио», 1975.

1.31. **Алексенко А. Г.** Основы микросхемотехники. Элементы морфологии микроэлектронной аппаратуры. М., «Сов. радио», 1971.

1.32. **От редакционной коллегии.** — В кн.: Комплексная микроминиатюризация радиоэлектронных устройств и систем. Под ред. Г. Я. Гуськова. Вып. 1. М., ЦНИИ «Электроника», 1975.

1.33. **Валиев К. А., Дьяков Ю. Н., Орлов Б. В., Чугуев Д. О.** Большие интегральные схемы. — В кн.: Микроэлектроника. Под ред. Ф. В. Лукина. Вып. 3. М., «Сов. радио», 1969.

1.34. **Пролейко В. М., Сретенский В. Н.** Метрологическое обеспечение управления качеством изделий электронной техники. Обзоры по электронной технике. Вып. 1 (96). М., ЦНИИ «Электроника», 1973.

1.35. **Goodycoonts I. R., Karpenko U. A.** Converging design trends in avionic and space electronic equipment. — In: Wescon Technical Papers, Pt. 3, 1969.

1.36. **Букреев И. Н.** Вопросы создания гибридно-пленочных интегральных узлов и блоков. — В кн.: Микроэлектроника. Под ред. Ф. В. Лукина. Вып. 1. М., «Сов. радио», 1967.

1.37. **Конструирование микроэлектронной аппаратуры.** Под ред. Б. Ф. Высоцкого. М., «Сов. радио», 1975. Авт.: Б. Ф. Высоцкий, А. И. Головин, В. В. Марков, А. С. Назаров, А. В. Фомин.

1.38. **Конев Ю. И.** Энергетические возможности миниатюризации силовых полупроводниковых интегральных устройств. — В кн.: Электронная техника в автоматике. Под ред. Ю. И. Конева. Вып. 4. М., «Сов. радио», 1973.

1.39. **Нергаард.** Сравнительные характеристики ламповых и твердотельных генераторов. — «Зарубежная радиоэлектроника», 1971, № 8, с. 134.

1.40. **Трутко А. Ф., Шутов А. М.** Вопросы планирования технического прогресса в электронной промышленности. — «Электронная промышленность», 1972, № 6, с. 69.

1.41. **Высоцкий Б. Ф.** Вопросы проектирования микроэлектронной радиоаппаратуры. — «Электронная техника. Сер. 6. Микроэлектроника», 1967, вып. 7, с. 44.

1.42. **Букреев И. Н., Высоцкий Б. Ф., Егоров Е. Н.** СВЧ-интегральные устройства. — В кн.: Микроэлектроника. Вып. 6. М., «Сов. радио», 1973, с. 128.

1.43. **Гейдель.** Широкополосный 100-Вт усилитель мощности УВЧ диапазона. — «Зарубежная радиоэлектроника», 1973, № 10, с. 44.

1.44. **Альтман.** Современные достижения в области логических ИС и БИС. — «Электроника», 1974, № 4, с. 25.

1.45. **Гуткин Л. С.** Оптимизация радиоэлектронных устройств по совокупности показателей качества. М., «Сов. радио», 1975.

1.46. **Вопросы статистической радиолокации.** Т. 1. Под ред. Г. П. Тартаковского. М., «Сов. радио», 1963, с. 234. Авт.: П. А. Бакут, И. А. Большаков, Б. М. Герасимов, А. А. Курикса, В. Г. Репин, Г. П. Тартаковский, В. В. Широков.

1.47. **Вейцман.** Бортовые вычислительные машины с характеристиками наземных стационарных систем. — «Электроника», 1973, № 19, с. 60.

1.48. **Фролов А. Д.** Теоретические основы конструирования и надежности радиоэлектронной аппаратуры. М., «Высшая школа», 1970.

1.49. **Гейлор.** Принудительное воздушное охлаждение в аппаратуре с высокой плотностью элементов. — «Электроника», 1974, № 2.

1.50. **Лейман.** Широкое внедрение лент-носителей в массовое производство. — «Электроника», 1975, № 26, с. 30.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И КОНСТРУИРОВАНИЕ СВЧ ИНТЕГРАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Микроэлектронная СВЧ техника является сравнительно новой, перспективной, но еще недостаточно изученной. Поэтому эта глава по структуре и содержанию отличается от последующих глав. В ней рассмотрены вопросы технологии, принципы конструирования СВЧ ИС и их расчета; приведены конкретные примеры построения микроэлектронных устройств и комплексов.

2.1. Особенности СВЧ микроэлектронных устройств [2.1—2.5]

В диапазон СВЧ микроэлектроника начала внедряться в последнюю очередь, примерно в середине 60-х годов. В первую очередь это связано с трудностью создания твердотельных СВЧ активных приборов. Кроме того, при проектировании и разработке СВЧ микроэлектронных устройств необходимо учитывать очень многие факторы, обусловленные малыми размерами узлов, концентрацией сильных полей в малых объемах, наличием цепей паразитной связи, взаимодействием близко расположенных элементов, трудностью отвода тепла, требованиями к точности изготовления и однородности материалов.

При проектировании микроэлектронной аппаратуры СВЧ диапазона редко удается разделить электрический расчет схемы, разработку конструкции и даже технологию изготовления. Как правило, это единый процесс.

Для определения параметров микроэлектронного узла СВЧ, строго говоря, необходимо решать граничную задачу электродинамики. Однако даже для регулярных микрополосковых линий, не говоря уже о сложных СВЧ узлах, граничные поверхности имеют сложную форму и волновые уравнения разрешить не удастся. Отсюда вытекают требования создания приближенных теорий, различных степеней приближения. Кстати, к настоящему времени строгой теории ни одного микрополоскового устройства нет. Приближенные теории всегда нуждаются в экспериментальной проверке. Поэтому микроэлектронные СВЧ устройства приходится испытывать и настраивать экспериментально.

Несмотря на все эти трудности в развитии микроэлектроники СВЧ диапазона на сегодня имеются заметные успехи. Уже применяются различные твердотельные генераторы и приемники СВЧ. Широкое развитие получили различные микрополосковые устройства: сложные тракты питания, делители мощности, направленные

ответители и мостовые схемы, частотно-избирательные и взаимные устройства, фазовращатели, многоканальные коммутаторы и другие узлы радиоаппаратуры СВЧ диапазона. Широко ведутся работы по созданию полностью микроэлектронных РЛС, аппаратуры радиопротиводействия, связанных систем и т. д.

Развитию интегральной техники СВЧ диапазона предшествовало освоение полосковых линий передачи, появление тонкопленочной гибридной технологии и разработка твердотельных активных СВЧ приборов, особенно бескорпусных.

Стремление к снижению массы и габаритов аппаратуры привело к развитию техники печатного монтажа. В диапазоне СВЧ появились симметричная и несимметричная полосковые линии с воздушным и диэлектрическим заполнением. Они хорошо переносят ударные нагрузки и вибрацию, просты в изготовлении, их производство можно автоматизировать. Конструкция этих линий позволила применить фотогравирование при изготовлении сложных СВЧ узлов.

На первых этапах развития техники полосковых линий устройства выполнялись на пластинах из фольгированного диэлектрика. Роль механических элементов выполняли сами пластины.

В последующие годы начали широко применять в качестве подложек керамические материалы с высокой диэлектрической прочностью. Это привело к значительному уменьшению размеров СВЧ узлов.

Одновременно развивалась полупроводниковая электроника СВЧ. Появились новые активные приборы, работающие в СВЧ диапазоне: диоды Ганна, лавинно-пролетные диоды, СВЧ транзисторы, варакторы, туннельные и переключающие диоды и т. д. Эти приборы позволили решить проблему микроминиатюризации СВЧ аппаратуры на основе техники интегральных схем, улучшить характеристики радиотехнических устройств, повысить их экономичность и надежность.

Использование бескорпусных или малокорпусных активных элементов, встраиваемых непосредственно в пассивную часть схемы, позволило уменьшить паразитные реактивности вводов, улучшить условия согласования активной и пассивной частей схемы.

При достаточно большой функциональной насыщенности каждой схемы существенно сокращается число межсхемных соединений. Отпадает необходимость в большом числе разъемов, что существенно увеличивает надежность устройства. Так, по оценке, приведенной в [2.1], малшумящий усилитель на частоту 4 ГГц имеет расчетный срок службы 100 лет. Как показали испытания [2.1], при общей наработке в 1 млн. ч в схемах транзисторных усилителей мощности и схемах управления фазой было лишь 3 отказа. Надежность приемопередающего модуля проекта RASSR, представляющего сложное функциональное устройство, характеризуется величиной среднего времени между отказами 30 000 ч [2.3].

Важнейшей характеристикой любой аппаратуры является ее стоимость. Анализ методов проектирования, изготовления и ис-

питания радиоэлектронной аппаратуры на СВЧ ГИС показывает большие потенциальные возможности снижения ее стоимости при серийном изготовлении.

В стоимость СВЧ аппаратуры входит стоимость активных элементов, интегральных схем, сборки и, если необходимо, корпусирования и испытаний.

Стоимость активных приборов СВЧ непрерывно уменьшается по мере улучшения технологии их производства и объема выпуска.

Стоимость пассивной микросхемы слабо зависит от ее сложности и приблизительно пропорциональна площади занимаемой подложки. Чтобы уменьшить стоимость микросхемы, необходимо ее упростить и, как следствие, уменьшать число этапов обработки и циклов откатки; уменьшать размеры схемы, используя подложки с большой диэлектрической проницаемостью и улучшая ее топологию; использовать, где это возможно, безвакуумную технологию толстых пленок; применять технологические процессы, для которых существует оборудование массового производства.

Стоимость сборки микросхемы существенно зависит от степени ее автоматизации. Возможности автоматизации, в свою очередь, зависят от конструкции навесных элементов.

В стоимость корпусирования входит стоимость корпуса, герметичных разъемов и процесса герметизации. На стоимость корпусирования существенно влияет функциональная насыщенность устройства, заключенного в корпус.

Относительно большой вклад в стоимость микроэлектронного СВЧ устройства вносят операции его проверки. Отсюда вытекает важность создания высокопроизводительной автоматизированной измерительной аппаратуры.

Как известно, главным методом снижения стоимости аппаратуры является максимальная автоматизация всех технологических процессов изготовления и проверки. Это возможно только при большой программе выпуска. Из опыта известно, что в микроэлектронной технике увеличение выпуска на 3 порядка снижает стоимость одного изделия на порядок.

На существующем этапе развития микроэлектронной техники СВЧ аппаратуре на интегральных схемах присущи и свои недостатки.

Первый из них заключается в энергетических ограничениях. Твердотельные генераторы и усилители СВЧ пока еще имеют относительно невысокий к. п. д., что приводит к выделению значительной мощности внутри твердого тела и, следовательно, к его перегреву. Как известно, даже для кремниевых приборов температура не должна превышать 150 ... 170° С, в то время как у электродов вакуумных приборов она может достигать нескольких сотен градусов.

Потери в микрополосковой линии существенно больше, чем у других типов линий. На них трудно осуществлять высокодобротные системы.

Однако эти недостатки не являются принципиальными. По мере разработки новых активных элементов, повышения к. п. д. генераторов и усилителей, развития техники охлаждающих устройств, улучшения характеристик материалов, применяемых в микроэлектронике, она все больше будет продвигаться в области более высоких частот и больших мощностей.

2.2. Технологические и конструктивные основы СВЧ интегральных микросхем [2.5—2.25]

Интегральные микросхемы СВЧ диапазона могут быть выполнены как в монолитном, так и гибридно-пленочном исполнении.

В качестве материалов подложек применяют высокоомный кремний, полуизолирующий арсенид галлия, керамику с высоким значением диэлектрической проницаемости, а также кварц, ферриты и комбинации перечисленных материалов для составных конструкций.

В настоящее время в СВЧ диапазоне наибольшее практическое применение получили гибридно-пленочные ИС. Отличительной особенностью микросхем данного класса является то, что подложка вместе с металлизацией лицевой (проводник) и обратной сторон образует микрополосковую линию передачи (рис. 2.1).

По конструктивно-технологическим признакам, а также с учетом элементной базы гибридно-пленочные микросхемы СВЧ можно разделить на две основные группы: микрополосковые схемы с распределенными параметрами; пассивные *RCL*-микросхемы, содержащие сосредоточенные элементы.

Микрополосковые схемы с распределенными параметрами [2.6—2.10, 2.13, 2.22, 2.24, 2.25]. Первая группа пленочных СВЧ микросхем содержит пассивные элементы (резонансные контуры, подстроечные элементы и др.), выполненные в виде отрезков линий передачи определенной конфигурации. Структура микрополосковой линии передачи зависит от технологии изготовления (рис. 2.2). Иногда проводящий слой микрополосковой линии выполняют без защитного покрытия, если основу проводника составляют пленки благородных металлов, например золота, и без адгезийного подслоя, например, если рабочим слоем служит алюминий. Возможные конструктивные решения симметричных и несимметричных полосковых линий (НПЛ) будут рассмотрены далее (см. § 2.3).

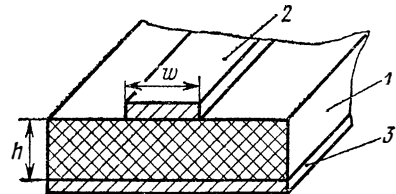


Рис. 2.1. Микрополосковая линия передачи:

1 — подложка толщиной h ; 2 — проводник полосковой линии шириной w ; 3 — проводящий слой на обратной стороне подложки.

СВЧ микросхемы с распределенными параметрами изготавливают тремя основными способами:

- нанесение и вжигание паст по толсто пленочной технологии;
- гальваническое наращивание толстых пленок в сочетании с фотолитографией и напылением;
- термическое испарение в вакууме в сочетании с фотолитографией.

Толсто пленочная технология характеризуется простотой и не требует высокой квалификации обслуживающего персонала. Эта технология широко используется в зарубежной практике, однако диапазон ее применения ограничен из-за принципиальных недостатков. К наиболее существенным из этих недостатков следует отнести: большое значение удельного сопротивления проводящих элементов, обуславливающее увеличение потерь в 1,5—2 раза по сравнению с потерями в проводниках из чистой вакуумно-плавленной меди; необходимость применять подложки с шероховатой развитой поверхностью для обеспечения адгезии проводника к подложке, что также приводит к увеличению потерь (образование вихревых токов на неровностях проводника). Кроме того, метод трафаретной печати, используемый при такой технологии, имеет малые разрешающую способность и точность воспроизведения геометрических размеров элементов как по ширине, так и по толщине. Так, невоспроизводимость по толщине слоя может достигать ± 10 мкм, а по ширине ± 30 мкм, причем невоспроизводимость геометрических размеров в значительной степени зависит от ширины элементов.

Если на одной подложке необходимо выполнить элементы с различными геометрическими размерами, их разброс возрастает. Наряду с указанными недостатками следует отметить значительную неоднородность и зернистость структуры толстых пленок, что служит дополнительным источником потерь в СВЧ диапазоне. Однако микросхемы, к электрическим параметрам которых не предъявляется высоких требований, из экономических соображений целесообразно изготавливать по толсто пленочной технологии.

Для создания микросхем со сложной конфигурацией элементов (типа меандра, спирали) и воспроизводимостью геометрических

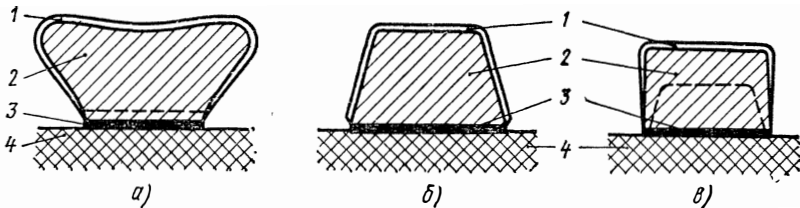


Рис. 2.2. Поперечный разрез проводников микрополосковой линии, изготовленных гальваническим наращиванием (а), прямым травлением (б) и комбинированным методом (в):

1 — защитный антикоррозийный слой; 2 — слой меди; 3 — адгезионный подслоя; 4 — диэлектрическая подложка.

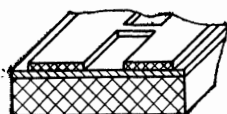
Напыление меди с подслоем



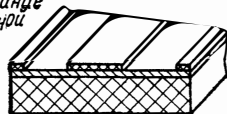
Напыление меди с подслоем



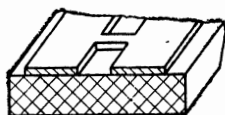
Формирование защитного рельефа



Формирование контактной маски



Травление меди с подслоем



Наращивание меди и защитного слоя в окна фоторезиста



Защита коммутационных проводников и наращивание меди и защитного слоя



Удаление фоторезиста



Травление коммутационных проводников



Травление тонкого слоя меди с подслоем



а)

б)

Рис. 2.3. Последовательность укрупненных технологических операций при изготовлении проводника МПЛ при гальваническом наращивании:

а — наращивание меди по сформированному рисунку; б — осаждение меди в окна фоторезиста.

размеров не хуже ± 15 мкм применяют тонкопленочную технологию, основанную на получении проводящих пленок гальваническим осаждением или термическим испарением в вакууме и формировании определенной конфигурации элементов методом фотолитографии. Различают две разновидности маршрутов изготовления микросхем с применением гальванического осаждения толстых пленок меди: а) наращивание меди по сформированному рисунку микросхемы с защитой технологических коммутационных проводников и б) осаждение меди в окна фоторезиста, который является контактной маской, сформированной на сплошном подслое меди (рис. 2.3).

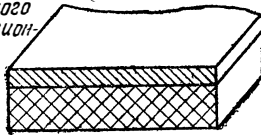
По первому маршруту термическим испарением в вакууме на керамическую подложку наносят пленку меди с адгезионным

подслоем общей толщиной порядка 1 мкм. Затем выполняют фотолитографию и травление по напыленным слоям, причем рисунок защитного рельефа включает не только рабочие элементы микросхемы, но и коммутационные технологические проводники. Последние обеспечивают электрическую связь всех элементов, необходимую для подачи потенциала на все проводники при их гальваническом усилении, в то время как контакт с внешней цепью имеет один из элементов. После этого снова осуществляют фотолитографию для защиты коммутационных проводников. После усиления рабочих элементов и нанесения на них антикоррозийного покрытия гальваническим осаждением удаляют фоторезист и травят технологические проводники. Недостатком данного маршрута изготовления является наличие технологических коммутационных проводников, что приводит к увеличению числа рабочих фотошаблонов, фотолитографических операций и, следовательно, к усложнению технологического процесса изготовления микросхем.

Второй маршрут изготовления микрополосковых схем с применением гальванического усиления основан на другом принципе подачи потенциала на все рабочие элементы микросхемы. В этом случае, так же как по первому маршруту, сначала термическим испарением в вакууме на керамическую подложку наносят сплошной слой меди с адгезионным подслоем общей толщиной не более 1 мкм (желательно 0,4—0,7 мкм). Затем формируют защитный рельеф и создают фоторезистивную контактную маску. Чтобы исключить боковое разрастание проводников, целесообразно использовать слои фоторезиста значительной толщины, близкой к толщине проводящего слоя при гальваническом наращивании. Таким образом, контактирование в этом случае осуществляют по сплошному напыленному слою меди, а гальванические слои осаждают в окна на фоторезисте по пробельным участкам. После гальванического усиления рабочих участков и нанесения на них антикоррозийного покрытия удаляют фоторезистивную контактную маску, растворяя ее, и стравливают тонкий слой меди с адгезионным подслоем. Иногда поверхности дополнительно очищают плазмохимическим способом. Для формирования контактной маски толщиной более 2 мкм используют сканирование электронным лучом. В этом случае материал контактной маски выбирают чувствительным к воздействию бомбардировки электронами (электронорезист).

Таким образом, второй технологический маршрут свободен от недостатков первого, однако имеет свои трудности. Среди трудностей данного маршрута следует отметить: сложность нанесения и удаления толстой фоторезистивной пленки, загрязнение электролита при гальваническом наращивании проводящего слоя в окна фоторезистивной маски, наличие значительного разрастания элементов в случае тонкого слоя фоторезиста, искажение профиля проводников при травлении слоя меди с адгезионным подслоем.

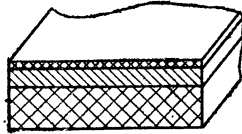
*Нанесение толстого
слоя меди с адгезион-
ным подслоем*



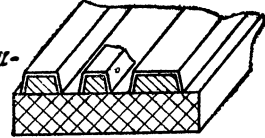
*Травление меди в
подслоем и удале-
ние фоторезиста*



*Нанесение слоя
фоторезиста*



*Нанесение анти-
коррозийного
покрытия*



*Формирование
защитного
рельефа*

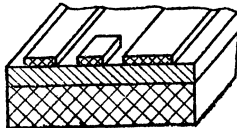


Рис. 2.4. Последовательность укрупненных технологических операций изготовления проводника МПЛ методом прямого травления толстых пленок.

Общими недостатками указанных маршрутов изготовления микрополосковых схем являются: зависимость удельного сопротивления проводников от технологических режимов осаждения, состава и чистоты электролитов; наличие неравномерного роста толщины пленок на подложках больших размеров и в схемах, имеющих элементы с различной шириной проводящих полосок. Неравномерность по толщине может достигать ± 7 мкм при средней толщине проводящего слоя ~ 20 мкм, невоспроизводимость геометрических размеров элементов по ширине при этом составляет 15 ... 20 мкм.

Чтобы исключить искажения профиля проводящих элементов и зависимость неравномерности геометрических размеров элементов по толщине и ширине от их геометрической формы, применяют метод прямого травления толстых пленок (рис. 2.4). Толстые пленки могут быть получены различными способами, в том числе гальваническим усилением тонких напыленных слоев, а также термическим испарением в вакууме. Изготавливать микросхемы на основе данного метода можно также по двум различным маршрутам, отличающимся последовательностью технологических операций нанесения защитного антикоррозийного покрытия. Антикоррозийное покрытие может быть нанесено термическим испарением в вакууме и может служить затем маской при селективном травлении рабочих проводников или гальваническим и химическим осаждением как после формирования рисунка элементов микросхемы, так и до выполнения фотолитографии. Маршруты изготовления просты и не требуют дополнительного описания технологических операций. Остановимся на рассмотрении характерных достоинств и недостатков последнего маршрута, что важно знать при выборе конструкции и оптимального технологического варианта ее реализации.

При травлении толстых пленок, полученных гальваническим осаждением, требуется усиление фоторезистивной маски, чтобы исключить проколы из-за развитой поверхности осадков. Кроме того, травление пленок может быть неравномерным из-за пористой и крупнозернистой структуры осадков. Поэтому схемы, к выходным параметрам которых предъявляются повышенные требования, целесообразно изготавливать по данному маршруту, используя толстые пленки, полученные термическим испарением в вакууме. В этом случае пленки отличаются высокой плотностью и однородностью, их удельное сопротивление с точностью до погрешности измерения равно удельному сопротивлению массивного образца меди. Поэтому потери в СВЧ диапазоне будут минимальными, а травление слоев равномерным. К общим недостаткам последних маршрутов изготовления СВЧ микросхем с распределенными параметрами можно отнести следующее:

- необходимость повышать скорость удаления продуктов реакции, уменьшать клин подтравливания и увеличивать вязкость травителя для исключения проникновения последнего в поры фоторезиста и на границе раздела фоторезистивная пленка — проводящая пленка;

- ограничение, накладываемое на минимальный размер зазора между проводниками, связанное с наличием клина подтравливания и необходимостью изготовления фотошаблонов с его учетом;

- при нанесении защитного антикоррозийного покрытия до проведения процессов фотолитографии торцы проводящих элементов оказываются незащищенными, что может привести к изменению параметров микросхемы при длительной работе без герметизации, когда основной рабочий слой подвержен интенсивной коррозии; нанесение же защитного покрытия после формирования рисунка элементов микросхемы химическими методами требует дополнительной активации поверхности, а гальваническим осаждением — специального контактирования между элементами.

Таким образом, рассмотренные технологические методы формирования микрополосковых схем позволяют создавать проводящие элементы, обеспечивающие различные выходные параметры микросхем. Для получения микросхем с малым зазором между проводниками целесообразно использовать первые два маршрута с учетом их особенностей. При формировании схем с высокой добротностью и воспроизводимостью геометрических размеров при зазоре между элементами не менее 40 мкм рекомендуется метод прямого травления толстых пленок, полученных термическим испарением в вакууме, который не имеет аналогов и в этом случае является наиболее оптимальным. Плотные осадки можно также получить и гальваническим осаждением, если создать особенно чистые условия получения пленок, применяя реверсирование, импульсные или переменные токи в процессе осаждения, а также резко увеличивая скорость осаждения слоев.

Микрополосковые схемы, содержащие сосредоточенные элементы [2.8, 2.11, 2.13, 2.17—2.25]. Микросхемы СВЧ диапазона, содержащие сосредоточенные элементы, по своей структуре и конструкции напоминают низкочастотные микросхемы общего назначения. Они отличаются от последних повышенной толщиной рабочих слоев и малыми номинальными значениями элементов. Расчет пассивных сосредоточенных элементов аналогичен расчету пленочных R - и C -элементов с учетом повышенной мощности и добротности. Микросхемы с такими элементами предназначены для работы в более низкочастотной области СВЧ диапазона.

Изготавливают указанные микросхемы по танталовой технологии, усилив проводники гальваническим наращиванием (рис. 2.5) или термическим испарением в вакууме в сочетании с фотолитографией и химическим никелированием и золочением (рис. 2.6). В первом случае всю поверхность подложки 1 покрывают тонким слоем пятиоксида тантала 2. При этом образуется очень твердая и гладкая пленка, устойчивая к воздействию реактивных сред, используемых в технологическом процессе при последующем формировании рабочих элементов (резисторов, полосковых линий, конденсаторов и др.). Затем на всю поверхность подложки наносят слой нитрида тантала 3, служащий основой для создания резистивных элементов, а также для формирования диэлектрика конденсаторной структуры.

Конфигурация резистивных и емкостных элементов задается методом фотолитографии. Величину сопротивления резисторов можно доводить до заданного номинала с высокой точностью, изменяя толщину слоя нитрида тантала 3 в результате формирования на его поверхности пятиоксида тантала 2 способом электрохимического анодирования.

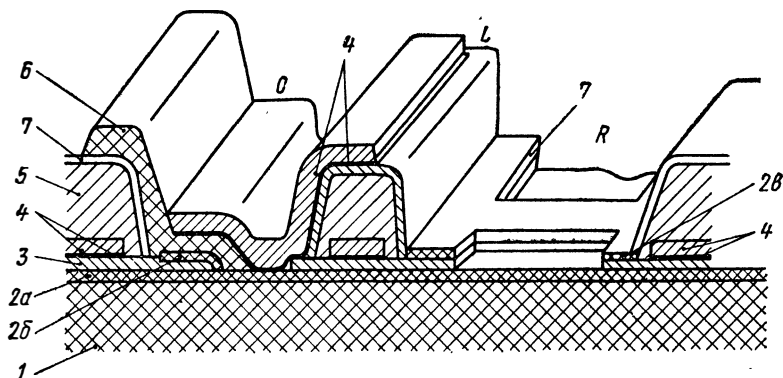


Рис. 2.5. Поперечный разрез танталовой СВЧ микросхемы, содержащей элементы с сосредоточенными параметрами:

1 — диэлектрическая подложка; 2 (а, б, в) — пятиокись тантала для грунтовки, диэлектрика конденсатора, защиты резистора соответственно; 3 — нитрид тантала для резистора и нижней обкладки конденсатора; 4 — золото с подслоем для наращивания меди и верхней обкладки конденсатора; 5 — толстый слой меди; 6 — напыленный диэлектрик в структуре конденсатора; 7 — антикоррозийный защитный слой золота.

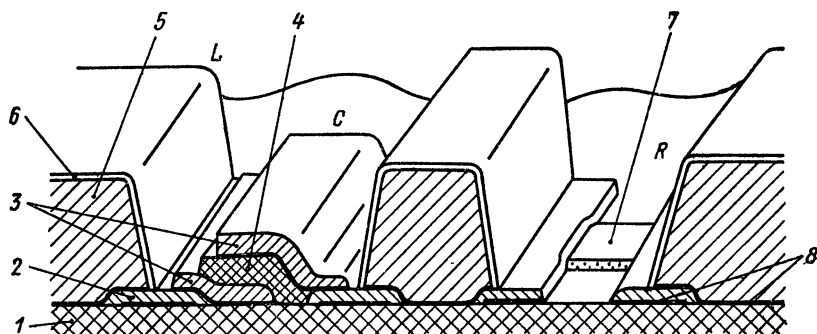


Рис. 2.6. Поперечный разрез СВЧ микросхемы, выполненной методом прямого травления толстых пленок:

1 — диэлектрическая подложка; 2 — золотые контактные площадки; 3 — алюминиевая пленка (нижняя и верхняя обкладки конденсатора); 4 — диэлектрик конденсатора; 5 — толстый слой меди; 6 — защитный антикоррозийный слой; 7 — резистивный слой; 8 — адгезионный подслои.

Пленочные проводники получают термическим испарением в вакууме тонкого слоя золота с адгезионным подслоем хрома при последующем наращивании гальванической меди, защищаемой золотым покрытием. Общая толщина проводника такой многослойной структуры составляет не менее 10 мкм.

Для создания надежной конденсаторной структуры с малым значением удельной емкости применяют двухслойный диэлектрик. Первый слой пятиокси тантала формируют анодированием пленки тантала или нитрида тантала. Толщина полученной пленки Ta_2O_5 относительно мала, а удельная емкость ее слишком велика для создания конденсаторов с малыми номинальными значениями. Нанося на основной слой пятиокси тантала с большим значением диэлектрической постоянной ($\epsilon \sim 22$) пленку окиси кремния с малым значением диэлектрической постоянной ($\epsilon \leq 6$), легко получить малые удельные емкости в двухслойной структуре. Наличие двух слоев различных диэлектриков в конденсаторной структуре повышает надежность пленочных емкостных элементов. Верхний электрод — золото с подслоем хрома 4 — получен термическим испарением в вакууме. Нижним электродом является слой нитрида тантала 3, сопротивление которого достаточно велико.

Рассмотренный вариант комплексной технологии изготовления пассивной части ГИС СВЧ диапазона очень сложен и трудоемок, а совместимость различных технологических методик приводит к серьезным ограничениям рабочих характеристик микросхемы в целом. Все это сдерживает внедрение ГИС СВЧ диапазона, содержащих сосредоточенные *R*- и *C*-элементы в массовое производство.

В настоящее время наиболее широкое распространение в производстве ГИС общего применения получил вакуумный метод нанесения тонких пленок с использованием избирательного химического травления как наиболее простой, менее трудоемкий и пригодный

для массового производства. Достигнутые успехи в области создания пассивных R -, C - и L -элементов, а также в получении бездефектных пленок меди толщиной более 5 мкм термическим испарением в вакууме способствовали созданию комплексной технологии изготовления ГИС СВЧ диапазона (см. рис. 2.6). Применение вакуумно-термических методов для получения СВЧ микросхем позволяет по производственным признакам поставить их в общий ряд гибридных интегральных микросхем. В качестве резистивных элементов в этом случае используют пленки хрома, никрома и металлосилицидных сплавов, диэлектриком конденсаторной структуры служит боросиликатное стекло. Проводники создают также термическим испарением в вакууме толстых пленок меди с адгезионным подслоем при последующей защите их химическим или гальваническим способом.

Конструктивные основы пленочных СВЧ микросхем [2,9, 2.11—2.13, 2.15—2.18]. Микрополосковые схемы СВЧ диапазона, построенные на элементах с распределенными параметрами, представляют наиболее обширный класс микросхем, предназначенных для работы в коротковолновой части СВЧ диапазона (3 ... 30 ГГц). Пассивные СВЧ элементы с распределенными параметрами выполняются в виде разветвленных отрезков микрополосковой линии заданной конфигурации, которая образуется между нижней металлизированной поверхностью и проводником, нанесенным на верхнюю поверхность платы. Поэтому конструкция прибора и его рабочие характеристики в значительной степени зависят от основных параметров исходного материала подложки и технологического маршрута изготовления микросхемы. При этом важно, чтобы потери в микрополосковой линии передачи на фиксированной частоте были минимальны, а конструкция обеспечивала надежность микросборки после монтажа навесных элементов и сборки узла или ячейки в целом.

Потери в микрополосковой линии передачи зависят от удельного сопротивления металлической пленки — проводника, его конструкции и характеристического сопротивления микрополосковой линии, величина которого является функцией толщины и диэлектрической постоянной подложки. Для уменьшения потерь в микрополосковой линии удельное сопротивление металлического покрытия должно быть минимально возможным. Уменьшают удельное сопротивление проводящего покрытия, выбирая исходный материал с высокой проводимостью и обеспечивая высокую идентичность свойств пленочного и массивного образцов.

С другой стороны, уменьшить потери можно и конструктивным решением функционального узла. Известно, что потери уменьшаются при увеличении ширины микрополосковой линии. Это можно учесть при конструировании микрополосковых схем и снизить потери, увеличивая толщину подложки, чтобы обеспечить постоянство характеристического сопротивления. Кроме того, конструкцию элементов можно изменить, если выбрать материал

подложки со свойствами, оптимальными для данной группы микросхем. С этой точки зрения при конструировании СВЧ микросхем к подложкам предъявляются дополнительные требования, связанные со спецификой работы СВЧ устройств. Наряду с общими требованиями к классу чистоты обработки поверхности и механическим свойствам подложек, обеспечивающим возможность их химической и механической обработки, а также работу устройства в заданном интервале температур, должны выполняться следующие требования:

— диэлектрическая проницаемость исходного материала должны быть $\epsilon \geq 8$ для уменьшения геометрических размеров элементов линий передач, работающих в нижней части диапазона СВЧ;

— диэлектрические потери в подложке должны быть минимальными и иметь высокую воспроизводимость не только от партии к партии, но и в каждой точке подложки для уменьшения потерь в линии передачи;

— подложки должны обладать высокой теплопроводностью, а коэффициенты линейного расширения материалов подложек, корпусов и вспомогательных материалов должны быть согласованы для обеспечения работы микросхем при повышенных уровнях мощности.

Основные характеристики подложек и области их применения при создании ГИС СВЧ диапазона представлены в табл. 2.1. Как видно из данных, приведенных в табл. 2.1, свойства материалов подложек, применяемых при создании СВЧ ИС, существенно различны. Это следует учитывать при конструировании СВЧ устройства в целом.

Конструирование СВЧ микросхем включает расчет и проектирование изделия по заданным электрическим параметрам с учетом процессов сборки и регулировки. При этом определяют вариант схемы узла, материал и геометрические размеры подложки, исходные материалы и последовательность их нанесения для получения проводящих, резистивных и емкостных элементов, а также их геометрические размеры и взаимное расположение.

Исходными данными для расчета геометрических размеров плосковой линии передачи являются характеристическое сопротивление и добротность, которые зависят от параметров материала подложки и металлического покрытия.

Исходя из требований к добротности, рассчитывают геометрические размеры микрополосковой линии передач и выбирают исходные материалы и технологический маршрут изготовления микросхемы. Погрешность параметров микрополосковой линии передачи определяют с учетом как погрешности исходных формул для расчета, так и технологических допусков и невоспроизводимости толщины и диэлектрической проницаемости подложки. Поскольку толщину микрополосковой линии передачи выбирают не менее 4 скин-слоев, невоспроизводимостью по толщине проводника, как правило, пренебрегают.

Таблица 2.1

Исходный материал	Диэлектрическая проницаемость, ϵ	Диэлектрические потери, $\text{tg } \delta \cdot 10^4$ ($f = 10$ ГГц)	Коэффициент теплопроводности k_T Вт/см ² °С	Применение в ГИС СВЧ
Окись алюминия (99,5%)	10	1...2	0,30	НПЛ, подвешенная подложка
Сапфир	9,3...11,7	1	0,40	НПЛ, сосредоточенные элементы
Кварц плавленный	3,8	1	0,01	То же
Окись бериллия	6,6	1	2,5	Составные конструкции
Феррит-гранат	13...16	2	0,03	НПЛ, составные конструкции, компланарные линии, невзаимные элементы
Арсенид галлия	13	16	0,03	НПЛ, монолитные СВЧ ИС
Высокоомный кремний	12	10...100	0,9	Монолитные СВЧ ИС
Стекло	5	20	0,01	Сосредоточенные элементы квазимонолитных СВЧ ИС

Исходными данными для расчета геометрических размеров резистивных элементов являются номинальное значение их сопротивления R и рабочая мощность рассеяния P . Резистивный материал выбирают с учетом удельного сопротивления единицы поверхности пленки ρ_0 , ее толщины t , допустимой удельной мощности рассеяния P_0 . Необходимое удельное сопротивление должно обеспечиваться при толщине пленки не менее 0,05 мкм, в противном случае надежность резисторов при повышенных электрических и тепловых нагрузках не гарантируется. Следует учитывать также, что допустимая удельная мощность рассеяния для конкретного резистивного материала определенной толщины зависит от теплопроводности материала подложки и класса чистоты обработки ее поверхности. Поэтому при конструировании микросхем, работающих при повышенной мощности рассеяния, допустимую мощность целесообразно рассчитывать по температуре локального перегрева в зоне резистора, которая не должна превышать 100° С.

Перекрытие резистивной пленки и проводящего элемента в зоне их контактирования (рис. 2.7) должно обеспечивать надежный контакт независимо от способов формирования элементов и придания им заданной конфигурации.

Геометрические размеры резистивных элементов СВЧ микросхем рассчитывают по формулам, применяемым для расчета низко-

частотных резисторов:

$$S_R = P/P_0; \quad N = R/R_{\square}; \quad l = \sqrt{S_R N}; \quad b = \sqrt{S_R/N},$$

где S , l , b — площадь, длина и ширина резистора; N — число квадратов; P_0 и R_{\square} — удельные мощность рассеяния и сопротивление.

При вычерчивании топологии резистивного слоя к расчетной длине резистивной полоски прибавляют не менее 100 ... 200 мкм с каждой стороны на перекрытие с проводником.

Конденсаторы СВЧ микросхем могут быть выполнены как в виде трехслойной пленочной структуры, содержащей обкладку и диэлектрический слой, так и в виде планарной конструкции, формируемой в едином технологическом цикле с другими проводящими элементами (микрополосковая линия передачи, индуктивная катушка и др.). Планарные конденсаторы имеют малые значения емкости (не более 2 пФ), а пленочные — емкости больших номиналов. Погонная емкость планарных конденсаторов зависит от ширины зазора, толщины пленок и диэлектрической постоянной материала подложки или наполнителя. Если использовать наполнители с большим значением диэлектрической постоянной, то можно увеличить погонную емкость между электродами на порядок.

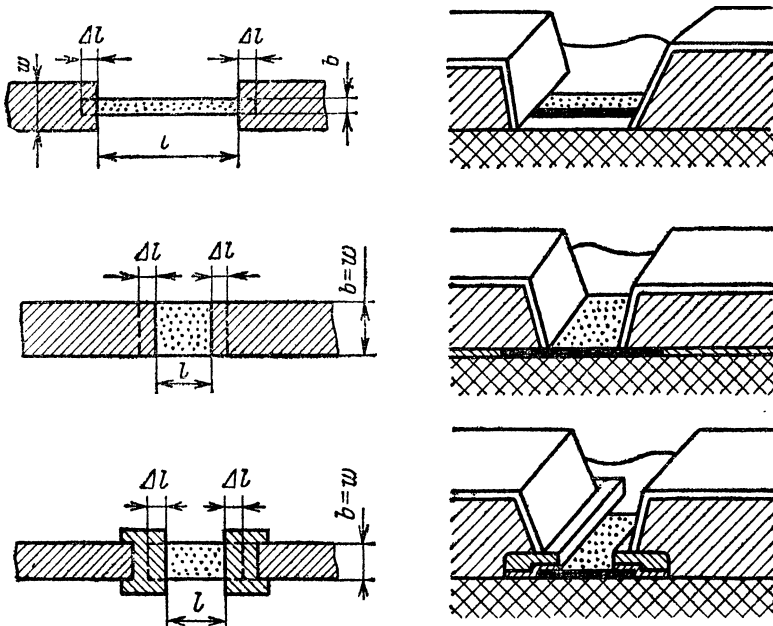


Рис. 2.7. Характерные варианты построения резистивных элементов СВЧ микросхем.

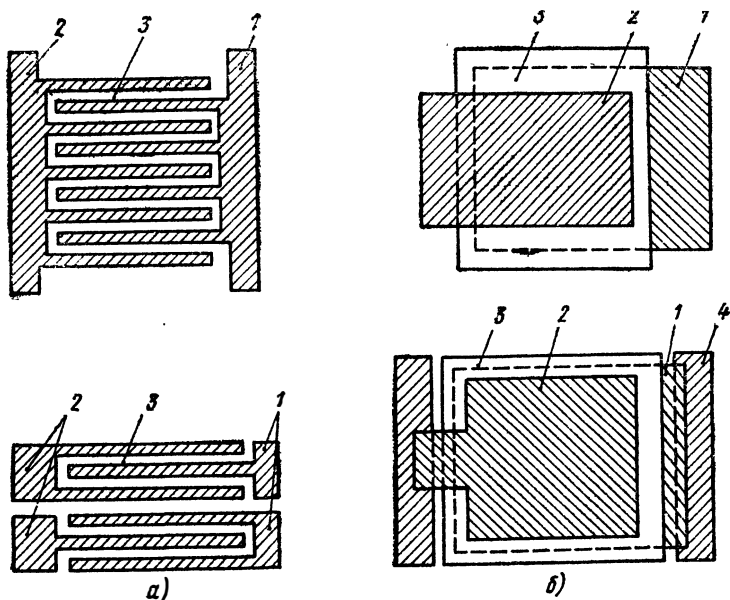


Рис. 2.8. Варианты построения емкостных элементов СВЧ микросхем однослойной (а) и многослойной (б) структур:

1 — нижняя обкладка конденсатора; 2 — верхняя обкладка конденсатора; 3 — диэлектрик; 4 — контактная площадка.

Пленочные конденсаторы (рис. 2.8) рассчитывают исходя из требуемого номинального значения емкости с учетом удельной емкости структуры. Площадь перекрытия обкладок определяют по формуле $S_C = C/C_0$, где C — номинальное значение емкости, а C_0 — удельное. Затем вносят технологическую поправку на подпыл и выводы для контактирования. Для повышения надежности конденсаторов длина линии пересечения нижней и верхней обкладок, разделенных диэлектрическим слоем, должна быть минимальной. С другой стороны, для снижения потерь за счет сопротивления обкладок рекомендуется прямоугольная форма конденсатора с выводом по широкой стороне. Конструкцию конденсатора выбирают на основе компромиссного решения с учетом его рабочих характеристик в составе микросхемы.

Индуктивные элементы (рис. 2.9) также выполняют в едином технологическом цикле (в одном слое) с остальными элементами микросхемы. Существующая технология позволяет реализовать индуктивные элементы высокой добротности ($Q \geq 100$) в виде спирали с номинальными значениями $L = 1 \dots 100$ нГ.

Индуктивные элементы малых номинальных значений иногда выполняют в виде отрезков полосковых линий или в виде меандра. В этом случае при расчете индуктивности учитывают не только

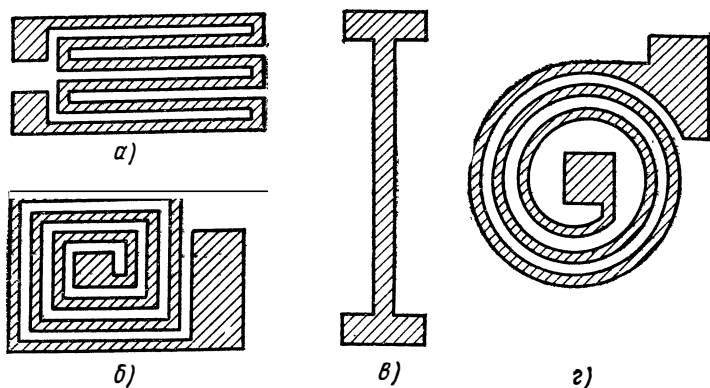


Рис. 2.9. Конструкции индуктивных элементов СВЧ микросхем.

а — типа «меандр»; *б* — квадратная спираль; *в* — отрезок полости; *г* — круглая спираль.

длину и ширину линии, но и ее толщину, а также влияние металлического основания (металлизации обратной стороны).

При составлении и расчете топологического чертежа микросхемы необходимо учитывать конструкцию и геометрические размеры навесных элементов, а также способ их присоединения к пленочным элементам. Вопросы сборки и монтажа микросхем будут рассмотрены в гл. 8, здесь же кратко остановимся на особенностях СВЧ микросхем. В ГИС СВЧ диапазона применяют полупроводниковые приборы различной конструкции (рис. 2.10). Оптимальной с точки зрения возможности автоматизации процессов сборки является конструкция полупроводниковых приборов типа LID с балочным и выводами и с керамическими полукорпусами (безвыводной перевернутый прибор). Навесные пассивные элементы (резисторы и конденсаторы) выполняют в виде таблеток с балочными выводами.

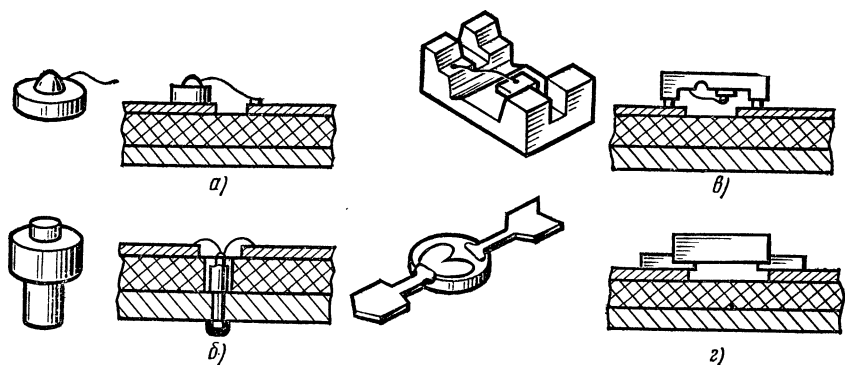


Рис. 2.10. Характерные конструкции полупроводниковых приборов и их присоединение к микросхеме:

а — в виде таблетки; *б* — в виде стержня; *в* — с шариковыми выводами; *г* — с балочными выводами.

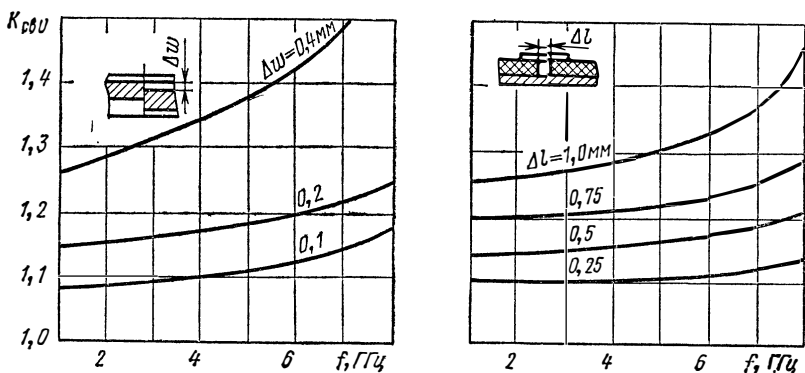


Рис. 2.11. Зависимость $K_{свч}$ сочленения двух СВЧ ИС от их геометрического рассогласования.

После монтажа навесных элементов и настройки микросборок их стыкуют в корпусе. В этом случае должны быть выполнены два наиболее важных условия:

- микросхемы должны стыковаться геометрически одна с другой по входным и выходным контактам с достаточно высокой точностью;

- переход от одной микросхемы к другой должен обеспечивать надежный электрический контакт не только по проводникам микрополосковых линий, но и по металлизации основания (обратных сторон микросхем).

Характерные значения допустимых отклонений от соосности проводников микрополосковых линий можно оценить по данным, представленным на рис. 2.11. Требования к точности совмещения «вход—выход» повышаются с ростом рабочей частоты. При смещении стыкуемых микрополосковых линий или возникновении между ними зазора в СВЧ тракте устройства появляются реактивности, которые приводят к рассогласованию.

Надежный электрический контакт обеспечивают, выбирая методы и материалы крепления подложек микросхем к корпусу. В случае пайки мягким низкотемпературным припоем важна совместимость материалов подложки и корпуса по температурному коэффициенту линейного расширения (ТКЛР). При нагреве или охлаждении системы из-за жесткости конструкции могут возникнуть внутренние напряжения в подложке и, как результат ее — механическое разрушение или отслоение проводящего покрытия. Если для крепления подложек использовать токопроводящие эластичные клеи, то проблема механической надежности исключается, однако переходное сопротивление систем металлизация — корпус и подложка — подложка увеличивается. Кроме того, сопротивление эластичных проводящих клеев характеризуется существенной температурной зависимостью.

Интересным вариантом является механическое крепление подложек к корпусу с помощью столбиков или уголковых прижимов. Достоинство механического способа заключается в простоте монтажа и демонтажа микросхем, что позволяет быстро производить ремонт аппаратуры. Испытания систем, содержащих большое число микросхем, закрепленных механически, показали их высокую надежность. К недостаткам данного варианта следует отнести незначительное увеличение площади за счет крепления на корпусе угловых или боковых прижимов и необходимость сверления отверстий при использовании столбиков.

Чтобы повысить компактность конструкции устройства, иногда применяют так называемое двухэтажное размещение. При этом микрополосковые линии соединяют центральными проводниками коротких отрезков коаксиальных трактов. Правильный выбор значения волнового сопротивления коаксиальных переходов обеспечивает согласование микросхем в широкой полосе частот.

Герметичность соединения крышки с корпусом создают пайкой или сваркой. Разъем герметизируют с помощью металлостеклянного спая, используя согласующуюся по ТКЛР пару ковар—кварцевое стекло.

2.3. Пассивные СВЧ устройства и их элементная база [2.6, 2.8, 2.10, 2.11, 2.26—2.34]

Пассивные СВЧ устройства являются узлами, выполненными из отрезков линий передач. К ним относятся регулярные линии передачи, согласующие цепи, делители и сумматоры мощности, частотно-избирательные и невзаимные устройства, переключатели, устройства, управляющие амплитудой и фазой проходящих сигналов. Другими словами, это устройства, в которых нет источников СВЧ колебаний.

В ГИС СВЧ диапазона применяют несимметричные полосковые линии, щелевые линии и компланарные волноводы. Основой микрополосковой линии передачи является несимметричная полосковая линия (рис. 2.12).

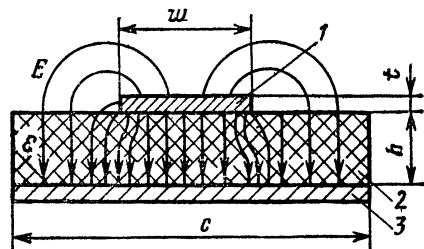


Рис. 2.12. Несимметричная микрополосковая линия:

1 — проводник; 2 — подложка; 3 — металлизированное основание.

В несимметричной микрополосковой линии существуют 6 составляющих полей E и H , т. е. кроме волны типа T там присутствуют и волны высших типов. Наличие этих волн приводит к зависимости фазовой скорости от частоты, т. е. линия обладает дисперсией. В настоящее время строгой теории несимметричной полосковой линии нет, поэтому

все ее параметры определяют по приближенным формулам. Так, для определения волнового сопротивления линии одной из наиболее употребительных является формула

$$Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\epsilon} \left(\frac{\omega_0}{h}\right) \left[1 + 1,735\epsilon^{-0,072} \left(\frac{\omega_0}{h}\right)^{-0,836}\right]} \quad (2.1)$$

где ω_0 — эффективная ширина полоски. Она зависит от толщины полоски :

$$\omega_0 = \omega + t (\ln (2h/t) + 1)/\pi, \quad (2.2)$$

Формула (2.1) дает достаточно хорошее приближение, и оно тем точнее, чем меньше отношение ω_0/h . Так, при $\omega_0/h > 0,4$ ошибка составляет порядка 3%, а при $\omega_0/h \leq 0,4$ — не превышает 1%.

Фазовые характеристики поля в линии определяются относительной эффективной диэлектрической проницаемостью ϵ_0 , которая учитывает степень концентрации поля в диэлектрике подложки

$$\epsilon_0 \approx \frac{1+\epsilon}{2} + \frac{\epsilon-1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{\omega_0}\right)^{-1/2}. \quad (2.3)$$

Очевидно, что чем больше диэлектрическая проницаемость материала подложки ϵ и ее толщина h , тем ближе ϵ_0 к ϵ . Так, например, для подложки из окиси алюминия ($\epsilon = 10$) $\epsilon_0 = 6,8$, высокоомного кремния ($\epsilon = 12$) $\epsilon_0 = 7$ ($\omega_0/h = 1$). Длина волны в линии и фазовая скорость без учета дисперсии составляют:

$$\lambda_d = \lambda/\sqrt{\epsilon_0}, \quad v_{\phi} = c/\sqrt{\epsilon_0}.$$

Выражения (2.1)—(2.3) получены в предположении, что в линии распространяется только волна типа T . С ростом частоты (увеличением всех размеров линии в долях длины волны) увеличивается относительное содержание волн высших типов. Линия становится системой дисперсионной. Частотные зависимости учитывают поправкой к эффективной диэлектрической проницаемости $\epsilon'_0 = \epsilon_0 + \Delta\epsilon$.

Частота, выше которой уже необходимо учитывать зависимость ϵ_0 от частоты, определяется формулой

$$f_{\pi} \approx \frac{0,96}{(\epsilon-1)^{1/4}} \left(\frac{Z_0}{h}\right)^{1/2}. \quad (2.4)$$

Как следует из формулы (2.4), для уменьшения дисперсионных свойств линии необходимо уменьшать h и ϵ , т. е. уменьшать размеры линии в длинах волн.

Активные потери в несимметричной полосковой линии складываются из потерь в металле полоски и основания линии α_m , потерь в диэлектрике подложки α_e и потерь на излучение α_{Σ} : $\alpha_{\Sigma} = \alpha_m +$

+ $\alpha_e + \alpha_m$. Выражения для коэффициентов затухания α_m [дБ/м] и α_e [дБ/м] имеют следующий вид:

$$\alpha_m = \frac{4,35 \sqrt{\pi/\mu_a}}{Z_0 \omega} \left[\frac{1}{\sqrt{\sigma_1}} + \frac{1}{\sqrt{\sigma_2}} \right]; \quad (2.5)$$

$$\alpha_e = 0,91 \sqrt{\epsilon_0} f \operatorname{tg} \delta \cdot 10^{-9}. \quad (2.6)$$

Здесь f — частота, Гц; σ — проводимость материала основания и полоски, 1/Ом · м; $\operatorname{tg} \delta$ — тангенс угла диэлектрических потерь. На частоте $f = 10$ ГГц, например, коэффициент затухания линии с волновым сопротивлением $Z_0 = 50$ Ом, материалом проводников — медью на диэлектрической подложке с $\epsilon = 10$ имеет следующий порядок: $\alpha_m = 0,5; 0,95; 2$ дБ/м при $h = 1; 0,5; 0,25$ м соответственно. Как видно из приведенного примера, потери в линии увеличиваются с уменьшением толщины подложки h .

Материалы, применяемые для подложек, имеют весьма малый $\operatorname{tg} \delta \approx (1 \dots 2) \cdot 10^{-4}$, поэтому коэффициенты затухания в диэлектрике до частот $f = 10$ ГГц $\alpha_e < 0,1$ дБ/м, т. е. потери в диэлектрике значительно меньше потерь в проводниках линии.

Коэффициент затухания, обусловленный излучением, в правильно изготовленной регулярной линии мал, и им обычно пренебрегают. На высоких частотах ($f > 10$ ГГц) при наличии нерегулярностей возрастает уровень волн высших типов и потери на излучение становятся заметными.

Максимальная передаваемая по несимметричной полосковой линии средняя мощность ограничивается допустимым нагревом подложки и проводников. Ориентировочные значения предельных мощностей линии с поликоровой и сапфировой подложками составляют 80 ... 100 Вт.

Предельная импульсная мощность определяется допустимым значением напряженности электрического поля в подложке. Эта мощность составляет несколько киловатт при скважности сигнала более 50.

Для уменьшения паразитных связей с соседними цепями, герметизации микросборок и механической защиты линии применяют экранированные микрополосковые линии (рис. 2.13). Близость крышки экрана к полоске изменяет параметры линии. Волновое сопротивление линии и эффективная диэлектрическая проницаемость при этом уменьшаются. Например, при $\epsilon = 7,5$, $\omega/h = 1$ установка экрана на высоте $b/h = 2$ уменьшает волновое сопротивление $Z_0 = 65$ Ом до 55 Ом и $\epsilon_0 = 4,8$ до 4. При расстоянии до экрана $b/h > 5$ параметры линии изменяются мало, поэтому располагать экран ближе к линии не следует.

В последние годы разработаны еще два типа линии передачи для пленочных микросхем: щелевая линия и компланарный волновод (рис. 2.14). У этих типов линий все проводники расположены на одной поверхности подложки. Щелевая линия образуется одной узкой щелью в проводящем слое, нанесенном на одну сторону под-

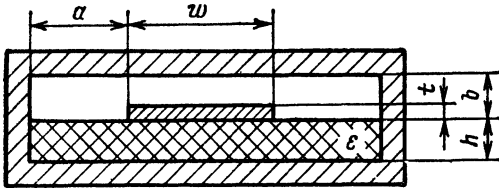


Рис. 2.13. Экранированная микрополосковая линия передачи.

ложки. В компланарном волноводе две щели. Конструкция этих линий оказывается удобной при параллельном включении в них различных сосредоточенных элементов, в том числе и активных полупроводниковых приборов.

Структура поля в щелевой линии и компланарном волноводе существенно отличается от структуры поля волны типа T . Поле щелевой линии, например (рис. 2.15), имеет продольную составляющую магнитного поля H , т. е. это фактически волна типа H , хотя ее критическая частота равна нулю. В этих линиях могут распространяться колебания любой частоты, вплоть до $f = 0$.

Надо отметить, что в названии щелевой линии имеется терминологическая неточность. В электродинамике и технике СВЧ волноводом принято называть тракт, структура поля которого имеет продольные составляющие полей E или H (металлический, диэлектрический, лучевой волноводы). С этой точки зрения щелевая линия является волноводом.

Подложки рассматриваемых линий выполняют из материалов с высокой диэлектрической проницаемостью. Это обеспечивает концентрацию поля вблизи щели. Фазовая скорость, длина волны и

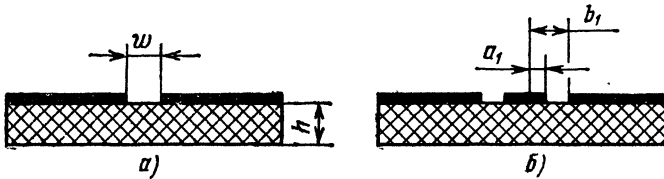


Рис. 2.14. Щелевая микрополосковая линия передачи (а) и компланарный волновод (б).

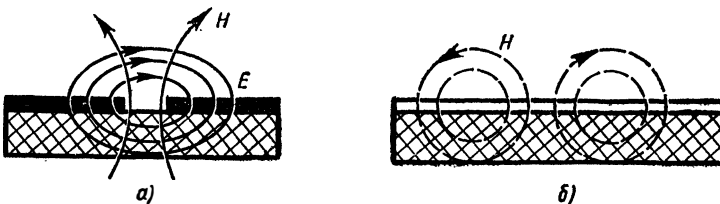


Рис. 2.15. Структура поля в поперечной (а) и продольной (б) плоскостях щелевой линии.

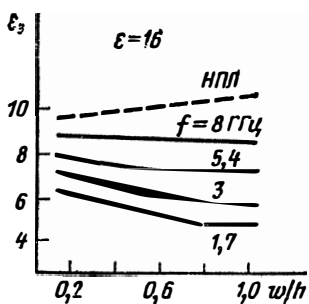


Рис. 2.16. Зависимость эффективной диэлектрической проницаемости от относительной ширины щели на разных частотах.

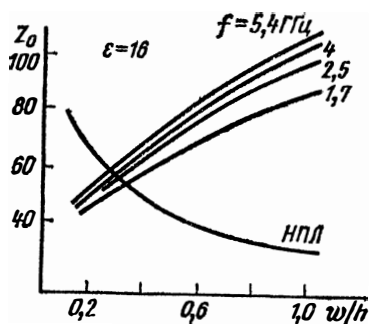


Рис. 2.17. Зависимость волнового сопротивления щелевой линии от частоты.

волновое сопротивление таких линий зависят от частоты, т. е. эти системы дисперсионные.

Отметим еще одно свойство этих типов линий. Магнитное поле имеет две ортогональные составляющие, сдвинутые по фазе. Следовательно, в линиях есть области эллиптической поляризации магнитного поля. Если в этих областях разместить намагниченный поперечным магнитным полем феррит, то, используя эффект Коттона—Мутона и поперечный ферромагнитный резонанс феррита, можно создать невзаимные приборы: вентили, циркуляторы, фазовращатели с дифференциальным фазовым сдвигом.

Остановимся более подробно на щелевой линии. В нулевом приближении все фазовые характеристики поля определяются с помощью эффективной диэлектрической проницаемости, которая зависит от ϵ материала подложки:

$$\epsilon_y = (\epsilon + 1)/2. \quad (2.7)$$

Последующие приближения, требующие решения граничной задачи, показывают зависимость ϵ_y от частоты и геометрии линии (рис. 2.16). Здесь же приведена кривая для несимметричной микрополосковой линии (штриховая кривая).

Следует оговорить понятие волнового сопротивления щелевой линии. Поскольку поле в щелевой линии не потенциальное, волновое сопротивление здесь вводится как волновое сопротивление линии, эквивалентной волноводу. Отсюда и его зависимость от частоты (рис. 2.17). Здесь же дана кривая волнового сопротивления несимметричной микрополосковой линии.

Омические потери обоих типов линий примерно одинаковы.

Возбуждать щелевую линию можно или микрокоаксиальным кабелем, или несимметричной линией. В первом случае внешний проводник коаксиала соединяют с одной металлической пластиной, внутренний — с другой.

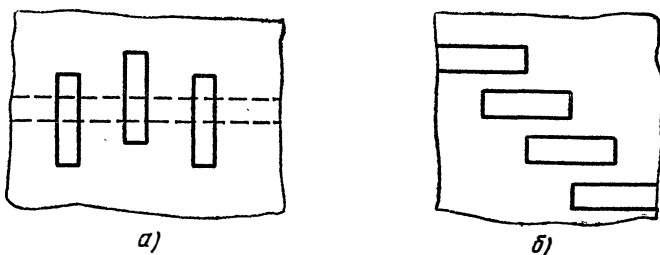


Рис. 2.18. Пленочные полосно-заграждающий (а) и полосно-пропускающий (б) фильтры на основе щелевой линии.

Интересные возможности для создания миниатюрных СВЧ устройств открываются при объединении щелевой и несимметричной линий. В этих устройствах щель расположена на одной стороне подложки, полоска — на другой. Изменяя расстояние между щелью и полоской, можно изменять связь между линиями. Таким образом, легко изготовить направленный ответвитель с распределенной связью.

Полосно-заграждающий фильтр (ПЗФ) можно построить, используя в качестве резонаторов резонансные щели, а в качестве возбуждающих резонаторы устройств — полоску на обратной стороне подложки (рис. 2.18, а). Полосно-пропускающий фильтр (ППФ) можно создать на основе щелевой линии (рис. 2.18, б). Резонансными системами здесь также служат полуволновые щели.

Если в области эллиптически-поляризованного магнитного поля щелевой линии разместить поперечно-намагниченный феррит, то можно создать невзаимные устройства. В фазовращателях, изображенных на рис. 2.19, использованы железо-иттриевые гранаты (ЖИГ). Такой фазовращатель создает невзаимный фазовый сдвиг в 12 град/см. Наилучшие образцы фазовращателей создавали фазовый сдвиг в 28 град/см. Соответственно для создания гиратора (сдвиг 180°) длина фазовращателя должна быть равной 6,5 см.

Конструкция компланарного волновода (рис. 2.20) также удобна для параллельного включения сосредоточенных элементов. Компланарный волновод легко возбудить с помощью коаксиального перехода. При этом центральный проводник коаксиальной ли-

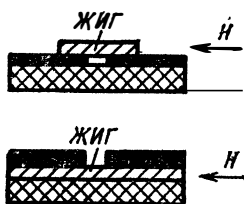


Рис. 2.19. Дифференциальные фазовращатели.

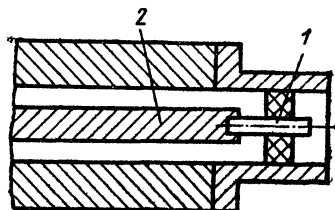


Рис. 2.20. Конструкция компланарного волновода.

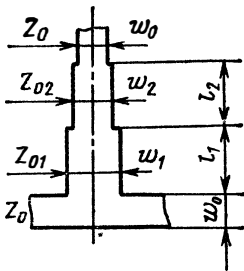


Рис. 2.21. Тройник несимметричной линии с двухступенчатым согласующим трансформатором.

нии 1 соединяется с центральной полоской волновода 2. Такие переходы имеют удовлетворительные характеристики в широкой полосе частот.

На основе компланарного волновода также созданы невзаимные устройства [4]. Так, в компланарном резонансном венти́ле ферритовые пластины размещены в обеих щелях. Один из таких венти́лей, выполненный на монокристаллической рутитовой подложке, при частоте $f = 6$ ГГц имел прямые потери 2 дБ и обратные 37 дБ. Общая длина венти́ля 20 мм. Ширина центральной полоски 0,76 мм, толщина подложки 0,63 мм. Ферритовые пластинки

размером $0,25 \times 0,13 \times 15$ мм размещены в щелях волновода.

Фазовые характеристики поля в компланарном волноводе, как и в щелевой линии, рассчитывают по приближенным формулам. Волновое сопротивление волновода выражается через погонную емкость C_{Π} и фазовую скорость v_{Φ} :

$$Z_0 = 1/C_{\Pi} v_{\Phi}, \quad (2.8)$$

где $v_{\Phi} = \sqrt{2/(\epsilon + 1)} \cdot 10^8$; $C_{\Pi} = (\epsilon + 1) \epsilon_0 2a/b$; $a/b = k(n)/k'(n)$; $n = a_1/b_1$; $n' = \sqrt{1 - n^2}$; $k'(n) = k(n')$; k — полный эллиптический интеграл первого рода.

Значение волнового сопротивления при $\epsilon = 20$, $a_1/b_1 = 0,4$ составляет примерно 50 Ом.

Таковы основные параметры регулярных микрополосковых линий, которые являются элементной базой для построения сложных узлов СВЧ.

Делители мощности могут быть ненаправленными и направленными.

Ненаправленные делители используют для деления мощности на два канала или для суммирования мощностей двух сигналов. Они представляют собой тройники, т. е. шестиполусные устройства. Как известно, шестиполусные устройства не могут быть согласованы одновременно со всех трех плеч. Одновременное согласование со всех трех плеч приводит к развязке между какими-либо плечами. Однако со стороны одного или двух плеч такие тройники могут быть согласованы с помощью ступенчатых согласующих трансформаторов (рис. 2.21). Выбирая закон изменения волнового сопротивления трансформатора, можно обеспечить требуемую частотную характеристику делителя. Наибольшее применение нашли чебышевская и максимально-плоская характеристики. Расчет тройника включает расчет регулярной линии и ступенчатого трансформатора.

Наибольшее применение в микрополосковой технике нашли направленные кольцевые делители мощности с развязывающим со-

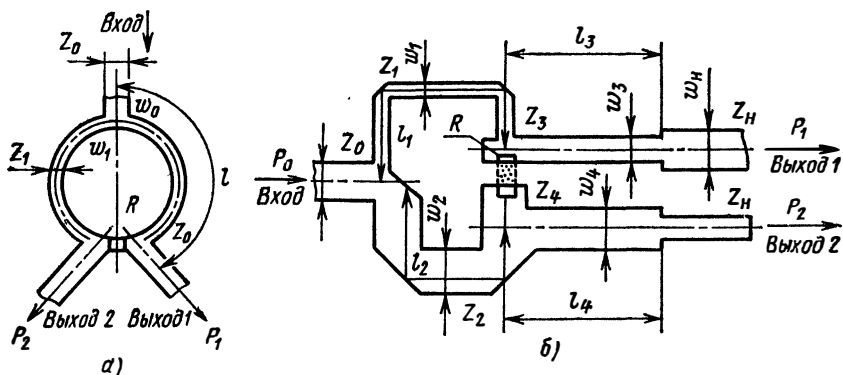


Рис. 2.22. Кольцевой делитель с равным (а) и неравным (б) делением мощности.

противлением (рис. 2.22). Их применяют для разветвления и суммирования сигналов в системах питания фазированных антенных решеток (ФАР), мощных усилителях на транзисторах, в смесителях, переключателях и т. п.

Значение волнового сопротивления кольца делителя с равным делением мощности равно $Z_1 = \sqrt{2} Z_0$. Развязывающее сопротивление $R = 2 Z_0$ выполняется в виде поглощающей пленки. Длина полукольца $l = \lambda/4\sqrt{\epsilon_3}$. Типовые параметры делителя следующие: в полосе частот $f_{\max}/f_{\min} = 1,4$, $K_{св} \leq 1,22$, развязка выходных плеч более 20 дБ.

Кольцевые делители могут быть изготовлены и для неравного деления мощности, $P_1/P_2 = n^2$. В одном из таких делителей (рис. 2.22, б) длины полуколец остаются равными четверти длины волны в линии, а их волновые сопротивления соответственно равны

$$Z_1 = \sqrt{n(n^2 + 1)} Z_0, \quad Z_2 = \sqrt{(n^2 + 1)/n^3} Z_0.$$

В выходных плечах располагают четвертьволновые согласующие трансформаторы с волновыми сопротивлениями

$$Z_3 = \sqrt{n Z_0 Z_{н}}, \quad Z_4 = \sqrt{Z_0 Z_{н}/n}.$$

Развязывающее сопротивление

$$R = Z_0 (n^2 + 1)/n.$$

Отношение P_1/P_2 должно быть не более четырех. При большем соотношении мощностей делитель трудно согласовать с входными линиями.

Направленные ответвители и мостовые схемы. В микрополосковых линиях, как правило, используют направленные ответвители с распределенной связью. Ответвители этого типа (рис. 2.23) являются противонаправленными, т. е. у них отсутствует связь между плечами 1—4 и 2—3. Исходной величиной для расчета ответвителя является переходное затухание c [дБ] = $10 \lg P_1/P_2$. По этой вели-

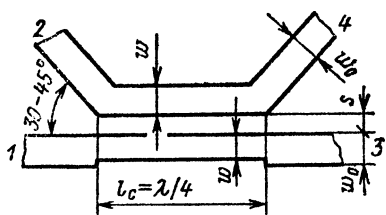


Рис. 2.23. Направленный ответвитель.

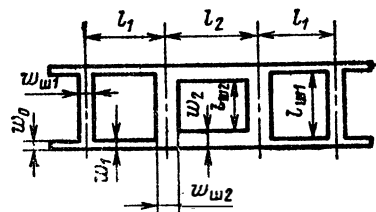
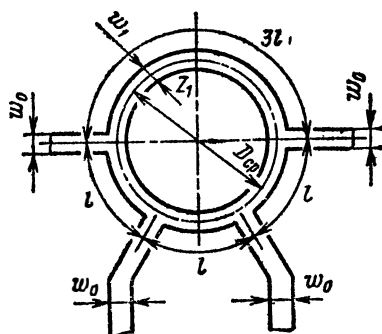


Рис. 2.24. Шлейфный мост.

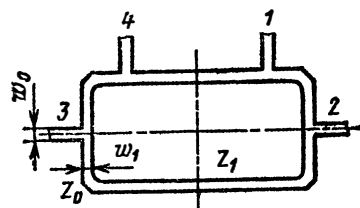


Рис. 2.25. Гибридное кольцо.

чине рассчитывают сопротивление связи и геометрические размеры полосок.

Из мостовых схем в микрополосковой технике наибольшее распространение получили шлейфные мосты (рис. 2.24) и гибридные кольца (рис. 2.25).

В простейшем случае двухшлейфного моста, называемого квадратным мостом, волновые сопротивления вертикальных плеч равны

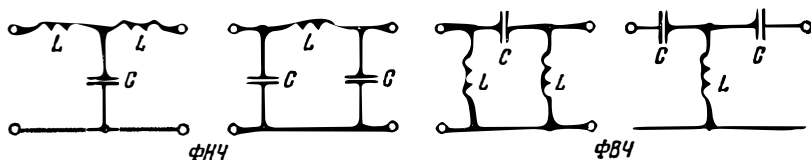


Рис. 2.26. Эквивалентные схемы элементов моста.

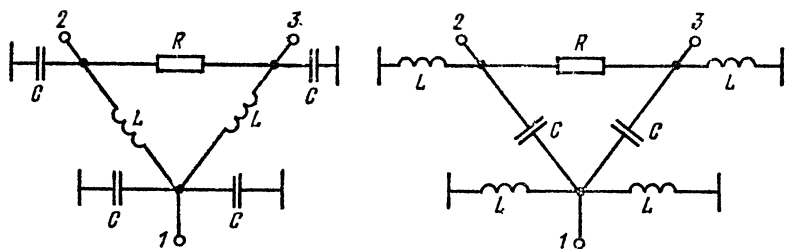


Рис. 2.27. Схемы реализации кольцевого делителя на сопротивлениях.

Z_0 , а горизонтальных $Z_1 = Z_0/\sqrt{2}$. Для расширения полосы рабочих частот и изменения степени деления мощности в выходных плечах применяют многошлейфные схемы (см. рис. 2.24). Устройство и принцип работы микрополоскового гибридного кольца такие же, как и у гибридного кольца на других типах линий.

Для уменьшения габаритов мостовых схем и кольцевых делителей в микрополосковом исполнении в метровом и дециметровом диапазонах можно выполнять на сосредоточенных L -, C -элементах. На центральной частоте четвертьволновому отрезку линии эквивалентны П- или Т-звенья фильтров нижних (ФНЧ) или верхних (ФВЧ) частот (рис. 2.26), если элементы ФНЧ, например, выбраны из условий

$$L_{\text{П}} = \frac{Z_0}{\omega_0} \sin Q, \quad C_{\text{П}} = \frac{1}{Z_0 \omega_0} \operatorname{tg} \frac{Q}{2}, \quad (2.9)$$

$$L_{\text{Т}} = \frac{Z_0}{\omega_0} \operatorname{tg} \frac{Q}{2}, \quad C_{\text{Т}} = \frac{1}{Z_0 \omega_0} \sin Q.$$

Возможны различные варианты построения схем на сосредоточенных элементах. Кольцевой делитель, например, может быть реализован в соответствии со схемами, представленными на рис. 2.27.

Как видно из рис. 2.28, частотные зависимости делителей на сосредоточенных элементах выражены сильнее, чем зависимости делителей на отрезках линий. Однако в полосе 10% $K_{\text{свУ}} < 1,1$, переходное затухание $c_{21} \leq 3,05$ дБ, развязка плеч $c_{23} \geq 25$ дБ. Следовательно, в этой полосе частот делители (сумматоры) на сосредоточенных элементах могут заменять схемы из отрезков линий.

В микрополосковых устройствах широко используют частотно-избирательные фильтры. ФНЧ обычно имеют ступенчатую структуру. Полосовые фильтры (ППФ, ПЗФ) выполняют на резонансных отрезках линий, связанных электромагнитной и кондуктивной связью. Строгая теория фильтров на микрополосковой линии отсутствует. Следовательно, и расчет фильтра будет приближенным. Экспериментальная настройка микрополоскового фильтра чрезвычайно затруднена из-за малых размеров всех элементов.

Кроме того, относительно высокие потери в микрополосковой линии не позволяют изготовить очень узкополосные фильтры. В последние годы исследуются вопросы построения узкополосных фильтров из диэлектрических резонаторов с полосой пропускания порядка 0,1%. Однако пока еще остается нерешенной проблема стабильности частотных характеристик таких фильтров из-за больших значений температурных коэффициентов емкости материалов с высокой диэлектрической проницаемостью.

Управление амплитудой и фазой СВЧ сигналов. В современных радиотехнических системах широко применяют устройства управления амплитудой (многоканальные переключатели, аттенюаторы, амплитудные модуляторы, ограничители) и фазой (фазовращатели) СВЧ сигнала.

Для этих целей используют СВЧ диоды. Управляющий СВЧ диод может включаться в линию последовательно или параллельно.

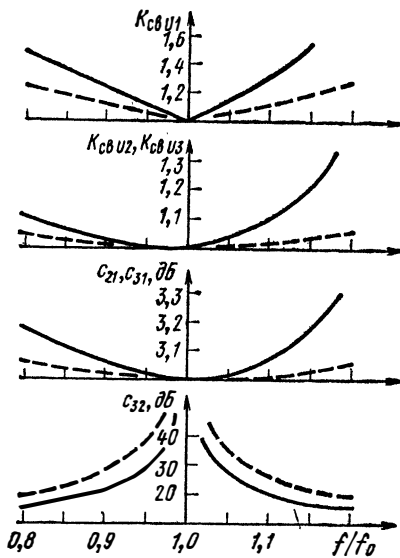


Рис. 2.28. Частотные зависимости параметров кольцевого делителя на сосредоточенных П-звеньях (—) и на отрезках линий (---).

В микрополосковую линию бескорпусные диоды обычно включают параллельно.

Принцип работы многоканального переключателя (рис. 2.29) заключается в том, что при подаче положительного смещения диод открывается, его сопротивление становится намного меньше Z_0 и линия в этом сечении шунтируется диодом. Подводимая мощность отражается от этого сечения линии. Если же на диод подать отрицательное смещение, то он закрывается, его сопротивление становится большим и не шунтирует линию. В диоде поглощается небольшая доля переключаемой мощности. Это позволяет выполнять переключатели для относительно большой мощности на маломощных приборах. Если эта мощность мала (менее 1 Вт), то можно применять

СВЧ диоды различных типов: варакторы, туннельные диоды и др. Если же уровень мощности превышает 1 Вт, то пригодны только $p-i-n$ -диоды, способные рассеять до 10 Вт средней мощности. Необходимо отметить, что вносимые потери в переключателе в режиме пропускания L_n и запирания L_a связаны зависимостью

$$(\sqrt{L_a} - 1)/(\sqrt{L_n} - 1) = R_{\max}/R_{\min} = K,$$

где R_{\max} , R_{\min} — сопротивления диода при подаче отрицательного и положительного смещения соответственно; K — качество $p-i-n$ -диода.

Обычно переключатели разрабатывают на максимальный уровень переключаемой мощности. В этом случае режим работы переключателя целесообразно выбрать таким, чтобы в положениях «включено» и «выключено» в диоде поглощалась одинаковая мощность. При этом в диоде поглощается около 6% коммутируемой мощности. Потери в режиме «включено» составляют 0,5 дБ, в режиме «выключено» 26...28 дБ. Если требуется увеличить вносимые потери в режиме «выключено», вдоль линии можно установить несколько диодов на расстоянии четверти длины волны. Мощность управления одним $p-i-n$ -диодом составляет 0,03...0,1 Вт.

Если нужно уменьшить мощность управления (например, при большом числе диодов), можно применить варакторы МДП. У этих

приборов при изменении напряжения смещения изменяется емкостная проводимость. Ток утечки в них не превышает 10^{-14} А, из-за чего требуемая мощность управления существенно уменьшается.

На основе одноканального переключателя созданы электрически управляемые аттенюаторы. В них напряжение смещения диода плавно изменяют в пределах $\pm U_{см}$. При этом вносимое затухание изменяется в пределах 0,5...28 дБ.

Если в линию включить варактор или диод с барьером Шоттки без внешнего смещения, то на нем за счет проходящего сигнала поддерживается постоянное напряжение порядка 1 В, т. е. происходит амплитудное ограничение сигнала. Такие схемы используются в РЛС для защиты входных цепей приемников и в ЧМ приемниках для устранения паразитной амплитудной модуляции.

Переключающие свойства $p-i-n$ -диодов используют для создания дискретных микрополосковых фазовращателей (рис. 2.30). Такие фазовращатели для упрощения управления ими строят по принципу двоичной разрядности (первый разряд обеспечивает изменение фазы на величину $\Delta\phi$, второй — на $2\Delta\phi$, третий — на $4\Delta\phi$ и т. д.).

На рис. 2.30 показаны 3 схемы одного разряда микрополосковых фазовращателей. В схеме, приведенной на рис. 2.30, а, изменение фазы обеспечивается переключением отрезков линии разной длины. В фазовращателе, изображенном на рис. 2.30, б, используются свойства моста (как правило, это микрополосковый квадратный мост).

В шлейфном фазовращателе (рис. 2.30, в) фаза изменяется за счет того, что с помощью диода на конце шлейфа создается режим

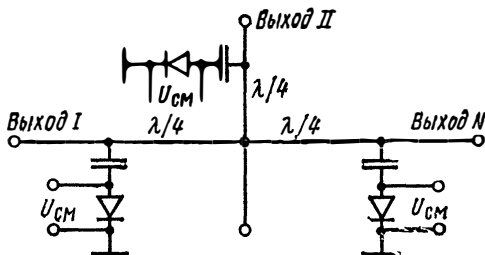


Рис. 2.29. Схема многоканального переключателя.

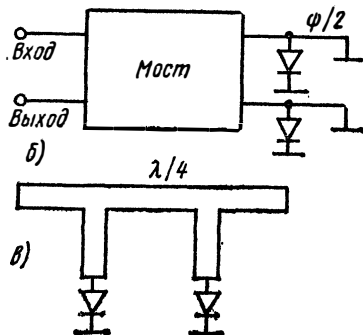
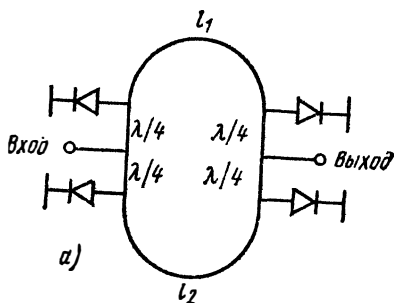


Рис. 2.30. Схемы одного разряда микрополосковых фазовращателей: а — с переключением отрезков линий; б — мостового; в — шлейфового.

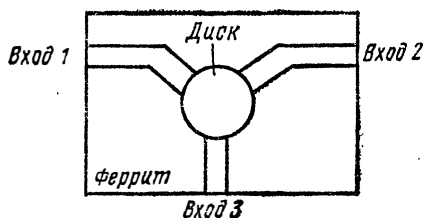


Рис. 2.31. Микрополосковый циркулятор.

короткого замыкания или холостого хода. При этом изменяется характер сопротивления, включенного в линию. Такой фазовращатель может давать любые дискретные значения фазы, кроме 180° . При значении фазы, близком к 180° , требуются слишком большие волновые сопротивления шлейфов, и их невозможно реализовать.

Достоинство полупроводниковых дискретных фазовращателей заключается в том, что точность установки фазы определяется не уровнем управляющего напряжения, а только фактом его наличия. Этим самым снижаются требования к управляющему устройству.

Современные ФАР требуют трех- или четырехрядных фазовращателей ($\Delta\psi = 45$ или $22,5^\circ$). Трехрядный фазовращатель X-диапазона имеет потери порядка 1,5 дБ.

Интегральные СВЧ ферритовые приборы. В технике СВЧ широко применяются ферритовые устройства. Это объясняется тем, что феррит является практически единственной освоенной в производстве средой с управляемым параметром μ , обладающей взаимными свойствами. Попытки создать аналогичные приборы на магнитной плазме и сегнетозлектриках хороших результатов пока не дали.

Переход к интегральному исполнению этих устройств представляет большой интерес. Трудность построения ферритовых приборов на микрополосковой линии связана с тем, что в ней магнитное поле линейно поляризовано. Для создания же взаимных приборов требуется круговая или близкая к ней поляризация магнитного поля. Поэтому не все ферритовые СВЧ приборы можно выполнить в микрополосковой конструкции.

Наиболее разработаны мостовые трехплечие микрополосковые Y-циркуляторы (рис. 2.31). Одна из конструкций микроциркулятора выглядит следующим образом. На заземленное основание укладывается ферритовая подложка толщиной 0,6 мм. Центральная полоска шириной 0,064 мм напыляется на феррит. В центре 120° -ного разветвления полосковой линии напыляется металлический диск диаметром 0,58 мм. Постоянный магнит имеет диаметр, несколько больший диаметра центрального металлического диска. Таким образом, намагничивается только часть феррита непосредственно в области разветвления. Прямые потери в таком циркуляторе X-диапазона не превышают 0,6 дБ, развязка плеч не менее 20 дБ.

При включении в одно плечо циркулятора согласованной нагрузки он превращается в вентиль.

О ферритовых приборах на основе щелевой линии и компланарного волновода уже упоминалось в начале параграфа.

2.4. Активные СВЧ устройства

СВЧ полупроводниковые приборы. СВЧ устройства в гибридном исполнении с полупроводниковыми активными элементами используются в основном в маломощных трактах радиопередающих устройств и в приемных трактах радиоэлектронной аппаратуры в качестве генераторов, модуляторов, усилителей и преобразователей.

К наиболее употребительным в настоящее время активным полупроводниковым элементам СВЧ можно отнести транзисторы и диоды с отрицательным сопротивлением разных типов. Кроме того, применяют диоды, имеющие нелинейную зависимость емкости $p - n$ -перехода от напряжения, например параметрические диоды, варакторы и диоды с накоплением заряда (ДНЗ). За исключением параметрических усилителей и генераторов, устройства с нелинейной емкостью не обладают активными свойствами. Это — пассивные умножители СВЧ, а также устройства для амплитудной, частотной и фазовой модуляции.

Рассмотрим кратко свойства СВЧ устройств, построенных на активных и нелинейных пассивных элементах [2.35, 2.36].

Усилители СВЧ мощности на транзисторах применяют в метровом и дециметровом диапазонах при выходных мощностях от сотен ватт (в метровом диапазоне) до единиц и долей ватта на длинноволновой границе сантиметрового диапазона. Широкополосность таких усилителей составляет 10...15%. Коэффициент усиления от 20... 25 дБ в длинноволновом участке указанного диапазона до единиц децибел в коротковолновой части этого диапазона. К. п. д. = 15... 50%, что заметно больше, чем у усилителей мощности, построенных на других полупроводниковых активных элементах СВЧ.

На транзисторах строят малошумящие усилители СВЧ вплоть до сантиметрового диапазона волн при коэффициенте усиления 20...30 дБ и коэффициенте шума 5...8 дБ. Кроме того, на транзисторах выполняют автогенераторы в диапазоне от метровых до сантиметровых волн как с механической, так и с электронной перестройкой частоты. В таких автогенераторах, как правило, используют внешние цепи обратной связи, что усложняет их по сравнению с диодными генераторами. К основным достоинствам транзисторных устройств СВЧ следует отнести повышенное значение к. п. д. и обеспечение однонаправленных свойств усилителей без введения дополнительных взаимных элементов.

Генераторы и усилители на диодах с отрицательным сопротивлением используют главным образом в сантиметровом и миллиметровом диапазонах. Принцип действия таких устройств основан на компенсации сопротивления потерь колебательной системы (с учетом сопротивления, вносимого нагрузкой) отрицательной активной составляющей полного сопротивления диода. При полной компенсации потерь в генераторе устанавливаются автоколебания. При частичной компенсации потерь происходит регенеративное усиление внешних колебаний. Для получения автоколебаний в диодном генераторе не

требуется внешних цепей обратной связи. Регенеративные усилители, не обладая однонаправленными свойствами, требуют использования взаимных устройств, например, циркуляторов.

В диодных генераторах и усилителях СВЧ используют диоды с различной природой образования отрицательного сопротивления, а именно: лавинно-пролетные диоды (ЛПД), диоды с переносом электронов (ДПЭ), туннельные диоды (ТД).

На ЛПД строят генераторы с выходной мощностью единицы ватт в сантиметровом диапазоне и сотни милливатт в миллиметровом. Широкому применению усилителей на ЛПД препятствуют неудовлетворительные шумовые характеристики, обусловленные лавинным механизмом генерирования носителей заряда в этих диодах. Генераторы на ДПЭ в 3...10 раз уступают по мощности генераторам на ЛПД, однако ДПЭ характеризуются несколько лучшими, чем ЛПД, шумовыми свойствами: коэффициент шума усилителей на ДПЭ 10...15 дБ. Оба типа генераторов имеют приблизительно одинаковый к. п. д., измеряемый единицами процентов.

Туннельные диоды применяют в маломощных усилителях дециметрового и сантиметрового диапазонов. Коэффициент усиления таких усилителей составляет 10...20 дБ при коэффициенте шума 5...7 дБ. Использованию ТД в генераторах и мощных усилителях СВЧ препятствует малое значение рабочего напряжения на диоде (доли вольта), что вызывает необходимость увеличивать ток диода для увеличения мощности. В режиме больших токов и малых напряжений при N-образной вольт-амперной характеристике трудно обеспечивать устойчивость цепи питания ТД. Устойчивость цепи питания используемых на практике источников может быть обеспечена только при рассеянии существенной части мощности источника в стабилизирующем резисторе, а следовательно, при значительном снижении к. п. д. генератора.

Наилучшими шумовыми свойствами по сравнению с рассмотренными обладают полупроводниковые параметрические усилители, коэффициент шума которых порядка 0,5...3 дБ. Усилители на параметрических диодах применяют в диапазоне от дециметровых до миллиметровых волн с коэффициентами усиления 15...40 дБ. В генераторах накачки параметрических усилителей могут быть использованы ЛПД и ДПЭ. К стабильности частоты, уровню мощности и спектральным характеристикам таких генераторов предъявляют жесткие требования.

Умножители СВЧ на варакторах и ДНЗ применяют обычно для умножения частоты колебаний транзисторных усилителей мощности. С помощью таких транзисторно-варакторных цепочек получают колебания в коротковолновой части дециметрового диапазона и в сантиметровом диапазоне с удовлетворительными для многих практических применений значениями мощности и к. п. д. На выходе варакторных умножителей, работающих с запертым $p-n$ -переходом, могут быть получены колебания миллиметрового диапазона. Как уже отмечалось на с. 77, такие умножители не имеют

усилительных свойств, коэффициент передачи по мощности у них всегда меньше единицы и тем меньше, чем больше коэффициент умножения.

Особенности гибридных устройств СВЧ с активными и нелинейными элементами. Полупроводниковые активные элементы СВЧ в настоящее время не могут быть выполнены интегрально с остальными элементами СВЧ устройства. Устройства СВЧ с полупроводниковыми элементами состоят из электромагнитных систем СВЧ, выполненных по тонкопленочной технологии, и навесных полупроводниковых приборов в обычном или бескорпусном исполнении, т. е. являются гибридными. Основной задачей в этом случае является миниатюризация устройства. Малые размеры активных полупроводниковых элементов и ограниченность электронного к. п. д. приводят к чрезмерной локализации тепловыделения и необходимости применять в случае больших мощностей рассеяния эффективные теплоотводы и устройства охлаждения, ограничивающие степень миниатюризации.

Возможности миниатюризации электромагнитных систем в пленочном исполнении связаны со следующим. Основным типом электромагнитной системы в пленочном исполнении является микрополосковая несимметричная линия. Колебательные цепи генераторов и усилителей СВЧ должны содержать резонансные отрезки линий, длина которых соизмерима с длиной полуволны. Для уменьшения эффективной длины волны в линии (примерно в 2,5 раза), а также для сокращения поперечных размеров линии (до десятых долей миллиметра) можно использовать тонкие диэлектрические подложки с большими значениями диэлектрической проницаемости (порядка 10). Однако столь малые поперечные размеры приводят к увеличению потерь проводимости. Кроме того, диэлектрики с большими значениями диэлектрической проницаемости обладают повышенными потерями. В результате добротность колебательных систем такого типа оказывается в среднем на 0,5...1,5 порядка меньше, чем у волноводных и коаксиальных колебательных систем. В результате уменьшается электромагнитный к. п. д. мощных усилителей и генераторов и ухудшаются шумовые свойства маломощных устройств.

В дециметровом диапазоне резонансные отрезки линий даже при использовании материалов подложек с большой диэлектрической проницаемостью получаются неприемлемо длинными. Поэтому в указанном диапазоне волн приходится отказываться от использования микрополосковых линий и строить колебательные системы на сосредоточенных индуктивных элементах в виде плоских спиралей и сосредоточенных конденсаторах навесного типа или в пленочном исполнении. Для уменьшения уровня излучения таких элементов их размеры должны быть достаточно малы по сравнению с длиной волны, а следовательно, поперечные размеры проводников (например, плоских спиралей) уменьшаются по сравнению с размерами полосковых линий, потери же проводимости соответственно увеличиваются. Тем не менее значения добротности сосредоточенных элементов мо-

гут быть порядка сотни (рис. 2.32). При малых значениях частоты добротность уменьшается из-за уменьшения реактивного сопротивления, а при больших значениях частоты — из-за увеличения потерь на излучение. Практически сосредоточенные индуктивные и емкостные элементы применяют на частотах, не превышающих 1 ГГц.

Отметим еще одну особенность гибридных СВЧ устройств: трудность введения элементов настройки и регулировки электромагнитных систем. Введение навесных элементов механической регулировки резко ухудшает технологичность изделия. Неизбежный разброс параметров полупроводниковых элементов, а также ошибки изготовления при отсутствии регулировочных элементов могут затруднить реализацию оптимальных режимов работы устройства. Поэтому желательно предусматривать элементы подбора параметров электромагнитных систем, а также использовать электронные способы перестройки.

Итак, гибридные устройства СВЧ могут иметь худшие параметры, чем аналогичные устройства на объемных электромагнитных системах. Тем не менее их применение оправдывается существенным улучшением технологичности, а также уменьшением габаритов и массы, особенно для маломощных устройств.

Конструктивные и топологические решения [2.37]. При конструировании гибридных устройств СВЧ возможны разнообразные решения, различающиеся способами установки диэлектрических подложек с пленочными и навесными элементами в металлический корпус, способами соединения элементов, выполненных на отдельных подложках, а также способами крепления полупроводниковых приборов.

В маломощных устройствах полупроводниковые приборы можно навешивать на диэлектрическую подложку так же, как и пассивные навесные элементы. При повышенных мощностях желательно обеспечить теплозой контакт полупроводникового прибора с корпусом устройства, который в этом случае выполняет роль теплоотвода и радиатора. Для этого в подложке делают отверстие, в котором и устанавливают полупроводниковый прибор. Соединение устройств, выполненных на отдельных подложках, может быть либо с использованием

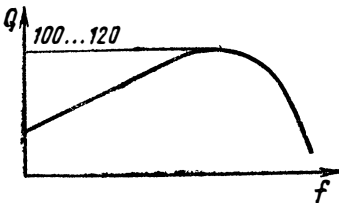


Рис. 2.32. Характер зависимости добротности плоских спиральных катушек индуктивности от частоты.

коаксиальных разъемов, либо безразъемное. В последнем случае подложки соединяемых устройств располагают вплотную друг к другу в одной плоскости и паяют пленочные проводники и металлизированные основания подложек. При безразъемном соединении могут быть применены как отдельные металлические корпуса, так и один общий для нескольких подложек корпус.

При разработке топологии устройств учитывают требования к плот-

ности размещения микрополосковых и других пленочных элементов, требования минимизации неоднородностей при изгибах и ответвлениях, а также некоторые технологические требования, например, к минимальной ширине полоски или зазора между полосками. В некоторых случаях учитывают соображения, связанные с тепловым режимом устройства. В качестве примеров приведем топологические решения некоторых гибридных активных устройств СВЧ (рис. 2.33—2.36). Колебательные системы однокаскадного транзисторного усилителя (рис. 2.33) выполнены на основе микрополосковых линий с использованием навесных конденсаторов в системе блокировки источника питания. Выводы транзистора соединяются с соответствующими контактными поверхностями, обозначенными буквами на рисунке.

Расчет геометрических размеров пленочных элементов. В случае реализации электромагнитных систем СВЧ устройств с использованием отрезков несимметричных микрополосковых линий их геометрические размеры, необходимые для обеспечения заданных электрических характеристик, рассчитывают по формулам и графикам, приведенным в § 2.2. Здесь остановимся лишь на расчетах сосредоточенных пленочных индуктивных элементов.

Значения пленочных индуктивных элементов, используемых в СВЧ диапазоне, лежат в пределах от единиц до нескольких десятков наногенри. Индуктивные элементы могут быть выполнены в виде отрезков пленочного проводника, а также в виде плоских спиралей.

Знаение индуктивности [нГ] металлической полоски без учета влияния металлического основания подложки равно

$$L = 0,2 \left(\ln \frac{l}{w} + 1,193 + 0,224 \frac{w}{l} \right) l, \quad (2.10)$$

где l , w — длина и ширина полоски, мм.

С учетом влияния металлического основания индуктивность рассчитывают по формуле

$$L = 0,46 l \lg (8 h/w + w/4 h), \quad (2.11)$$

где h — толщина подложки.

Значение индуктивности в форме круглой или квадратной спирали равно

$$L = k \frac{(D_k + d_k)^2 N_k^2}{15D_k - 7d_k}, \quad (2.12)$$

где k — коэффициент ($k = 5$ для круглой и $k = 6$ для квадратной спирали); D_k — внешний диаметр (сторона) спирали, мм; d_k — внутренний диаметр (сторона) спирали, мм; N_k — число витков.

Для внешнего диаметра спирали справедлива формула

$$D_k = d_k + (2 N_k - 1) s_k + 2 w, \quad (2.13)$$

где s_k — шаг спирали, мм; w — ширина спиральной полоски, мм.

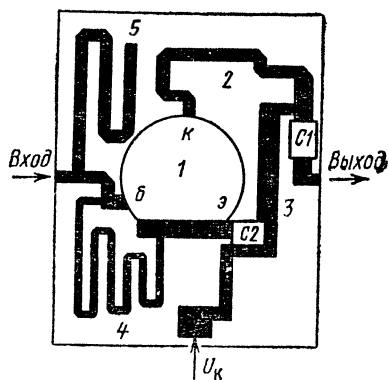


Рис. 2.33. Пример топологии однокаскадного транзисторного усилителя СВЧ по схеме с ОЭ:

1 — отверстие для установки транзистора с обеспечением теплового контакта с корпусом устройства; 2 — коллекторная цепь СВЧ; 3 — система блокировки источника питания; 4 — блокировочная линия, обеспечивающая нулевое смещение на базе транзистора; 5 — разомкнутый шлейф входной колебательной системы; C1 и C2 — навесные конденсаторы.

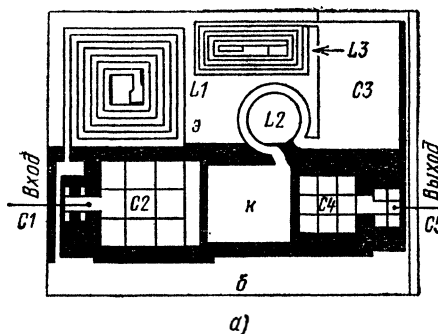


Рис. 2.34. Пример топологии (а) и схема (б) маломощного транзисторного усилителя при включении с ОБ.

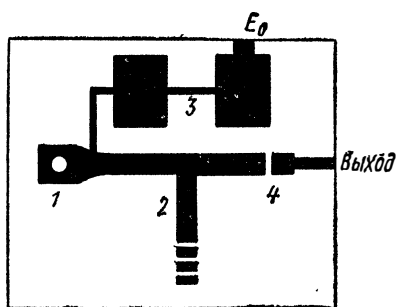


Рис. 2.35. Пример топологии диодного генератора:

1 — диод с отрицательным сопротивлением; 2 — настроечный разомкнутый шлейф; 3 — фильтр низких частот, блокирующий источник питания; 4 — блокировочный зазор, развязывающий нагрузку генератора от напряжения источника питания.

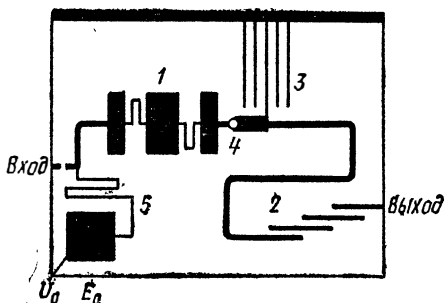


Рис. 2.36. Пример топологии варакторного умножителя частоты:

1 — фильтр низких частот, образующий входную колебательную систему; 2 — полосовой фильтр выходной колебательной системы; 3 — блокировочная короткозамкнутая линия; 4 — варактор; 5 — система блокировки источника смещения.

Число витков спирали

$$N_R = [(D_R + s_R) - (d_R + 2\omega)]/2 s_R. \quad (2.14)$$

Добротность плечочных индуктивных элементов определяют как

$$Q = k' 10^3 \frac{N_R \omega (D_R + d_R) \sqrt{f}}{15D_R - 7d_R}, \quad (2.15)$$

где $k' = 2$ для круглой и $k' = 1,6$ для квадратной спирали; f — частота ГГц.

Погрешность расчета индуктивных спиральных элементов по приведенным формулам составляет $\pm 10\%$. Для расчета геометрических размеров по заданному значению индуктивности следует пользоваться последовательными приближениями.

2.5. Применение микроэлектронных устройств СВЧ диапазона

В настоящее время микроэлектронные устройства СВЧ диапазона нашли широкое применение в РЭА различного назначения. Так, например, генераторы на диодах Ганна, работающие в диапазоне 12...18 ГГц, применяют в качестве источников мощности в радиомаяках, гетеродинов в локационных приемниках, источников стандартных сигналов, в передатчиках и гетеродинах миниатюрных доплеровских РЛС [2.38, 2.52].

В радиоастрономии, радиолокации и особенно в системах спутниковой связи применяют также малошумящие усилители СВЧ, в том числе параметрические. Так, в США разработана серия охлаждаемых до 20 К приемоусилительных блоков для систем космической связи и телевидения (в диапазоне 3...8 ГГц), выполненных на ИС. В настоящее время созданы фазовращатели СВЧ на $p-i-n$ -диодах с низкой стоимостью. Так, фирмой Hughes выпущена серия микроэлектронных трехрядных фазовращателей стоимостью до 13 долл. [2.39]. Для расширения их полосы используют микроэлектронные гребенчатые ответвители. Разработан ряд акустоэлектронных фазовращателей и фазовращателей на жидком диэлектрике [2.41].

Однако применение отдельных однофункциональных микроэлектронных устройств СВЧ в составе РЭА, как правило, не позволяет существенно повысить ее надежность (так как не позволяет ввести высокую степень интеграции, внедрить безразъемные соединения) и уменьшить габариты и массу. Так, например, применение в качестве гетеродина в радиолокационной станции AN/AWG-9 генератора на диоде Ганна вместо клистронного генератора практически не повлияло ни на технические, ни на эксплуатационные параметры станции.

Поэтому в настоящее время наиболее перспективным в развитии и применении микроэлектронных устройств СВЧ диапазона является создание многофункциональных СВЧ устройств, получивших назва-

ние интегральных СВЧ модулей. Как правило, по функциональному назначению такие модули разделяются на приемные, передающие и приемопередающие. Причем передающие могут быть выполнены либо на основе индивидуальных твердотельных генераторов, либо при возбуждении от общего источника мощности.

Впервые такой модуль был разработан применительно к антенной решетке самолетного радиолокатора (проект MERA, США) в 1967 г. (рис. 2.37). Параметры этого модуля приведены в табл. 2.2.

Таблица 2.2

Наименование параметра	Значение параметра (последнее)
Выходная пиковая мощность в X-диапазоне при сжатости 10, Вт;	1,0
одного приемопередающего модуля (ячейки) всей антенной решетке	600
всей решетки (при сжатии импульса 100:1)	$60 \cdot 10^3$
Коэффициент шума смесителя (на частоте 9 ГГц при промежуточной частоте 500 МГц), дБ	7
Развязка приемного и передающего каналов на частоте 9 ГГц, дБ	25...27
Фазовая нестабильность, град	± 20
Амплитудная нестабильность, дБ	1
Размер модуля, мм	$76 \times 25 \times 13$
Масса, г	57
Усилитель промежуточной частоты	
Резонансная частота, МГц	500
Полоса пропускания, МГц	100
Коэффициент усиления, дБ	18...20
Учетверитель частоты	
Коэффициент передачи, дБ	-5,0
Выходная мощность, Вт	0,6...0,7
Антенный переключатель	
Коэффициент передачи, дБ	-1,5...-2
Развязка каналов, дБ	25...27
Фазовращатель	
Рабочая частота фазовращателя, ГГц	2,25
Коэффициент передачи, дБ	-3

В состав РЛС по проекту MERA входили активная АФАР, состоящая из 604 приемопередающих модулей, устройство управления лучом, индикатор, электронный блок и аналоговая ЭВМ, выполненные на ИС. Габариты станции составляли $498 \times 498 \times 202$ мм при общей массе АФАР и ЭВМ 68 кг.

Модульная конструкция ИС СВЧ получила развитие в проекте RASSR, по которому в 1972 г. была разработана АФАР трехсан-

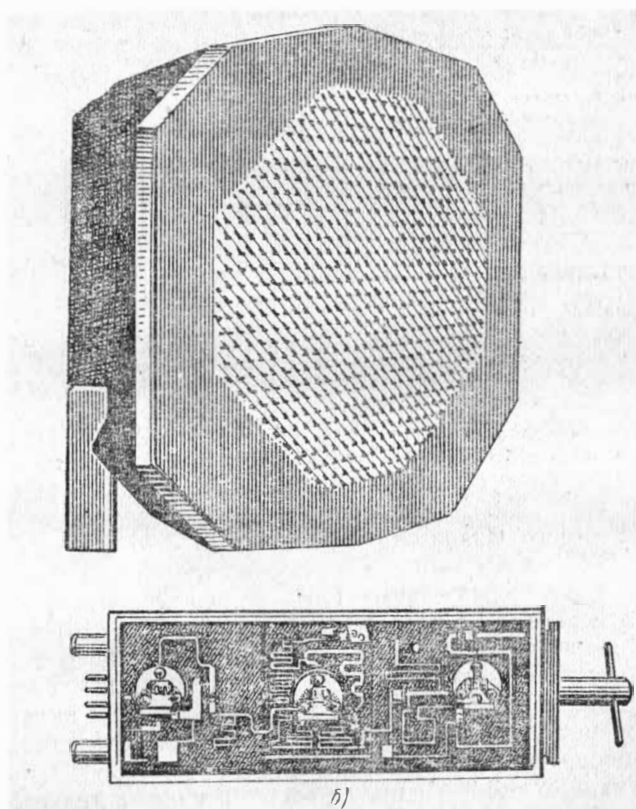
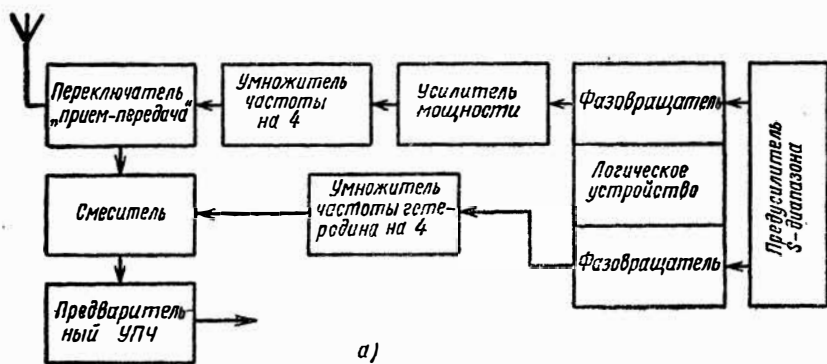


Рис. 237. Структурная схема (а), внешний вид АФАР и приемопередающего модуля (б) (проект МЕРА).

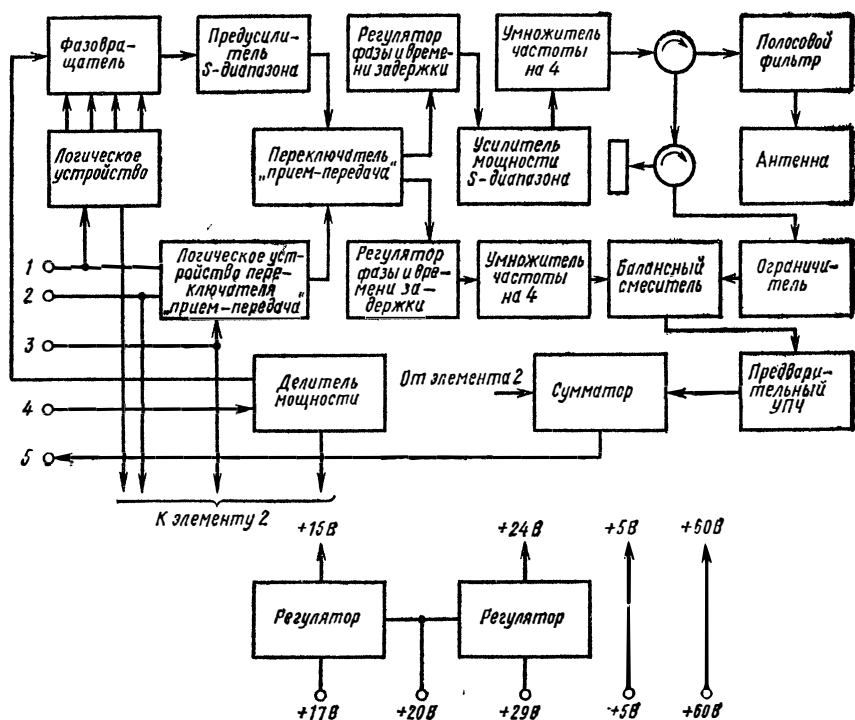


Рис. 2.38. Функциональная схема приемопередающего модуля антенной решетки (проект RASSR):

1 — сигналы синхронизации и управления встроенным измерительным устройством; 2 — сбор данных и результатов измерений; 3 — от передатчика; 4 — выходной сигнал S-диапазона мощностью 3,4 мВт; 5 — выходной сигнал промежуточной частоты.

тиметрового диапазона, состоящая из 1880 модулей (рис. 2.38), обеспечивающих при когерентном сложении мощности модулей суммарную эквивалентную импульсную мощность РЛС 200 кВт [2.42].

Фирмой Westinghouse разработаны приемопередающие модули трехсантиметрового диапазона с мощностью 3,75 Вт при общем к. п. д. = 20%. СВЧ модули как самостоятельные устройства применяют в разведывательных РЛС, а радиодальномерах малой дальности действия, в доплеровских РЛС измерения скорости и направления движения транспорта, в связных приемопередатчиках, в РЛС анализа и регулирования загрузки транспортных магистралей, в аэронавигационных устройствах, в телеметрической аппаратуре, связных приемниках, в миниатюрных устройствах разведки, в тренировочном оборудовании и т. д. [2.44].

Однако наиболее эффективным в настоящее время является применение таких модулей в ФАР. РЛС с ФАР приобретает принципиально новые свойства, среди которых особенно существенны следующие:

— пространственная и временная многофункциональность,

- высокий энергетический потенциал за счет когерентного сложения мощности отдельных генераторов;
- возможность применения специальных методов обработки сигналов для повышения эффективности и помехозащищенности;
- создание конформных апертур;
- высокая надежность;
- высокие эксплуатационные параметры.

В настоящее время разработан и внедрен ряд таких модулей, работающих в различных диапазонах волн. Значения параметров серийных модулей представлены в табл. 2.3.

Таблица 2.3

Наименование параметра	Значение параметра	Наименование параметра	Значение параметра
Диапазон частот, ГГц	0,5...42	Выходная мощность, мВт К. п. д., % Масса, г	50...50 000
Рабочая полоса частот, %	5...40		
Коэффициент шума, дБ	4,5...15		
Коэффициент усиления, дБ	12...40		

Так, одним из основных компонентов зенитно-ракетного комплекса (ЗРК) SAM-D, разработанного к 1976 г. фирмой Raytheon, США, является многофункциональная РЛС с ФАР (диаметр 2,4 м; 5 000 модулей), работающая в диапазоне частот 3,9—6,2 ГГц (рис. 2.39, 2.40). Как ФАР, так и все электронное оборудование ЗРК SAM-D) выполнено на основе интегральных модулей.

Наличие ФАР позволяет реализовать электронное управление функционированием РЛС в следующих режимах: обзор и наблюдение, разведка, слежение и наведение, применение средств ведения радиоэлектронной борьбы. РЛС на заключительном этапе перехвата одновременно следит за целью и ракетой. ФАР позволяет одновременно наблюдать более чем за 100 воздушными целями и управлять полетом восьми ракет [2.45].

Реализации многофункциональности способствует также применение модулей с выходами на разные частоты. Так, фирмой RCA был разработан двухчастотный модуль, работающий на кратных частотах (рис. 2.41). Такой модуль целесообразно применять, например, для ФАР, совмещающей функции РЛС и системы госопознавания*) (рис. 2.42). Достоинством такого модуля является единая система управления для обеих частот [2.46].

*) Радиотехническая система госопознавания позволяет по специальному шифру сигнала на установленной для всех самолетов частоте определить принадлежность самолета той или иной стране.

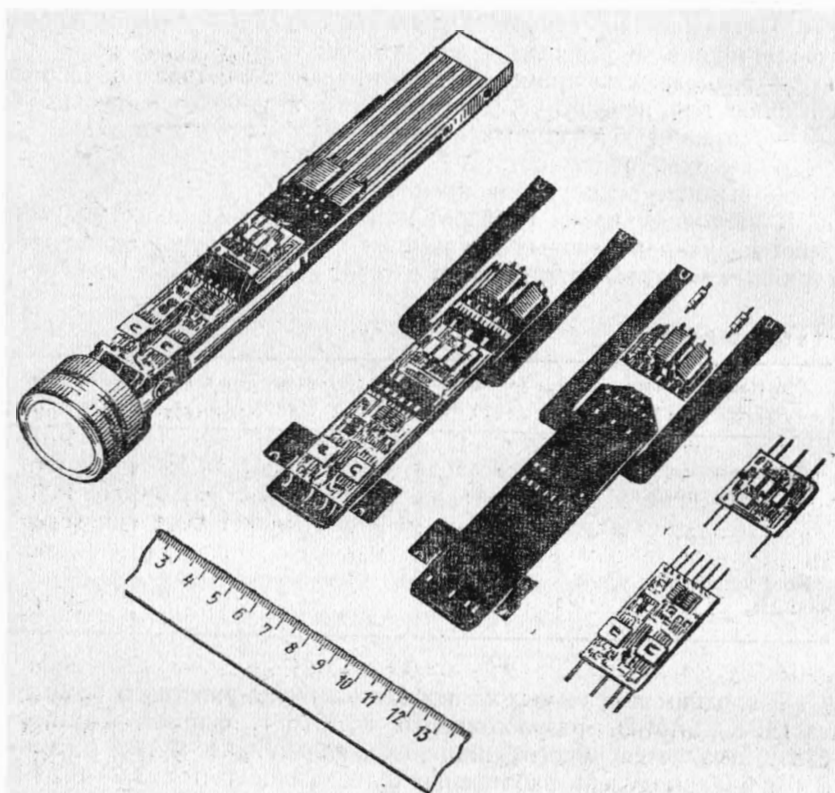


Рис. 2.39. Модуль антенной решетки РЛС ЗРК SAM-D.

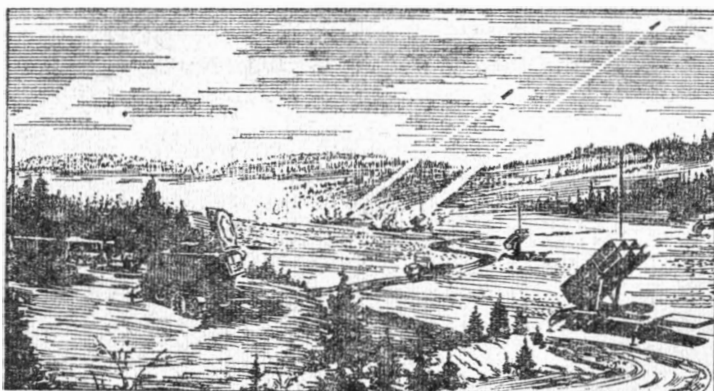


Рис. 2.40. Зенитно-ракетный комплекс ЗРК SAM-D с ФАР.

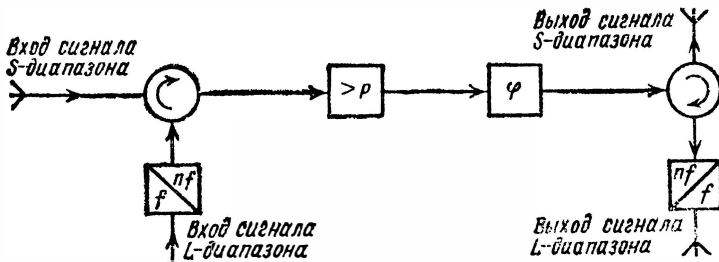


Рис. 2.41. Структурная схема двухчастотного модуля.

Определим соотношение между требуемым энергетическим потенциалом РЛС и ФАР и необходимой мощностью каждого модуля. Как уже отмечалось, энергетический потенциал таких РЛС с ФАР обеспечивается когерентным сложением в пространстве мощности ряда источников. Исходя из реализации требуемых параметров РЛС необходимый уровень суммарной мощности может быть определен из уравнения радиолокации [2.46]

$$P_{\Sigma} = \frac{(4\pi)^3 R^4 k B T_0 \overline{NF}_0 L (S/N)}{G^2 \lambda^2 \sigma}, \quad (2.16)$$

где R — дальность до цели; k — постоянная Больцмана; B — полоса пропускания; $T_0 = 300$ К; \overline{NF}_0 — коэффициент шума приемника; L — коэффициент потерь в РЛС; S/N — требуемое отношение сигнал/шум; σ — эффективная отражающая поверхность цели; G — коэффициент усиления антенны.

При этом легко показать, что мощность, излучаемая каждым модулем в ФАР, может быть определена из произведения полной излучаемой мощности и отношения площади поперечного сечения модуля к раскрытию антенны, т. е. $P_{\text{мод}} = P_{\Sigma} S_{\text{мод}} / S_{\text{АФАР}}$. Тогда согласно (2.16) уровень мощности, излучаемой каждым приемопередающим модулем, составит

$$P_{\text{мод}} = 9,3 \cdot 10^{-31} \times \frac{R^4 \overline{NF}_0 B (S/N)}{\lambda^2 \sigma} Q^6,$$

где Q — ширина луча по уровню — 3 дБ (град.).

Анализ, проведенный в [2.48], позволил установить, что для

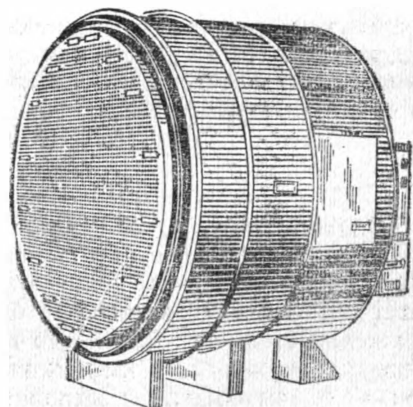


Рис. 2.42. Двухчастотная апертура ФАР.

обеспечения требований современных РЛС различного назначения уровень излучаемой мощности модулей должен составлять: 4; 20; 80... 100 Вт соответственно в X-, S-, L-диапазонах. Этот уровень мощности обеспечивают в первую очередь мощные полупроводниковые генераторные и усилительные устройства модулей. Однако, когда этот потенциал оказывается недостаточным, применяют сложение мощности от нескольких генераторов внутри модуля. Так, в ФАР РЛС AN/TPS-59 применен модуль с транзисторным усилителем мощности [2.47]. В каждом из них использован один 15-ваттный транзистор и по два выходных 25-ваттных транзистора, включенных параллельно. В результате мощность на выходе усилителя 48 Вт. Этот принцип сложения мощности внутри модуля нашел также широкое применение.

Конформные ФАР, в том числе кольцевые, цилиндрические и так называемые «линзовые», обеспечивающие широкоугольное сканирование, применяют в основном на летательных объектах [2.50]. К таким объектам относятся системы космической и самолетной связи, в частности трансокеанских самолетов для дальней связи, например, через геостационарный спутник ATS-6 [2.12].

На самолете KC-135 А установлена ФАР в микроэлектронном исполнении, работающая на частоте 2 ГГц. На борту спутника Nimbus в составе радиометра работает приемная плоская ФАР на $f = 19,4$ ГГц, обеспечивающая картографирование поверхности, определение распределения паров воды в атмосфере, участков тропических ливней, границ полярных снеговых шапок.

Наиболее перспективно применение ФАР в аппаратуре радиопротиводействия, где благодаря электронному сканированию ФАР может одновременно работать в разных режимах. Фирма RCA разработала передающие модули для таких ФАР на основе ЛПД для диапазона волн 8,5...9,6 ГГц с импульсной мощностью 110 Вт при к. п. д. 20% [2.53].

Параллельное включение приемопередающих каналов в ФАР, реализующих смешанное резервирование, обуславливает высокую надежность. На рис. 2.43 представлена временная динамика зависимости массы РЛС и среднего времени безотказной работы (СВБО) от типа применяемой в ее составе антенной системы.

Существенным фактором, влияющим на развитие техники микроэлектронных устройств СВЧ, является стоимость. Первые 700 модулей (MERA) оказались в 10 раз дороже предполагаемых: 2 000 долл. каждый [2.53]. Однако уже 500 000 модулей программы RASSR, характеризующихся большей функциональной сложностью, стоили каждый по 100 долл. Анализ [2.50] показал, что решетки по стоимостным показателям будут конкурентоспособными при снижении стоимости модуля до 20...50 долл. При условии же размещения двух-трех многофункциональных антеннофазовых решеток на одном объекте с выполнением ими функций всех антенных постов летательного объекта несомненен экономический выигрыш [2.54]. Высокая стоимость таких ФАР обусловлена так-

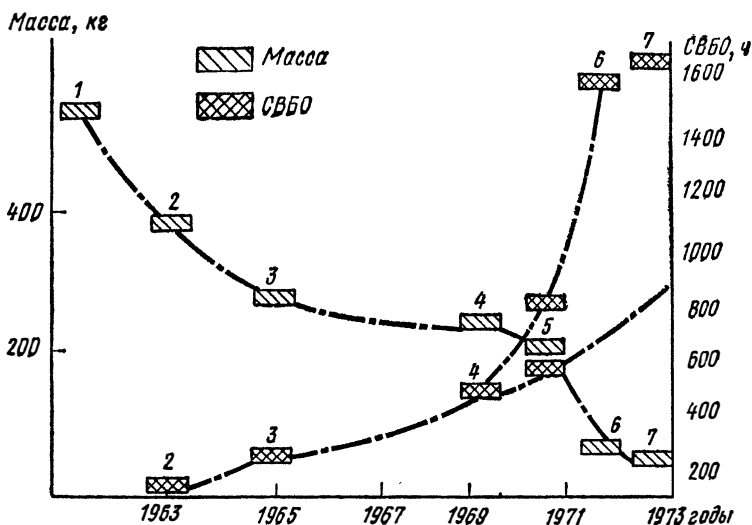


Рис. 2.43. Изменение среднего времени безотказной работы и массы бортовых РЛС в зависимости от типа антенны:

1 — АФУ периода корейской войны; 2 — АФУ периода вьетнамской войны; 3 — АФУ с механическим сканированием (типа Phenics); 4 — АФУ типа МК-2; 5 — АФУ типа ФАР проекта RARF; 6, 7 — ФАР проектов MERA, PASSP.

же недостаточной стандартизацией как отдельных модулей, так и конструкций ФАР [2.55, 2.56].

В последние годы наблюдается тенденция расширения функциональных возможностей и номенклатуры разрабатываемых и изготавливаемых СВЧ модулей. Так, например, если в 1973 г. в США продавалось модулей СВЧ на сумму 3,7 млн. долл., то в 1975 г. на сумму 113 млн. долл. [2.57].

Важным экономическим показателем РЭА является стоимость эксплуатации, которая в настоящее время чрезвычайно высока и по обобщенным данным в 3—5 раз превышает стоимость разработки и изготовления РЭА. РЭА с ФАР, выполненной на основе высоконадежных унифицированных модулей, может быть использована в течение 10 лет с минимальными эксплуатационными затратами, поскольку при выходе из строя до 10...15% модулей параметры ФАР меняются незначительно, а замена неисправного модуля, особенно при наличии встроенной контрольно-измерительной аппаратуры, занимает мало времени и не требует высокой квалификации персонала. Поэтому интегральный показатель стоимости разработки, изготовления и эксплуатационных расходов РЭА с ФАР будет ниже, чем у аналогичной системы с традиционной зеркальной антенной.

Модульный принцип может быть реализован при конструировании любой РЭА. Он обеспечивает не только высокое качество и стабильность параметров при массовом изготовлении унифицированных мо-

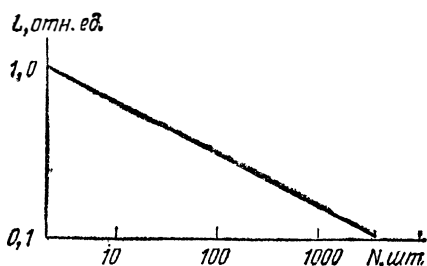


Рис. 2.44. Зависимость относительной стоимости модулей от объема их выпуска N .

дулей, но и высокую надежность, малые габариты и массу (рис. 2.44) наряду со снижением стоимости разработки и изготовления радиоэлектронной аппаратуры.

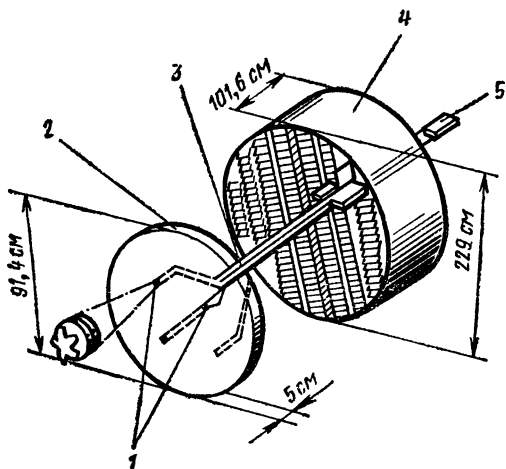
Дальнейшее развитие микроэлектронной СВЧ техники предполагает разработку: мощной полупроводниковой элементной базы в верхней части сантиметрового диапазона волн; усовершенствованных многочастотных и многорежимных модулей; СВЧ устройств с использованием принципов функциональной электроники; модулей ФАР для многофункциональной РЛС (прогнозируемые параметры таких модулей для РЛС 3-сантиметрового диапазона приведены в табл. 2.4).

В свете этих тенденций в США проведены исследования, направленные на создание единого многофункционального бортового радиоэлектронного комплекса [2.54]. Принципиальной частью этого комплекса будет многофункциональная, многочастотная апертура, АФАР обеспечивающая различные режимы приема и передачи сигнала.

Таблица 2.4

Наименование параметра	Требуемое значение параметра
Частота, ГГц	9,2...9,8
Длительность импульсов, мкс	0,2...65
Частота следования импульсов, кГц	0,2...300
Скважность, %	50
Мощность в импульсе, Вт	до 5
Коэффициент усиления (ПУПЧ), дБ	31
Среднеквадратическое отклонение характеристик модуля:	
амплитудных, дБ	0,6
фазовых, град	± 7
К. п. д., %	25
Выходной $K_{св} U$ (на нагрузке 50 Ом)	1,4
Равномерность характеристик в зависимости от пульсаций источника электропитания	
амплитудных, дБ	0,2
фазовых, град	0,2

Рис. 2.45. Состав многофункциональной АФАР:
 1 — излучающие элементы;
 2 — излучающая апертура;
 3 — кабель питания; 4 — сборка модулей; 5 — СВЧ модуль.



лов, в модульном исполнении на основе гибридной технологии (рис. 2.45).

Реализация такой многофункциональной микроэлектронной АФАР позволит: повысить эффективность бортовых средств и снизить их массу в 2 раза; увеличить среднее время наработки на отказ в среднем в 8 раз; снизить стоимость радиоэлектронного комплекса (с учетом десятилетнего цикла эксплуатации) по сравнению с суммарной стоимостью отдельных устройств практически в 2 раза. При этом предлагаемый многофункциональный комплекс должен работать в различных режимах, выполняя различные функции, некоторые из которых указаны в табл. 2.5.

Таблица 2.5

Режим работы	Выполняемые функции	Наименование параметра	Требуемое значение параметра
Управление	Обнаружение, захват и сопровождение целей Управление вооружением Обход и облет препятствий Навигация Связь по линии прямой видимости	Диапазон частот	4,8... 9,6 ГГц
		Излучаемая мощность	7,5 кВт
		Коэффициент шума приемника	6 дБ
		Ширина ДН на уровне $0,5 P_{\max}$	2,2°
		Максимальный уровень боковых лепестков (по отношению к главному лучу)	-25 дБ
		Среднеквадратичные значения уровней боковых лепестков	-38 дБ
		Угловая точность	2 мрад
Границы сканирования ДН	$\pm 60^\circ$		

Режим работы	Выполняемые функции	Наименование параметра	Требуемое значение параметра
Опознавание	Опознавание «свой — чужой»	Диапазон частот Излучаемая мощность Коэффициент направленного действия Коэффициент шума приемника Ширина ДН на уровне $0,5 P_{\max}$ Граница азимутального и вертикального сканирования	1,030... ...1,090 ГГц 1 кВт 15 дБ 6 дБ 6° ±60°
Некогерентное излучение	Излучение целенаправленных шумовых помех Излучение заградительных шумовых помех	Диапазон частот Коэффициент направленного действия Динамический диапазон модуляции Ширина шумовой полосы Азимутальная и вертикальная ширина ДН на уровне $0,5 P_{\max}$	4,8...9,6 ГГц 3 дБ 30 дБ 60 МГц... ...1 ГГц 120°
Когерентное излучение	Ретрансляция усиленной ответной помехи с перекрестной поляризацией	Диапазон частот Коэффициент усиления сигнала Динамический диапазон модуляции усиленных ответных помех Азимутальный и вертикальный углы излучения	4,8...9,6 ГГц 104 дБ 60 дБ ±60°
Пассивное пеленгование	Грубое пеленгование Точное пеленгование	Диапазон частот Азимутальный и угломерный углы обзора Угловая разрешающая способность в диапазонах L S C X K	0,8...18 ГГц ±60° 20° 6° 4° 2° 2°

Список литературы

- 2.1. **Stright talk on microwave microminiaturisation.** — «Microwaves», 1968, т. 11, № 1, р. 43.
- 2.2. **Колминз, Харуэлл.** Фазированная антенная решетка РЛС. — «Зарубежная радиоэлектроника», 1973, № 6.
- 2.3. **Эйлер, Уиллер.** Эволюция полосковых линий передачи. — «Зарубежная радиоэлектроника», 1970, № 8.
- 2.4. **Whit.** Phased arrays can be practical. — «Microwave J.», 1974, v. 17, № 10, р. 49.
- 2.5. **Воробьев В.** Щелевые линии передачи и компланарные волноводы для интегральных СВЧ схем (обзор). — «Зарубежная радиоэлектроника», 1972, № 5, с. 93.
- 2.6. **Каултон.** Пленочная технология и СВЧ интегральные схемы. — «ТНТЭР», 1971, т. 59, № 10, с. 125.
- 2.7. **Coulton M.** The lumped element approach to microwave integrated circuits. — «Microwave J.», 1970, v. 13, № 5, р. 51.
- 2.8. **Sobol H.** Technology and design of hybrid microwave integrated circuits. — «Sol.—St. Techn.», 1970, Febr., р. 49.
- 2.9. **Chudobian W. J.** Dispersion on microstrip. — «IEEE Trans». 1971, v. MTT-19, № 9, р. 783.
- 2.10. **Эйгисон, Дейвис, Хиггинс, Лонгли, Ньютон, Уэллс, Уильямс.** Элементы с сосредоточенными параметрами на сверхвысоких частотах. — «Зарубежная радиоэлектроника», 1972, № 8.
- 2.11. **Полупроводниковые входные устройства СВЧ.** Т. 1. Под ред. В. С. Эткина. М., «Сов. радио», 1975. Авт.: Н. З. Шварц, В. С. Эткин, Ю. Л. Хотунцев, Е. С. Карманова, И. А. Струков, Л. Я. Могилевская.
- 2.12. **Бушинский И. П., Морозов Г. В.** Конструирование и технология микросхем СВЧ-диапазона. Под ред. О. Е. Бондаренко. М., «Сов. радио», 1977.
- 2.13. **Tsuda S., Still J.** Are we really ready for S-band solid state arrays. — «Microwave J.», 1974, v. 13, № 3, р. 46.
- 2.14. **Восбург.** Интегральные схемы и твердотельные элементы в антенных фазированных решетках РЛС. — «Зарубежная радиоэлектроника», 1970, № 9, с. 110.
- 2.15. **Schellhorn R. L.** A two-tool parallel-gap beam-lead bonder for hybrid circuits. — «Electronic packing and production», 1972, v. 12, № 10, р. 145.
- 2.16. **Coulton M., Poole W. E.** Designing lumped elements into microwave amplifiers. — «Electronics», 1969, v. 42, № 8, р. 100—110.
- 2.17. **Воженин И. Н., Сергеев В. С.** Технология гибридных микросхем. М., «Сов. радио», 1973.
- 2.18. **Бондаренко О. Е., Букреев И. Н., Воженин И. Н., Кандыба П. Е., Коробов А. И.** Создание микросхем с пассивными RC-элементами. — В кн.: Микроэлектроника. Под ред. Ф. В. Лукина. М., «Сов. радио», Вып. 1, 1967.
- 2.19. **Готра З. Ю.** Тонкопленочные резисторы микросхем. Львов, «Камеяр», 1976.
- 2.20. **Колесов Л. М.** Введение в инженерную микроэлектронику. М., «Сов. радио», 1974.
- 2.21. **Гибридные интегральные схемы.** — «Радиоэлектроника в 1975 г.» М., НИИЭИР, 1976 (обзор по матер. иностр. печати, вып. IV).
- 2.22. **Кондрашов Н. М., Мятников Л. А., Федоров В. С.** Тонкопленочные интегральные схемы. — «Электрон. техника. Сер. 3. Микроэлектроника», 1972, вып. 6.
- 2.23. **Александрян И. Т., Бондаренко О. Е., Орлов Б. М., Бутузов С. С., Осипов В. И.** Получение и исследование толстых пленок меди. — В кн.: Сборник научных трудов по проблемам микроэлектроники. Сер. физ.-мат. Вып. 14. МИЭТ, 1973.

- 2.24. **Бондаренко О. Е., Орлов Б. М., Бутузов С. С., Осипов В. И.** Исследование адгезии толстых пленок меди. — В кн.: Сборник научных трудов по проблемам микроэлектроники. Сер. физ.-мат. Вып. 14. МИЭТ, 1973.
- 2.25. **Cohn S. V.** Slot line on a dielectric substrate. — «IEEE Trans.», 1969, v. MTT-17, № 10, p. 768—778.
- 2.26. **Нейман М. С.** Обобщение теории цепей на волновые системы. М., Госэнергоиздат, 1955.
- 2.27. **Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П.** Справочник по элементам волноводной техники. М., «Сов. радио», 1967.
- 2.28. **Wheeler H.** Transmission line properties of parallel strips separated by a dielectric sheet. — «IEEE Trans.», v. MTT-13, № 2, 1965.
- 2.29. **Atwood W., Stinehelfer H.** A multystub filter for microstrip line. — «IEEE Trans.», 1968, v. MTT-16, № 7, p. 477.
- 2.30. **Стиглиц М.** Формирование частотной характеристики связанных диэлектрических резонаторов. — «ТИИЭФ», 1973, т. 61, № 3, с. 169.
- 2.31. **Sugal B.** The binary varactor — a new microwave device. — «Microwave J.», 1970, May, p. 45.
- 2.32. **Варфоломеев И. Н., Дмитриев С. Д., Никонов В. П.** Оптимизация потерь в полосе прозрачности микрополосковых ППП с параллельно связанными полуволновыми резонаторами. — «Электронная техника. Сер. 11», 1975, вып. 1, с. 23—29.
- 2.33. **Коробовский С. Б., Шагеданов В. И.** Ферритовые циркуляторы и вентили. М., «Сов. радио», 1970.
- 2.34. **Колосов М. В., Перегонов С. А.** СВЧ генераторы и усилители на полупроводниковых приборах. М., «Сов. радио», 1974.
- 2.35. **Диодные генераторы, усилители и умножители СВЧ.** Конспект лекций. Под ред. Земцова Г. П. МАИ, 1976. Авт.: Н. С. Давыдова, Г. П. Земцов, В. К. Трепаков, В. Н. Шкаликов.
- 2.36. **Sobol H.** Application of integrated circuits technology to microwave frequencies. — «Proc. IEEE», 1971, v. 59, № 8, p. 1200.
- 2.37. **Chen-Chi Shine J., Schmidt Richard F.** Antennas for spaceborne microwave radiometers. — «Microelectronics», 1972, № 7, p. 44—49.
- 2.38. **Inexpensive phasers slash array costs.** — «Microwaves», 1974, v. 13, № 9, p. 36.
- 2.39. **Norman R. Landry, Hunter C. Goodrich.** Practical aspects of phase-shifter and driver design for a tactical multifunction phased-array radar system. — «IEEE Trans.», 1975, v. MTT-23, p. 307—309.
- 2.40. **Roy R., Lowenschuss O.** Chirp waveform generation using digital samples. — «IEEE Trans.», 1974, v. AES-10, № 1, p. 10—16.
- 2.41. **Dr. Frank Brand.** Phased arrays— H_0 hum. — «Microwave J.», 1974, v. 17, № 10, p. 14—22.
- 2.42. **Smith J. S., Hemerloy R. J.** Solid state RF technology for active airborne phased array radars. Wescon, 1974, paper 7/1.
- 2.43. **Alloy G. D., Talley H. S.** A theoretical study of the high-frequency performance of a Shottky-barrier field-effect transistor. — «IEEE Trans.», 1974, v. MTT-22, № 3, p. 183—189.
- 2.44. **Sorger G., Herrero J.** Design of a broad band RF and M/W sweep generator. — «Aviation Week», 1975, v. 102, № 20, p. 38—39.
- 2.45. **Бартон Д.** Радиолокационные системы. Пер. с англ. Под ред. К. Н. Трофимова. М., Воениздат, 1967.
- 2.46. **Cross S., Lliston J., Palmer.** Wideband solid-state transceiver module evaluation for radar application. — «Microwaves», 1974, v. 3, № 3, p. 32—39.
- 2.47. **Hamasaki S.** A wideband high gain transistor amplifier at L-band. — In.: «Sol. St. Circuits Conf. Dig.» 1967, p. 46—47.
- 2.48. **Aitchison C.** A simple diode parametric amplifier for use at S, C and X-band. — «Aviation Week», 1975, v. 102, № 21, p. 18.
- 2.49. **Rokinson A.** US pushes expanded ABM. Date base. — «Aviation Week», 1975, v. 102, № 21, p. 38—39.

- 2.50. **Russel M. Genet.** Avionics cost reduction through improved tests. — NAECON-74, New York, 1974, p. 534—538.
- 2.51. **Sanford G., Klein L.** Development and test of a conformal microstrip airborne phased array for use with the ATS-6 satellite. — In.: Intern Conf. antennas aircraft and spacecraft, 1975, p. 115—122.
- 2.52. **Blum S.** A low S-band solid state amplifier. — In.: Intern. IEEE/AP-S Sympos., Program and Dig. Atlanta, 1974, p. 293—294.
- 2.53. **Shneider M. V.** Microwave and millimeter wave hybrid integrated circuits for radio systems. — NAECON-74, New York, 1974, p. 197—207.
- 2.54. **Isaac M., Osterman L.** Multifunction microwave apertures concepts and potential. — NAECON-72, New York, 1972, p. 197—204.
- 2.55. **Iudd Blacs Dr.** Standardization of electronically scanned phased arrays. — «Microwave J.», 1974, v. 17, № 1, p. 36—39.
- 2.56. **Характеристики деятельности микроэлектронных фирм США.** М. ЦНИИ «Электроника», 1975.
- 2.57. **Courter R.** Phased array next for ECM. — «Microwaves», 1973, v. 12, № 10, p. 56—59.

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ МЭА

В настоящей главе рассматриваются особенности проектирования приемных устройств МЭА, а также приводятся основные сведения об элементной базе, методах цифровой обработки радиосигнала и о достижениях пьезоэлектроники, от которых зависит уровень микроминиатюризации приемной аппаратуры.

3.1. Основные особенности проектирования радиоприемных устройств МЭА

В основе проектирования радиоприемных устройств на микросхемах лежат общие принципы проектирования МЭА, которые были сформулированы в гл. 1. Однако эти принципы приобретают некоторые особенности, связанные со спецификой приемной аппаратуры.

Характерными чертами радиоприемных устройств являются аналоговый характер сигнала, его большой динамический диапазон (от долей микровольт до единиц вольт), большой частотный диапазон (от постоянного тока на выходе детектора до десятков гигагерц на входе приемника). Приемным устройствам свойственно большое число нерегулярных соединений, большое функциональное разнообразие узлов при их относительно небольшом общем числе.

К функциональным узлам (каскадам) предъявляются разнообразные требования, часто зависящие от типа сигнала. Могут быть заданы динамический диапазон, линейность амплитудной, фазовой и частотной характеристик, стабильность параметров, малое потребление и т. п. В некоторых узлах должна быть обеспечена прецизионность изготовления. Часто оказывается необходимым изменять параметры элементов в процессе регулировки аппаратуры, что нежелательно при микроэлектронном исполнении.

При проектировании каскадов радиоприемников необходим анализ взаимного расположения элементов для уменьшения паразитной связи между ними. При проектировании высокочастотных узлов приходится учитывать влияние паразитных емкостей и индуктивностей монтажа, включая их при расчете в состав узла.

Наконец, следует отметить, что непрерывное развитие микроэлектроники влияет на существующие способы проектирования аппаратуры.

Исходя из общих принципов проектирования МЭА можно представить последовательность проектирования радиоприемных устройств:

1. Уточнение технического задания и проектирование канала связи или системы связи в целом. Уточнение технического задания на радиоприемное устройство, входящее в эту систему связи.

2. Расчет радиоприемного устройства в целом, разработка его функциональной схемы.

3. Выбор степени интеграции.

4. Оценка возможности цифровой обработки сигнала.

5. Выбор элементной базы.

6. Разработка принципиальной схемы всего устройства, отдельных микросхем и микросборок.

7. Машинное моделирование узлов или устройства в целом.

Проектирование радиоприемных устройств МЭА базируется на методах теории передачи информации, теории сигналов и теории цепей. Роль этих методов возрастает, так как современные средства микроэлектроники позволяют осуществлять практически любые алгоритмы обработки информации. При этом разработчик аппаратуры освобождается от необходимости проектировать отдельные узлы. В то же время известные до сих пор прикладные методы проектирования приемных устройств в известной степени утрачивают свою значимость, особенно те из них, с помощью которых рассчитываются схемы на дискретных компонентах.

Рассмотрим особенности проектирования приемных устройств МЭА в предложенной последовательности.

Выбор структуры системы связи. При системном подходе к проектированию, учете требований микроэлектроники еще на этапе проектирования канала связи удастся использовать методы обработки сигнала, реализуемые при микроэлектронном исполнении. Используя методы системотехники, можно выбрать более оптимальную структуру всей системы в целом. Так, переход от амплитудной к частотной модуляции позволяет исключить вопросы обеспечения линейности и динамического диапазона каскадов. Применение цифровых методов модуляции облегчает применение цифровых методов обработки сигнала.

Разработка функциональной схемы. На этом этапе выполняются основные расчеты с применением методов микросхемотехники. Функциональная схема приемного устройства МЭА может разрабатываться в процессе проектирования структуры всей системы.

Выбор степени интеграции прибора — сложная комплексная задача (см. гл. 1). Следует отметить, что степень интеграции линейных ИС, а соответственно и приемных устройств на них при одинаковом уровне технологии всегда ниже степени интеграции цифровых ИС. Кроме того, при изготовлении линейных ИС чаще, чем цифровых, применяется гибридная технология. Эта технология позволяет более простыми средствами повысить рабочую частоту микросхемы. При отсутствии полупроводниковых микросхем высокого уровня интеграции только гибридная технология позволяет повысить уровень интеграции аппаратуры, используя в составе ГИС бескорпусные микросхемы малого уровня интеграции. Наконец,

гибридная технология принципиально необходима для избирательных цепей СВЧ узлов.

Аппаратура III поколения изготавливается на основе корпусных монолитных или гибридных ИС малого уровня интеграции. Несмотря на низкий уровень интеграции таких устройств они могут удовлетворять многим необходимым требованиям, предъявляемым к современной аппаратуре. Наряду с высокой надежностью (результат применения микросхем) эта аппаратура обладает такими достоинствами, как возможность изготовления ее на предприятиях без специального микроэлектронного технологического оснащения.

По пути создания и изготовления радиоприемной аппаратуры III поколения идут разработчики вещательной, связной и некоторой специальной стационарной или возимой аппаратуры, которая не должна иметь предельно малые габариты. Более того, в случае необходимости ручного управления и отображения информации удобство работы операторов вынуждает увеличивать габариты корпуса такой аппаратуры для размещения на нем ручек управления и индикаторов.

Радиоприемная аппаратура IV поколения выполняется на микросхемах повышенной (2—3) степени интеграции. Варианты исполнения такой аппаратуры приведены в гл. 1.

Приемное устройство для прибора большой серийности может быть выполнено целиком на 1—2 монолитных специализированных микросхемах.

Цифровая обработка сигнала. Введение цифровых цепей в приемное устройство [3.5] стало возможным только после того, как в результате микроминиатюризации габариты, потребление и надежность таких цепей приблизились к аналогичным показателям радиоприемных устройств.

На цифровых ИС можно реализовать любой алгоритм обработки сигнала, осуществляемый в трактах приемных устройств. Более того, оказываются выполнимыми любые сложные схемы оптимального приема радиосигналов, встречавшие затруднение при реализации на линейной технике. Достоинствами цифровых устройств обработки сигнала также являются возможность неограниченно долгого хранения запомненных сигналов, отсутствие ошибок, параметрических уходов при функционировании, легкая возможность адаптации (изменения параметров устройств под влиянием принятого сигнала или по команде), высокая технологичность в производстве, отсутствие каких-либо регулировок в процессе изготовления, большие перспективы дальнейшей микроминиатюризации.

На цифровых ИС могут выполняться делители частоты (например, в гетеродинах), цепи стробирования, задержки, частотные фазовые детекторы, модуляторы, смесители частоты, синтезаторы частоты, цифровые АРУ, блоки ФАП, ЧАП, согласованные и полосовые фильтры, всевозможные схемы управления и автоматики.

При этом возможны два способа обработки радиосигналов. При первом, синхронном, из радиосигнала берутся выборки, которые

переводятся в код и далее обрабатываются по заданной программе. Этот способ наиболее универсален и не имеет ограничений в реализуемом алгоритме, но применим только при сигналах, имеющих частоту на 2 и более порядков ниже предельной частоты работы цифровых ИС. Кроме того, этот способ сложен функционально.

Для систем, в которых информация заложена в фазе сигнала, применим асинхронный способ цифровой обработки. Усиленный и ограниченный сигнал поступает непосредственно на вход логического узла; для работы узла используется рассогласование между фронтом ограниченного радиосигнала и тактовой частотой. Такие способы обработки просты аппаратурно и позволяют с успехом реализовывать многие из функций радиоприемных устройств.

Элементная база приемных микрорезонансных устройств состоит из активных компонентов (бескорпусных диодов и транзисторов), бескорпусных или корпусных монокристаллических и гибридных ИС разного уровня интеграции, цифровых ИС, пассивных компонентов (индуктивных микрокатушек, микроконтуров, навесных конденсаторов и резисторов, совместимых с гибридной технологией, напыленных на подложки конденсаторов, резисторов, спиральных катушек, соединительных полосковых проводников, микрополосковых фильтров, элементов пьезоэлектроники, элементов индикации и настройки и т. п.).

Выбор элементной базы определяется требованиями к приемному устройству, заданным уровнем интеграции, технологической оснащенностью предприятия, рабочим диапазоном частот.

СВЧ микроэлектронике, в частности СВЧ узлам приемных устройств, посвящена гл. 2. Линейным полупроводниковым ИС ввиду их определяющего влияния на уровень интеграции приборов [3.4] посвящен § 3.4. Здесь лишь отметим, что по числу одновременно выполняемых функций различают универсальные и специализированные полупроводниковые линейные интегральные схемы (ЛИС). Первые — это микросхемы малого и среднего уровня интеграции, которые могут быть использованы практически во всех узлах приемных устройств. Вторые — это ИС среднего и большого уровня интеграции, выполняющие обычно функции нескольких универсальных ЛИС и имеющие конкретное функциональное назначение в тракте радиоприемного устройства.

Кроме этого, различают ЛИС общего применения, выпускаемые серийно специализированными предприятиями для нужд всей промышленности, и частного применения, выпускаемые обычно предприятием-разработчиком приборов для применения в конкретном приборе или ограниченном числе приборов. Последние могут выпускаться либо в ограниченном количестве, либо так же серийно. При большой степени интеграции специализированная ЛИС может превратиться в схему частного применения (например, микросхема для радиоприемника на одном кристалле [3.6]).

Важной частью приемных устройств являются избирательные цепи. В приемниках I, II поколений резонансные LC-контуров или

фильтры, использовавшиеся для этой цели, выполняли две функции. Во-первых, они осуществляли частотную избирательность, во-вторых, с их помощью компенсировали паразитные емкости монтажа и усилительных элементов для получения максимального усиления.

Первая функция в микроэлектронных приемных устройствах с успехом выполняется в настоящее время активными фильтрами [3.3], которые на операционных усилителях (ОУ) сравнительно легко реализуются на частоты от единиц килогерц до мегагерц (на высокочастотных ОУ), с добротностями от единиц до нескольких сотен. Большие добротности и большие стабильности характеристик получают на пьезокерамических, монокристаллических кварцевых фильтрах, фильтрах поверхностных акустических волн (ПАВ).

Широкое распространение до сих пор имеют и обычные LC-фильтры на миниатюрных карбонильных кольцах и спиральных печатных катушках.

Для выполнения второй функции современных универсальных методов в микроэлектронике пока не существует. (Хотя стоит отметить, что с применением монокристаллических бескорпусных микросхем и гибридной технологии величины паразитных элементов в цепях существенно уменьшились.) Поэтому до относительно невысоких частот порядка десятка мегагерц усилители строят без компенсации паразитных емкостей, на более высоких частотах применяют микрокатушки, на частотах 0,5... 1 ГГц и выше функции избирательности и согласования успешно выполняются сосредоточенными пленочными элементами или микрополосковыми линиями.

Разработка принципиальной схемы предполагает расчет всех конкретных узлов и элементов радиоприемного устройства на основе функциональной схемы с учетом элементной базы. Для приемных устройств I, II, а отчасти и III поколений решение этой трудоемкой задачи приведено во многих монографиях. Расчет узлов приемной аппаратуры I, II поколений до сих пор является весьма трудоемким, в значительной степени используются предыдущий опыт разработчиков, результаты макетирования. Это связано с необходимостью для каждого приемного устройства проектировать все каскады в условиях разброса параметров активных компонентов и низкой воспроизводимости паразитных параметров при навесном монтаже. Большое количество трудно учитываемых факторов делает практически невозможным применение машинного проектирования.

Появление микросхем повышенного уровня интеграции, наличие тщательно составленных инструкций, хорошо подобранной системы параметров на микросхемы, а также применение методов микросхемотехники избавляет разработчика от расчета отдельных каскадов и даже крупных функциональных узлов. Печатные и тем более тонкопленочные коммутационные платы минимизируют паразитные параметры, делают их стабильными и воспроизводимыми. Уменьшению паразитной связи способствует планарная конструкция микросборок, уменьшение габаритов компонентов, уменьшение числа точечных изделий. Для аппаратуры повышенной степени интегра-

ции на корпусных микросхемах с применением активных фильтров или пьезоэлементов разработка принципиальной схемы облегчается, а сама принципиальная схема по сложности становится близка к функциональной.

Характерной для микроэлектроники тенденцией является замена макетирования узлов и всего устройства моделированием на ЭВМ. Это обусловлено трудоемкостью изготовления опытного образца устройства МЭА и трудностью внесения изменений в него. С другой стороны, такое моделирование позволяет существенно сократить время и расходы на разработку устройства.

В заключение остановимся на некоторых перспективах развития микроэлектронных приемных устройств.

Несмотря на успешное развитие микросхемотехники цифровых устройств и внедрение их в приемные устройства следует отметить, что не всегда это внедрение целесообразно. Из-за своей специфики все существующие и разрабатываемые цифровые устройства обладают меньшей предельной частотой, чем линейные, а порог их срабатывания намного выше чувствительности линейных устройств. Поэтому за линейными устройствами останутся функции приема, усиления и гетеродинирования сигнала. Кроме того, с ростом рабочей частоты возрастает роль цепей паразитной связи, что затрудняет проектирование и линейных, и цифровых узлов. Однако трудности во втором случае на порядок выше из-за большей функциональной сложности цифровых устройств [3.7].

Успехи функциональной электроники, в частности опто- и пьезоэлектроники, открывают новые перспективы для развития линейной техники. Создание на этой базе не только избирательных цепей, но и стабильных генераторов, линий задержки, фазовых, амплитудных, частотных детекторов и модуляторов, согласованных фильтров радиосигналов — и все это в диапазоне от единиц килогерц до гигагерц — представляет линейной приемной технике новые возможности функционального улучшения приборов и дальнейшей миниатюризации.

Поэтому приемные устройства следующих поколений интеграции будет представлять собой результат совместного применения аналоговых, цифровых и функциональных схем высокой степени интеграции и функциональной сложности. Доля тех или иных способов обработки сигнала будет в первую очередь определяться задачами, поставленными перед приемным устройством.

3.2. Интегральные пьезоэлектрические фильтры

Задача частотной избирательности — одна из основных задач, решаемых приемным устройством. Общеизвестны ограничения и недостатки средств частотной избирательности, основанных на применении LC -контуров, обычных кварцевых фильтров: большие габариты, высокая стоимость, трудность или невозможность совме-

ния с микроэлектронными схемами и неизбежные противоречия между электрическими и конструктивными параметрами.

Кратко рассмотрим основные характеристики интегральных пьезоэлектрических фильтров (ИПФ) и кварцевых генераторов (ИКГ), которые в значительной степени лишены указанных недостатков и противоречий и поэтому представляют большой интерес для разработчиков. В настоящее время разрабатываются интегральные пьезоэлектронные устройства, объединяющие в одном корпусе пьезовибраторы и электрические цепи, служащие для компенсации потерь, согласования с входными и выходными цепями. Электрическая схема в таких устройствах выполняется приемами микроэлектронной технологии и располагается в одном корпусе с пьезовибратором либо на отдельной пассивной подложке, либо на самом пьезовибраторе [3.8]. В последнем случае пьезовибратор может играть роль активной пьезоподложки. Наряду с известными электрическими процессами в пьезоэлектронных устройствах могут использоваться другие физические явления, характерные для твердых тел.

Основным элементом, обеспечивающим необходимые функциональные свойства пьезоэлектронных устройств, их стабильность и надежность, является пьезовибратор, т. е. электромеханическая резонансная система, выполненная на основе различных пьезоэлектрических кристаллов, наиболее распространенными из которых являются пьезокварц, ниобат и танталат лития, а также керамические пьезоэлектрики: титанат цирконат свинца, титанат бария и много других.

Так как возможности размещения электрической схемы на пьезовибраторе весьма ограничены, а параметры пьезовибратора критичны к влиянию различных конструктивных и технологических факторов (по крайней мере для устройств на объемных волнах), то при разработке и конструировании интегральных пьезоэлектронных устройств необходимо выполнять следующие требования:

- электрическая схема устройства должна быть предельно проста;

- конденсаторы и индуктивные катушки, микроэлектронное исполнение которых затруднено, в схеме должны отсутствовать или их число должно быть минимальным;

- конструкция по возможности не должна содержать клеевых соединений, выделяющих органические или неорганические частицы в процессе эксплуатации устройства;

- в случае размещения пленочных элементов схемы на пьезокристалле следует учитывать как требования к энергетическому режиму микросхемы, так и возможное влияние на параметры пьезовибратора.

В зависимости от типов колебаний пьезовибраторы подразделяют на пьезовибраторы объемных упругих волн, в объеме которых из-за пьезоэффекта возбуждаются изгибные, продольные, крутильные или сдвиговые колебания, и пьезовибраторы поверхностных акустических волн, где колебания сосредоточены вблизи одной из его по-

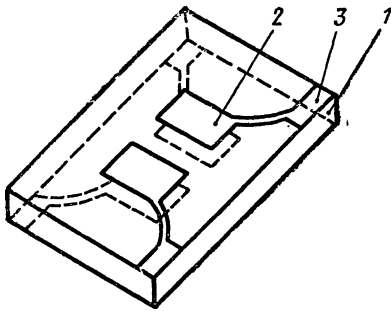


Рис. 3.1. Конструкция интегрального пьезофильтра на объемных волнах:
1 — пластина пьезокристалла; 2 — электрод; 3 — контактная площадка.

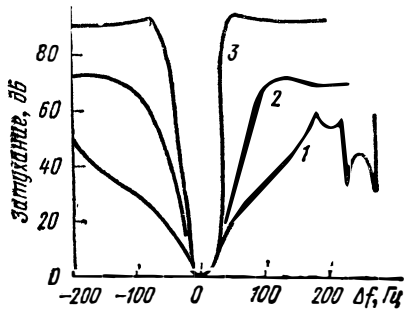


Рис. 3.2. Амплитудно-частотные характеристики ИПФ:
1, 2, 3 — соответственно двух-, четырех-, шести-резонаторные фильтры.

верхностей. В соответствии с типом пьезовибратора пьезоэлектронные устройства подразделяются на два класса: устройства на объемных волнах; устройства на поверхностных акустических волнах.

Интегральные пьезофильтры на объемных волнах основаны на использовании «захвата энергии» в пластине кварца или керамики, т. е. на использовании объемных колебаний сдвига пластины по толщине при преобразовании электрической энергии в механическую и обратно. Такие ИПФ были созданы в 60-х годах и в настоящее время нашли широкое применение в приемных устройствах. Объем и масса этих ИПФ, являющихся устройствами функциональной микроэлектроники, более чем в 100 раз меньше, а стоимость более чем в три раза ниже, чем у обычных фильтров с пьезоэлектрическими резонаторами [3.12—3.14]. Конструктивно ИПФ выполнен в виде пластины пьезокристалла с нанесенными на ней с обеих сторон электродами и контактными площадками (рис. 3.1). Амплитуда механических колебаний максимальна в подэлектродной области и затухает экспоненциально вне ее. Это позволяет разместить на одной пластине несколько резонаторов и использовать акустическую связь для создания необходимого коэффициента связи между ними. Упрощенная эквивалентная схема ИПФ, изображенного на рис. 3.1, представляет собой два связанных колебательных контура.

Зависимость резонансной частоты [МГц] от конструктивных параметров определяется соотношением

$$f_0 = k_M/h,$$

где h — толщина пластины, мм; k_M — физическая константа, для кварца $k_M \approx 1660$, для керамики $k_M \approx 1000$ Гц·мм.

Верхний предел рабочей частоты определяется минимальной толщиной пластины, приемлемой для производства, а нижний — допустимыми размерами, совместимыми с размерами ИС. Диапазон рабочих частот составляет 3...30 МГц, на гармониках — до 250 МГц.

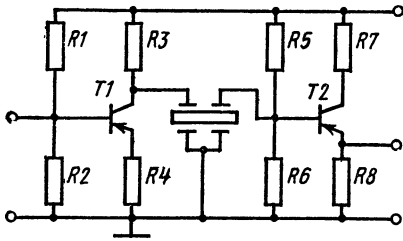


Рис. 3.3. ГИС ИПФ с развязывающими каскадами.

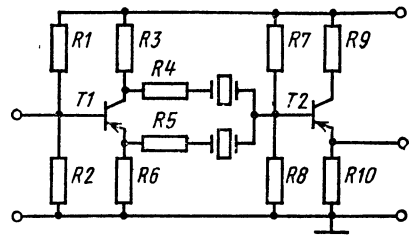


Рис. 3.4. ГИС двух-резонаторного ИПФ на фазорасщепителе — транзисторе.

Для кварцевых ИПФ характерна высокая добротность ($10^3 \dots 10^4$). Добротность керамических ИПФ на порядок ниже. Стабильность кварцевых ИПФ $5 \cdot 10^{-7} 1/^\circ\text{C}$, керамических — $10^{-5} 1/^\circ\text{C}$.

Полоса пропускания и внеполосное затухание зависит от числа резонаторов на пластине (рис. 3.2). Простые комбинации электродов на поверхности пьезоподложки, подбор связи между резонаторами позволяют реализовывать самые различные амплитудно-частотные характеристики, например, Чебышевские, Кауэра и др.

Для упрощения настройки ИПФ и облегчения согласования с электрическими цепями, в которых ИПФ должны использоваться, разработчики фильтров идут по пути создания частотно-избирательных микросхем. Простейший вариант такой ГИС с ИПФ показан на рис. 3.3.

Полосовая характеристика ИПФ может быть реализована с помощью не только акустического связывания резонаторов, как это делается в монолитных фильтрах, но и применения фазорасщепителя на активном элементе (фазиинверторного каскада) с включением резонаторов в противофазные плечи (рис. 3.4). При этом резонаторы могут быть выполнены как в виде отдельных пьезовибраторов, так и в виде акустически несвязанных резонаторов на одной пьезоподложке. Такие ИПФ можно проектировать, начиная с частот около 10 кГц и выше.

Интегральные пьезофильтры на поверхностных волнах. Проводимые в последние годы интенсивные исследования в области ВЧ и СВЧ акустики привели к созданию новых функциональных микроэлектронных компонентов, работающих с использованием поверхностных акустических волн (ПАВ) [3.15, 3.16]. Хотя особенности этих волн известны давно, однако применять их в микроэлектронике стали недавно.

С точки зрения применения в радиоэлектронных устройствах ИПФ на ПАВ имеют преимущества перед обычными LC-фильтрами. Одна из причин этого состоит в меньшей, чем у электромагнитных волн, скорости распространения ПАВ. Поэтому объем резонатора для ПАВ примерно в 10^5 раз меньше объема резонатора для электромагнитных волн той же частоты. Это позволяет создавать сверхми-

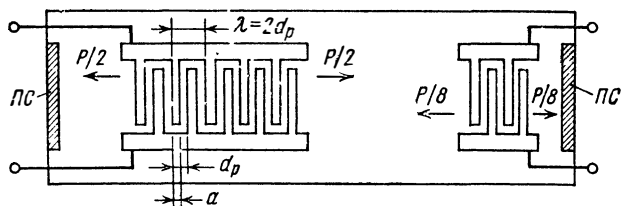


Рис. 3.5. Интегральный пьезофильтр на поверхностных акустических волнах.

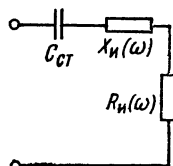


Рис. 3.6. Эквивалентная схема ИПФ на ПАВ.

ниатюрные фильтры и другие компоненты, работающие в диапазонах ВЧ и СВЧ.

Для возбуждения и приема ПАВ нашли широкое применение встречно-штыревые преобразователи гребенчатого типа, изготавливаемые методом тонкопленочной технологии (рис. 3.5). Рассмотрим некоторые соотношения, связывающие геометрические и электрические характеристики преобразователей [3.16].

При подаче на вход сигнала частоты f на поверхности пьезоэлектрика создается пространственно-периодическая система деформаций. При равенстве длины волны ПАВ двум периодам решетки ($2d_p$) происходит резонанс, синфазное сложение упругих колебаний. Это явление, составляющее физическую основу устройств на ПАВ, получило название акустического синхронизма. Резонансная частота преобразователя равна

$$f_0 = v/2 d_p,$$

где v — скорость ПАВ, м/с (для пьезокварца, ниобата лития $v \approx (3...4) \cdot 10^3$ м/с); d_p — период решетки, м.

Отсюда видно, что верхняя граничная частота ПАВ определяется выбранным материалом пьезокристалла, а главное, разрешающей способностью получения зазора (a) между электродами преобразователя. В настоящее время пленочная технология позволяет изготавливать преобразователи на частоты до нескольких гигагерц.

Нижняя частота работы преобразователей определяется ограничениями, накладываемыми на размер площади, занимаемой преобразователем, и равна единицам мегагерц.

Рассмотрим эквивалентную схему преобразователя (рис. 3.6). Активное и реактивное сопротивления излучения $R_n(\omega)$, $X_n(\omega)$, статическая емкость $C_{ст}$ равны

$$R_n(\omega) \simeq 4 k_m^2 / \pi \omega_0 C_1 (\sin x/x)^2 = R_n (\sin x/x)^2,$$

$$X_n(\omega) \simeq R_n (\sin 2x - 2x) / 2x^2, \quad C_{ст} = N_s C_1,$$

где N_s — число пар электродов преобразователя; k_m — коэффициент электромеханической связи пьезокристалла; C_1 — емкость одной пары электродов; $x = N_s \pi (\omega - \omega_0) / \omega_0$ — относительная расстройка.

Для согласования входного (выходного) преобразователей с нагрузкой необходимо выполнение условия

$$Z(\omega) = Z_n^*(\omega),$$

где $Z(\omega) = R_n(\omega) + i[X_n(\omega) - 1/\omega C_{ст}]$ — входное комплексное сопротивление преобразователя; $Z_n(\omega) = R_n(\omega) + iX_n(\omega)$ — комплексное сопротивление нагрузки.

В простейшем случае для компенсации емкостного сопротивления преобразователя на его входе создают индуктивность; получается колебательный контур, настроенный на центральную частоту фильтра. Для согласования активных составляющих подбирают коэффициент трансформации контура или обеспечивают необходимое значение R_n . Сопротивление излучения R_n зависит от длины электрода L_a . Например, для того чтобы $R_n = 50$ Ом (подключение к 50-омному кабелю), относительная длина электродов должна быть равна: для пьезокварца $L_a/\lambda = 53$, для ниобата лития $L_a/\lambda = 108$.

При большом числе N_a частотная характеристика равномерной решетки имеет вид $\sin x/x$. В соответствии с приведенным выражением для расстройки x полоса частот преобразователя по уровню 0,5 равна f_0/N_a , добротность (акустическая) равна $Q_a = N_a$.

Современная технология позволяет получить добротности порядка нескольких тысяч. Сложность создания узкополосных фильтров связана с наличием боковых лепестков частотной характеристики простой равномерной решетки, из-за которых внеполосное затухание фильтра может быть недостаточным. Для уменьшения боковых лепестков применяют аподизацию (неравномерное перекрытие электродов) или неэквилидистантную расстановку электродов.

При малом числе пар электродов N_a добротность преобразователя (электрическая добротность) согласно эквивалентной схеме равна $Q_{эл} = \pi/4 k_m^2 N_a$. Условием получения наименьших потерь преобразования в широкой полосе частот является равенство $Q_a = Q_{эл}$. В соответствии с этим равенством для каждого пьезоэлектрического материала существует оптимальное число пар электродов

$$N_{a0} = \sqrt{\pi/4 k_m^2},$$

при котором высокая эффективность преобразования сохраняется в полосе частот

$$\Delta f_0/f_0 = 1/N_{a0} = \sqrt{4k_m^2/\pi}.$$

Это соотношение характеризует относительную широкополосность материалов. Для пьезокварца $\Delta f_0/f_0 = 5\%$, для ниобата лития $\Delta f_0/f_0 = 24\%$.

Минимальные потери фильтра (в согласованном режиме) с двумя преобразователями составляют 6 дБ. Это объясняется тем, что входной преобразователь излучает в обе стороны, и до выходного пре-

образователя доходит половина мощности. Выходной преобразователь половину принятой мощности преобразует в электрический сигнал, остальная часть переизлучается. За счет повторных переизлучений возникают сдвинутые по времени ложные сигналы, колебания частотной характеристики. Для уменьшения отражений от краев кристалла на них наносят поглощающий слой (ПС на рис. 3.5).

К указанным потерям добавляются потери на поглощение и рассеяние при распространении ПАВ. Эти потери малы и не превышают 0,1 дБ/см на частоте 100 МГц.

Как было отмечено, равномерная решетка имеет частотную характеристику вида $\sin x/x$. Если же закон перекрытия электродов решетки сделать соответствующим усеченной функции $\sin x/x$, получится полосовой фильтр с частотной характеристикой, близкой к прямоугольной (рис. 3.7) [3.16].

Применяя аподизацию, неэквидистантную расстановку электродов, преобразователей, используя несколько преобразователей, имеющих разные характеристики, можно получить самые разнообразные амплитудно-частотные характеристики фильтров, полосовых, режекторных, гребенчатых, дисперсионных и согласованных.

Поскольку в ИПФ на ПАВ активной средой является поверхностный слой пьезокристалла, то в этих фильтрах намного проще, чем в ИПФ на объемных волнах, объединить электрические схемы с пьезовибратором, т. е. с собственно фильтром. Цепи развязки, согласования и компенсации потерь могут быть размещены на краях пьезокристалла и отделены от его активной части поглощающим покрытием. Таким образом могут быть созданы универсальные в смысле совместимости с другими цепями частотно-избирательные ГИС, что явится шагом к дальнейшей микроминиатюризации приемных устройств, автоматизации их проектирования.

В табл. 3.1 приведены ориентировочные значения основных электрических параметров ИПФ.

Таблица 3.1

Наименование параметра	Значение параметра		
	Кварцевые ИПФ на объемных волнах		ИПФ на ПАВ
	с захватом энергии	с фазорас- щепителем	
Диапазон рабочих частот, МГц	3...150	0,01...150	5...200
Относительная ширина полосы пропускания, %	0,005...0,25	0,005...0,25	0,5...40
Коэффициент прямоугольности АЧХ	1,5...3	1,5...3	2...3
Затухание вне полосы пропускания, дБ	30...80	30...80	20...60
Вносимые потери в полосе пропускания, дБ	1,5...6	1,5...6	6...12

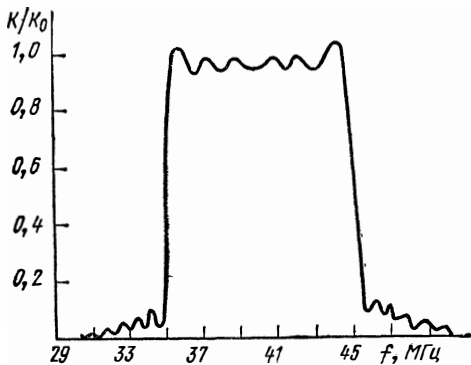


Рис. 3.7. Амплитудно-частотная характеристика полосового ИПФ на ПАВ.

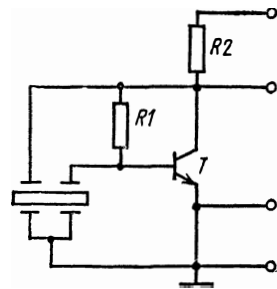


Рис. 3.8. Простейший вариант ГИС интегрального кварцевого генератора с пьезотрансформатором.

Интегральные кварцевые генераторы. Разработка ИКГ основана на возможности расположения пленочных элементов схемы на участках пьезоэлемента, свободных от электродного покрытия. В низкочастотных ИКГ (до 800 кГц) целесообразно использование цельнокристаллической подложки, на которую наносятся только пленочные элементы схемы. Дискретные элементы схемы, если они имеются, при этом располагаются на вспомогательных частях конструкции генератора. Высокочастотные ИКГ конструируются с использованием пьезовибраторов на основе захвата энергии.

Для современных ИКГ получила распространение схема Кэди с пьезотрансформатором (рис. 3.8) [3.11], отличающаяся высокой надежностью из-за минимального числа элементов и отсутствия в ней конденсаторов и индуктивных катушек. Необходимые фазовые соотношения в такой схеме выполняются за счет самого кварцевого вибратора.

Стабильность частоты ИКГ практически полностью определяется стабильностью примененного кварцевого вибратора. В настоящее время могут быть разработаны и изготовлены ИКГ со следующими характеристиками: диапазон рабочих частот 40... 800 кГц, 2 ... 60 МГц; напряжение источника питания 3... 7 В; амплитуда выходного синусоидального напряжения 0,002...0,3 В; интервал рабочих температур — 50... + 80° С; температурный коэффициент частоты не более $(0,8...1,0) \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$; изменение частоты при изменении напряжения питания на $\pm 10\%$ не более $\pm 0,5 \cdot 10^{-6}$; габаритные размеры 4,5 × 14 × 19 мм; масса 4...6,5 г;

На основе базовых конструкций ИКГ можно создавать ИКГ с перестройкой частоты, дублированные ИКГ, ИКГ разностной частоты, ИКГ повышенной стабильности с термокомпенсацией [3.9.3.10].

3.3. Интегральные цифровые фильтры

Практическая реализация компактных, экономичных цифровых фильтров (ЦФ), работающих в реальном масштабе времени, стала в настоящее время возможной благодаря достижениям микроэлектроники, в частности, разработке цифровых БИС. Возможность использования ЦФ является важной особенностью проектирования микроэлектронных приемных устройств.

Основы теории и методы расчета линейных дискретных, в том числе цифровых, систем достаточно известны [3.17]. Здесь на примере цифрового избирательного фильтра (рис. 3.9) рассмотрим вопросы расчета и проектирования таких фильтров. Аналоговый фильтр на входе такого ЦФ ограничивает полосу частот сигнала и шума. В аналого-цифровом преобразователе (АЦП) в моменты времени $\tau = nT_d$ (T_d — период дискретизации) значения входной функции $x(nT_d)$ преобразуются в двоичные кодовые слова. В цифровом вычислителе (ЦВ) эти кодовые слова обрабатываются в соответствии с заданным алгоритмом. С выхода вычислителя коды подаются на последующие устройства обработки либо в цифровой, либо в аналоговой форме. Для преобразования в аналоговую форму служит цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) и выходной фильтр, восстанавливающий сигнал из выборок.

Цифровые (дискретные) фильтры описываются разностными уравнениями и z -преобразованиями, а аналоговые фильтры — дифференциальными уравнениями и преобразованием Лапласа (табл. 3.2). Линейные разностные уравнения, временная свертка, дискретное преобразование Фурье лежат в основе трех основных алгоритмов, используемых при расчете и проектировании линейных цифровых фильтров. Эти алгоритмы определяют состав БИС для их построения.

В соответствии с разностным уравнением при вычислении в цифровом фильтре значений выходной функции $y(nT_d)$ используются не только значения входной функции $x(nT_d)$, но и предыдущие значения выходной функции. Такие фильтры называются рекурсивными.

Выражение для разностного уравнения, данное в табл. 3.2, реализуется в рекурсивном фильтре (рис. 3.10, а), где z^{-1} — задержка на период дискретизации T_d . Штрихом обозначены источники ошибок фильтра, о которых будет сказано далее. Рекурсивный фильтр любого порядка может быть получен последовательным или (и) параллельным соединением фильтров второго порядка. Фильтры

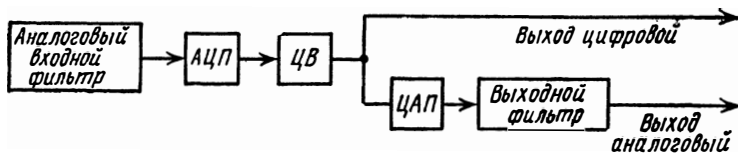


Рис. 3.9. Схема построения цифрового избирательного фильтра.

Таблица 3.2

Основные уравнения	
для аналоговых систем	для цифровых систем
1. Дифференциальное уравнение	1. Разностное уравнение
$y(\tau) = \sum_{k=0}^N P_k \frac{d^k x}{d\tau^k} = \sum_{k=1}^M Q_k \frac{d^k y}{d\tau^k}$	$y(nT_{\Pi}) = \sum_{k=0}^N A_k x(nT_{\Pi} - kT_{\Pi}) - \sum_{k=1}^M B_k y(nT_{\Pi} - kT_{\Pi})$
2. Интеграл свертки	2. Временная свертка
$y(\tau) = \int_0^{\infty} x(\tau - \lambda) h(\lambda) d\lambda$	$y(nT_{\Pi}) = \sum_{k=0}^{\infty} x(nT_{\Pi} - kT_{\Pi}) h(kT_{\Pi})$
3. Ряд Фурье	3. Дискретное преобразование Фурье
$x(\tau) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(k\Lambda) e^{ik\Lambda\tau}$	$x(nT_{\Pi}) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k\Lambda) e^{ik\Lambda nT_{\Pi}}$
$X(k\Lambda) = \frac{2}{T_{\Pi}} \int_0^{T_{\Pi}/2} x(\tau) e^{-ik\Lambda\tau} d\tau,$	$X(k\Lambda) = \sum_{n=0}^{N-1} x(nT_{\Pi}) e^{-ik\Lambda nT_{\Pi}}$
где T_{Π} — период повторения сигнала	где N — число отсчетов сигнала
4. s -преобразование Лапласа	4. z -преобразование
$F(s) = \int_0^{\infty} f(\tau) e^{-s\tau} d\tau,$	$F(z) = \sum_{n=0}^{\infty} f(nT_{\Pi}) z^{-n},$
$f(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{c-i\infty}^{c+i\infty} F(s) e^{s\tau} ds$	$f(nT_{\Pi}) = \frac{1}{2\pi i} \oint F(z) z^{n-1} dz$
5. Передаточная функция	5. Передаточная функция
$H(s) = \sum_{k=0}^N P_k s^k \Big/ \sum_{k=0}^M Q_k s^k$	$H(z) = \sum_{k=0}^N A_k z^{-k} \Big/ \left(1 + \sum_{k=0}^M B_k z^{-k} \right)$
6. Частотная характеристика	6. Частотная характеристика
$H(\omega) = H(s) \Big _{s=i\omega}$	$H^*(\omega) = H(z) \Big _{z=e^{i\omega T_{\Pi}}} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} H\left(\omega - n \frac{2\pi}{T_{\Pi}}\right)$

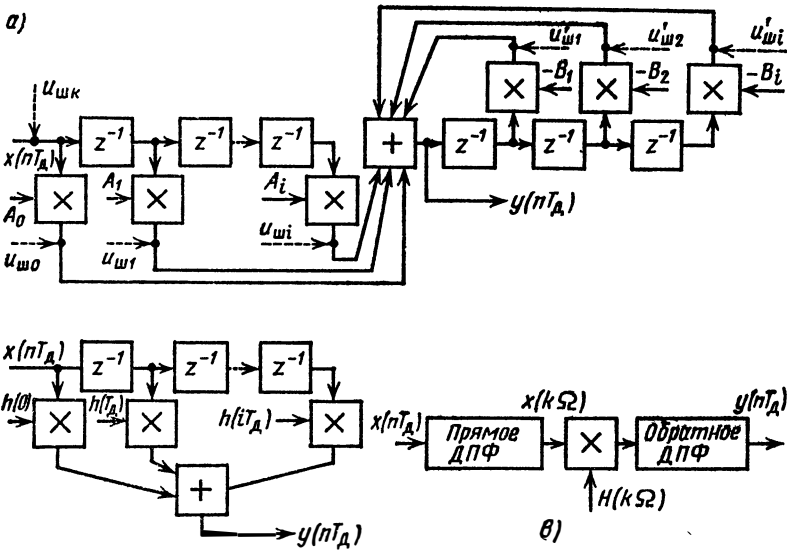


Рис. 3.10. Структуры цифровых фильтров:

а — рекурсивного; б — нерекурсивного; в — фильтра с дискретным преобразованием Фурье.

второго порядка являются базовыми модулями рекурсивных фильтров на БИС.

В соответствии с выражением для временной свертки фильтр осуществляет взвешенное суммирование настоящего и предыдущих значений входной функции. Такие фильтры называются нерекурсивными сверточными (рис. 3.10, б). Веса определяются заданной импульсной характеристикой цифрового фильтра $h(nT_d)$.

В соответствии с алгоритмом, основанным на дискретном преобразовании Фурье (ДПФ), вычисляется это преобразование для входного сигнала. Далее значения дискретного преобразования Фурье $X(k\Omega)$ умножаются на значения заданной частотной характеристики фильтра $H(k\Omega)$ и вычисляется обратное дискретное преобразование Фурье $X(k\Omega)H(k\Omega)$ (рис. 3.10, в):

$$y(nT_d) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k\Omega) H(k\Omega) e^{ik\Omega nT_d}.$$

При практической реализации этого алгоритма целесообразно применять быстрое преобразование Фурье (БПФ), требующее значительно меньшего количества вычислительных операций, чем ДПФ.

Алгоритмы свертки и ДПФ (БПФ) можно использовать при синтезе цифровых фильтров с конечной длительностью импульсной характеристики, в частности, цифровых оптимальных и квазиоптимальных согласованных фильтров. Алгоритм БПФ требует меньше вычислений, чем алгоритм свертки. Реализация БПФ усложняет-

ся необходимостью иметь большой объем оперативной памяти для хранения выборочных значений входного сигнала.

В соответствии с приведенными алгоритмами и структурными схемами ЦВ рекурсивного фильтра может представлять сборку из модулей, каждый из которых содержит две БИС: БИС цифрового умножителя и БИС цифрового сумматора с регистрами задержки. При большей степени интеграции каждый модуль может быть выполнен на одной БИС. Нарастивание таких модулей позволяет получить требуемые характеристики рекурсивного фильтра. На этой основе реализуются и ЦВ сверточных фильтров.

Фильтры с использованием БПФ должны быть дополнены БИС ОЗУ и БИС умножения комплексных чисел.

Чтобы представить связь числа вентилях БИС, быстродействия их элементов с заданными параметрами ЦФ, рассмотрим пример проектирования резонансного цифрового фильтра. Аналоговым прототипом ЦФ будем считать фильтр с передаточной функцией

$$K(s) = s / (s^2 + d\omega_0 s + \omega_0^2).$$

Для фильтра в виде колебательного LC-контура

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}, \quad d = 1/Q = 2\Delta\omega_p/\omega_0,$$

где ω_0 , d , Q , $2\Delta\omega_p/\omega_0$ — собственная частота, затухание, добротность, относительная полоса пропускания (по уровню 0,7) контура.

Используя метод инвариантности импульсной характеристики, находим передаточную функцию цифрового резонансного фильтра:

$$H(z) = (1 - az^{-1}) / (1 - bz^{-1} + cz^{-2}).$$

При большой добротности фильтра ($Q \gg 1$) коэффициенты такого фильтра равны

$$a = e^{-\alpha T_d} \cos \omega_0 T_d; \quad b = 2a; \quad c = e^{-2\alpha T_d},$$

где $\alpha = \omega_0/2 Q$.

Передаточную функцию этого вида легко реализовать с помощью резонансного фильтра, структурная схема которого приведена на рис. 3.11. Использовать нерекурсивный фильтр нецелесообразно, так как при большой добротности потребовалось бы учесть большое число весовых коэффициентов, а следовательно, и большее число вентилях БИС.

Для наглядности рассмотрим частный случай: $\omega_d = 4\omega_0$. Передаточная функция принимает вид $H(z) = 1 / (1 + cz^{-2})$. Структурная схема этого фильтра приведена на рис. 3.11, б. Как уже отмечалось, он может быть выполнен на одной-двух БИС. Частотная характеристика резонансного фильтра определяется выражением (рис. 3.12)

$$|H(j\omega)| = |H(z)_{z=e^{j\omega T_d}}| = 1/\sqrt{1 + 2c \cos 2\omega T_d + c^2}.$$

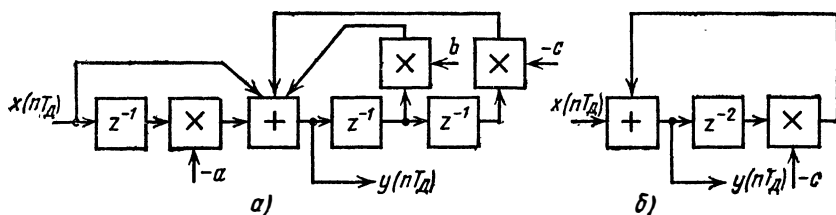


Рис. 3.11. Структуры резонансного фильтра:
 а — в общем случае; б — при $\omega_d = 4 \omega_0$.

Разрядность БИС ЦВ, а следовательно, и число вентилей БИС определяются допустимым значением ошибки цифровых фильтров. Ошибки возникают при реализации найденного расчетного алгоритма в цифровых фильтрах за счет квантования коэффициентов и сигналов. Можно выделить три основные составляющие ошибки: ошибка из-за округления значений постоянных коэффициентов, из-за квантования входного сигнала, из-за округления результатов умножения.

Ошибка из-за округления постоянных коэффициентов цифрового фильтра обусловлена тем, что коэффициенты, как и сигналы, квантуются. В общем случае значения коэффициентов только приближаются к полученным в результате расчета. Неточное задание коэффициентов приводит к неточности импульсной и частотной характеристик фильтра, влияет на устойчивость работы фильтра. Для цифрового резонансного фильтра ошибки из-за округления коэффициента c можно подсчитать согласно выражению для частотной характеристики. При расчетном значении добротности фильтра $Q = 100$ неточность задания коэффициента $\Delta c = 0,01$ приведет к отклонению добротности и коэффициента усиления на резонансной частоте от расчетных на 10% ($\Delta Q = \Delta K = 0,1$). Аналогично для $Q = 1000$ при $\Delta c = 0,001$ $\Delta Q = \Delta K = 0,1$; при $\Delta c = 0,0001$ $\Delta Q = \Delta K = 0,01$. Для представления в двоичном коде коэффициен-

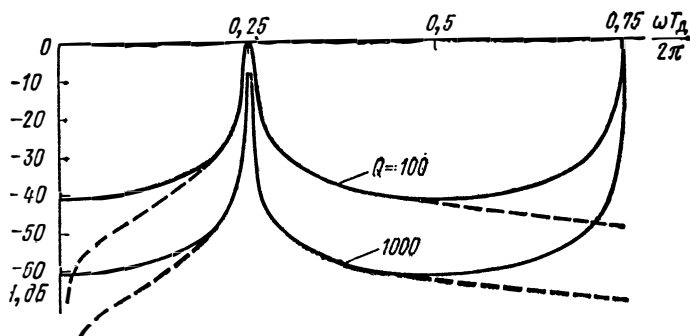


Рис. 3.12. Частотные характеристики цифрового фильтра (—) и его аналогового прототипа (---).

та с фильтра при $Q = 1000$ с точностью $\Delta c = 0,001; 0,0001$ потребуется соответственно 10 и 13 разрядов.

Эффект квантования входных сигналов при большом числе интервалов квантования эквивалентен воздействию аддитивного шума $u_{\text{шк}}$ на входе фильтра (рис. 3.10, а). Дисперсия шума $\bar{u}_{\text{шк}}^2 = \Delta u^2/12$ (Δu — интервал квантования).

В рекурсивных фильтрах необходимо округление результатов умножения на коэффициенты. Без округления длина кодовых слов от итерации к итерации непрерывно возрастала бы. При работе вычислителя в фиксированной разрядной сетке разрядность округленного произведения равна разрядности входных чисел. Приблизительно влияние округления на точность цифрового фильтра можно оценить, подключив источники шума $u_{\text{ш1}}, \dots, u_{\text{шт}}$ к выходам умножителей (рис. 3.10, а). Дисперсия шума источников равна $\bar{u}_{\text{ш}}^2 = \Delta u^2/12$ (Δu — интервал квантования шума после округления результата). Дисперсия шума на выходе фильтра равна сумме составляющих шума от каждого источника.

Среднеквадратическое значение суммарной ошибки за счет квантования и округления для рассматриваемого фильтра приблизительно равно $\sigma_{\text{ш}} = \sqrt{2Q}\Delta u/6$.

Требования к допустимому уровню шума квантования определяют необходимую длину двоичных кодовых слов, разрядность БИС сумматоров и БИС умножителей.

Пусть задано максимальное отношение сигнала к шуму квантования на выходе фильтра $d_c = u_{\text{max}}/\sigma_{\text{ш}}$. Необходимая длина кодового слова на выходе цифрового фильтра и соответственно разрядность БИС ЦВ будет равна

$$l_c = \lceil \log_2 \frac{u_{\text{max}}}{\Delta u} \rceil = \lceil \log_2 \frac{d_c \sigma_{\text{ш}}}{\Delta u} \rceil,$$

где через $\lceil x \rceil$ обозначено ближайшее целое, не меньшее x .

Для фильтра, изображенного на рис. 3.11, б,

$$l_c = \lceil \log_2 d_c \sqrt{2Q}/6 \rceil.$$

При $d_c = 100$, $Q = 1000$ $l_c = 10$ разрядам. При $d_c = 1000$, $Q = 1000$ $l_c = 13$ разрядам.

При заданной разрядности БИС ЦВ число вентилях определяется способом обработки чисел. По способу обработки чисел вычислитель может быть построен по последовательной, последовательно-параллельной, параллельной схеме. В последовательном ЦВ числа обрабатываются последовательно, поразрядно. Для передачи каждого числа используется один канал, по которому последовательный код числа передается в виде временной последовательности сигналов. При последовательной обработке чисел получается минимальное число вентилях, но малое быстродействие. Максимальное быстродействие обеспечивается в параллельных ЦВ, в которых разряды чисел обрабатываются одновременно с помощью параллельных арифмети-

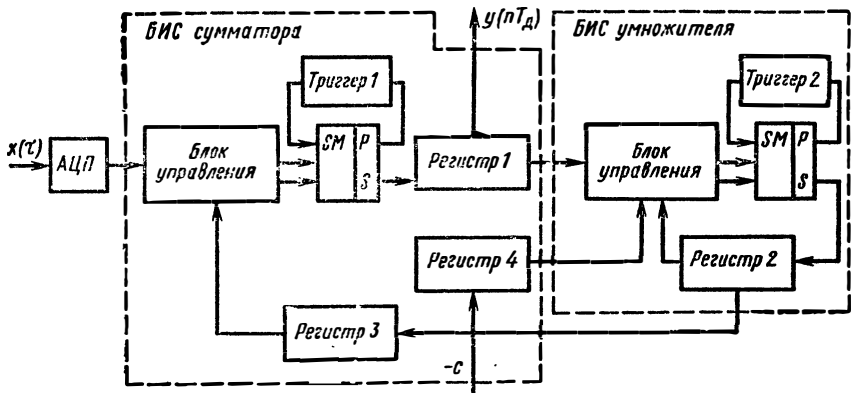


Рис. 3.13. Структурная схема цифрового резонансного последовательного фильтра.

ческих устройств. Недостаток ЦВ параллельного действия — возрастание числа элементов БИС.

Цифровой резонансный фильтр может быть построен по последовательной схеме (рис. 3.13). Эта схема соответствует структуре на рис. 3.11, б. В БИС ЦВ такого фильтра используются многоразрядные сумматор и умножитель последовательного действия, основными элементами которых являются комбинационные одноразрядные сумматоры [3.18]. Регистр 1 — выходной, в регистр 2 записываются частичные произведения умножителя, регистр 3 служит для задержки кодового слова на два такта, в регистре 4 хранится значение коэффициента c .

Время, необходимое для вычисления одного выходного значения функции $y(nT_d)$, в основном определяется быстродействием умножителя и для последовательной схемы приближенно равно

$$T_6 = N_p M_p \Delta t_{\Sigma},$$

где N_p, M_p — число разрядов множимого и множителя (при фиксированной разрядной сетке $N_p = M_p$); Δt_{Σ} — быстродействие одноразрядного сумматора, равное быстродействию 2—3 вентилей. Приближенно $\Delta t_{\Sigma} \approx 1/5 f_T$, где f_T — рабочая частота применяемых транзисторов.

Минимальный период дискретизации сигнала на входе фильтра определяется быстродействием фильтра: $T_d \geq T_6$. Максимальная резонансная частота фильтра со структурой на рис. 3.11, б равна

$$f_0 = 1/4 T_d \leq 1/4 N_p M_p \Delta t_{\Sigma}.$$

При параллельной схеме построения фильтра время вычисления значения выходной функции при использовании схем ускоренного умножения равно

$$T_6 \approx M_p \Delta t_{\Sigma}.$$

Резонансная частота при параллельной схеме в N_p раз выше, чем при последовательной схеме:

$$f_0 \approx 1/4 M_p \Delta t_{\Sigma}$$

Оценить объем цифрового вычислителя резонансного фильтра со структурой, изображенной на рис. 3.11, б, для различных значений резонансной частоты f_0 , добротности Q , диапазона изменения сигнала d_c можно с помощью рис. 3.14. Объем оценивается по необходимому числу вентилях B . По оси абсцисс на рис. 3.14 отложена относительная резонансная частота фильтра $f_p = f_0/f_T$.

Для последовательно-параллельных схем характерны промежуточные значения по числу вентилях и быстродействию.

По рис. 3.14 при заданной степени интеграции (число вентилях на кристалл) можно приближенно определить объем аппаратуры фильтра, число вентилях (МОП или биполярных), необходимых для реализации цифрового вычислителя резонансного фильтра с заданными параметрами, рассмотренного в качестве примера проектирования.

Наибольший объем в цифровом фильтре может занимать аналого-цифровой преобразователь. С помощью гибридно-пленочной технологии разработаны достаточно компактные АЦП. Быстродействие известных 8—13-разрядных АЦП достигает 0,025...1 мкс [3.19].

Более сложные фильтры, передаточная функция которых представляется в виде произведения множителей первого или второго порядка, могут быть реализованы в виде последовательного или параллельного соединения базовых модулей первого или второго порядка. Базовые модули содержат умножители, сумматоры, регистры сдвига. В [3.20] описаны выпущенные в США для цифровых фильтров ИС на основе МОП-структур с каналом n -типа P/N 65001 и P/N 65007. Микросхема P/N 65001 представляет собой последовательно-параллельный умножитель 9-разрядных информативных слов на коэффициент. Использование двух и большего числа умно-

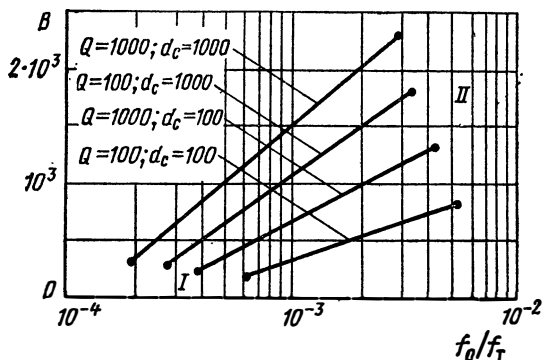


Рис. 3.14. Зависимость числа вентилях цифрового фильтра от его параметров. Нижние точки графика (I) соответствуют последовательной схеме, верхние (II) — параллельной.

жителей позволяет наращивать разрядность сомножителей. Микросхема P/N 65007 является регистром сдвига, сумматором и содержит кроме двух четырехходовых сумматоров и двух регистров цепи управления и синхронизации. В [3.21] рассматриваются вопросы проектирования базовых модулей второго порядка с использованием отечественных ИС широкого применения серии 502. С их помощью можно строить цифровые фильтры с граничными частотами, равными единицам килогерц.

Схемы и конструкции БИС фильтров на модулях, выполненных на основе МОП-структур с каналом p -типа, рассмотрены в [3.28, 3.29]. В [3.28] описана БИС — фильтр второго порядка. На одном кристалле расположены три умножителя параллельно-последовательного типа, сумматор, регистры сдвига, память коэффициентов, цепи синхронизации. Для изменения параметров фильтра при его изготовлении нужно заменить один фотошаблон. В [3.29] приводится описание схемного построения БИС, включающей два программируемых фильтра второго порядка. Добротность фильтра $Q = 1024$, частота дискретизации $f_d = 8$ кГц. В каждом фильтре для выполнения четырех операций умножения используется один умножитель, работающий в режиме многократного умножения.

Применение алгоритма БПФ в устройствах цифровой обработки целесообразно при решении ряда сложных задач анализа сигналов: спектральный анализ, определение корреляционных функций, согласованная фильтрация сложных сигналов. В [3.30] приводятся характеристики специализированной БИС для БПФ. БИС выполняет функцию $x = ab \pm cd$, где x — выходная величина; a, b, c, d — независимые входные величины. Кроме умножителей, на кристалле размещены цепи синхронизации. Частота дискретизации $f_d = 2...3$ МГц. В процессор БПФ кроме этих специализированных БИС входят универсальные БИС, ОЗУ, ПЗУ (всего около 100 БИС).

Благодаря непрерывному совершенствованию биполярной технологии рабочие частоты цифровых фильтров на БИС повышаются. В [3.31] сообщается об изготовлении цифровых биполярных БИС со сверхвысокой плотностью компонентов (до 15000 элементов на кристалле) и о разработке на основе этой технологии программируемого цифрового рекурсивного фильтра на одном кристалле и комплекта БИС из нескольких кристаллов для БПФ. В схемах для повышения быстродействия используется параллельная обработка информации. Рабочая частота 5...30 МГц.

Новым элементом для реализации дискретных фильтров со все более сложными функциями является прибор с зарядовой связью (ПЗС). Приборы с зарядовой связью — сдвигающие регистры аналоговых сигналов. Аналоговый сигнал, представленный согласно теореме Котельникова последовательностью выборок, под воздействием тактовых импульсов перемещается в виде зарядов, образующихся под электродами, вдоль поверхности прибора. Фильтры на ПЗС строятся чаще всего на основе алгоритма свертки и являются по существу нерекурсивными дискретно-аналоговыми фильтрами.

В фильтрах на ПЗС осуществляется дискретная задержка выборок сигнала и аналоговое взвешивание, суммирование сигналов отводов в дополнительных схемах, совместимых с ПЗС [3.22]. Частотный диапазон обрабатываемого сигнала из-за потерь при его переносе ограничен несколькими десятками мегагерц, а наибольшая временная задержка составляет сотни миллисекунд. Отношение сигнал/шум ПЗС порядка 60 дБ. Потребляемая прибором мощность невелика — десятки милливатт.

В заключение можно отметить следующее. Максимальные рабочие частоты цифровых устройств обработки (фильтрации) сигналов определяются быстродействием элементов БИС и равны в настоящее время 100 МГц и более. Это позволяет разработать высокодобротные избирательные фильтры с резонансными частотами, равными единицам — десяткам мегагерц.

Сравнивая аналоговые и цифровые методы обработки, можно в каждом случае определить некоторые критические параметры, например объем, стоимость, при которых тот или другой метод обработки имеет преимущества. В настоящее время преимущества цифровых методов очевидны на частотах до сотен килогерц. Избирательные фильтры на этих частотах могут быть выполнены в виде одной БИС. Учитывая значительные достижения в развитии технологии биполярных БИС, приборов с зарядовой связью, можно ожидать, что в ближайшее время и на более высоких частотах цифровые устройства будут конкурировать с аналоговыми.

3.4. Линейные интегральные микросхемы

В гл. 1 показано, что перспективной элементной базой приемных устройств в настоящее время являются полупроводниковые линейные интегральные схемы (ЛИС).

Современная полупроводниковая технология ЛИС позволяет получить биполярные маломощные высокочастотные транзисторы с предельной частотой 1,5 ГГц, мощные $n - p - n$ -структуры с максимальными токами до 10 А при напряжении питания 50 В, полевые структуры, высокоомные резисторы, конденсаторы с емкостью в сотни пикофард, стабилитроны. В свою очередь, постепенно увеличивается степень интеграции ЛИС до нескольких сотен элементов, навесные компоненты переносятся в кристалл и развивается функциональная законченность ЛИС в рамках блоков и даже устройств МЭА.

Как было отмечено в гл. 1 и в § 3.1, современные ЛИС можно разделить на два основных класса:

- универсальные;
- специализированные.

Универсальные ЛИС.

Дифференциальные усилители являются основой схемотехники усилителей с непосредственными связями между каскадами. Конфигурация дифференциального усилителя (рис. 3.15) нашла широ-

кое распространение в аналоговых ИС [3.1, 3.4]. Микросхема на рис. 3.15 построена на базе дифференциального каскада (транзисторы $T2$ и $T3$) с питанием через транзисторную схему генератора стабильного тока (транзистор $T1$). Схема имеет собственные цепи смещения, благодаря чему усилитель более устойчив, чем каскад на дискретных транзисторах.

На основе дифференциального каскада строятся такие универсальные ЛИС, как: операционные усилители, высокостабильные усилители с широкой полосой усиления (от нуля до сотен мегагерц), линейные перемножители, а также усилители звуковой частоты с выходной мощностью в несколько ватт, имеющие на входе дифференциальный каскад.

В качестве примера можно привести ЛИС несколько большей сложности, выпускаемые отечественной промышленностью: 1УС752 — универсальная усилительная схема, 175УВ4 — усилитель-преобразователь высокой частоты, К1УТ221 — однокаскадный дифференциальный усилитель постоянного тока, К140СМА1 — линейный перемножитель, а также усилители низкой частоты серии К174. Используя эти ЛИС, можно реализовать практически весь приемоусилительный тракт, а именно: УВЧ, УПЧ с АРУ, смесители, детекторы АМ и ЧМ сигналов, УНЧ и т. д.

Развитие таких ЛИС и улучшение их характеристик идет по пути увеличения предельной частоты усиления, расширения динамического диапазона входных сигналов, снижения уровня собственного шума (особенно в УВЧ, где уровни собственного шума составляют 8 дБ).

Балансный модулятор-демодулятор. Создание полупроводниковых ИС двойных балансных перемножителей позволяет отказаться от схемы построения линейного перемножителя на двух интегральных дифференциальных парах, более сложной как в схемотехническом, так и в конструктивном плане. Рассмотрим ЛИС балансного модулятора-демодулятора К140МА1, приведенную на рис. 3.16. Она построена на 6 дифференциальных каскадах, содержит элементы регулировки усиления, внутренние цепи смещения. Схема обеспечивает усиление по управляющему (модулирующему) сигналу 2,9 и подавление опорного (переключающего) и управляющего (модулирующего) сигналов на 46 дБ. На базе ЛИС К140МА1 могут быть построены различные модуляторы и демодуляторы, усилители с электронной регулировкой усиления, активные фильтры, смесители и т. д.

Операционные усилители. Большое распространение получили многокаскадные схемы усилителей с непосредственными связями и

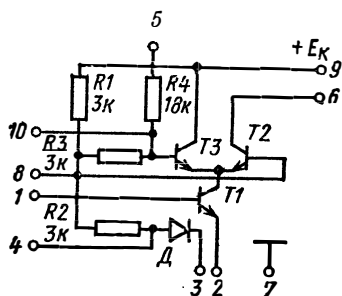


Рис. 3.15. Простейшая типовая ИС дифференциального усилителя.

дифференциальными входами — так называемые операционные усилители, отличающиеся высокой точностью работы, согласованием входных и выходных сигналов и широким диапазоном применений. Обычно операционный усилитель содержит входной дифференциальный каскад, схему сдвига уровня и выходную цепь, позволяющую получить требуемый динамический диапазон и выходное сопротивление. Приведем принципиальную схему двухкаскадного операционного усилителя в полупроводниковом исполнении (рис. 3.17) [3.25]. Входной каскад построен на дифференциальной паре транзисторов $T1$ и $T2$ со сверхвысокими значениями β , но малым пробивным напряжением. В отличие от них транзисторы $T5$ и $T6$ — высоковольтные $n - p - n$ -транзисторы с обычными значениями коэффициента усиления по току. Транзисторы $T1$ и $T2$ защищены от пробоя во входной цепи транзисторами $T3, T4$ в диодном включении, а от пробоя в цепи коллектора транзисторами $T5, T6$, включенными по схеме с общей базой. Нагрузками плеч первого дифференциального каскада являются резисторы $R1$ и $R2$. Второй дифференциальный каскад усиления (транзисторы $T9$ и $T10$) нагружен на генератор стабильного тока (транзистор $T16$). Выходной каскад (транзисторы $T13$ и $T14$) работает в режиме АВ. Цепь смещения выходного каскада построена на транзисторах $T11$ и $T12$.

Применение во входном каскаде $n - p - n$ -транзисторов со сверхвысокими значениями β обеспечило малые входные токи порядка $0,05 \dots 0,2 \cdot 10^{-9}$ А. Основные характеристики такого операционного усилителя (рис. 3.17) следующие: коэффициент усиления $50 \dots 300$ В/мВ, частота единичного усиления 5 МГц, амплитуда выходного сигнала ± 14 В, входное дифференциальное сопротивление 70 МОм.

Функциональные возможности операционных усилителей и области их применения достаточно хорошо освещены в литературе [3.1, 3.4, 3.24].

Кратко остановимся на применении интегральных операционных усилителей в активных аналоговых фильтрах. Устройства фильтрации на основе операционных усилителей имеют ряд преимуществ перед пассивными фильтрами. К ним относятся возможность совмещения усилительных и фильтрующих свойств в пределах полосы пропускания, возможность воспроизведения заданных частотных характеристик, независимость свойств фильтра от комплексного сопротивления нагрузки и его изменений. При этом операционные усилители, применяемые в аналоговых фильтрах, должны обладать достаточным запасом устойчивости, большим коэффициентом усиления, высокой стабильностью, относительно большим значением частоты среза, иметь универсальную цепь внутренней частотной коррекции.

На ИС операционных усилителей можно построить различные типы аналоговых фильтров (рис. 3.18).

Усилители с электронной регулировкой усиления (рис. 3.19) находят применение в приемно-усилительных трактах [3.27]. Как

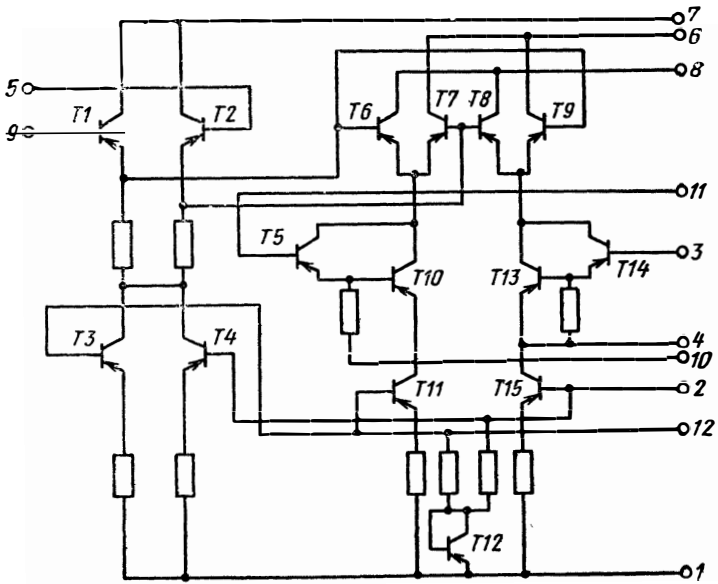


Рис. 3.16 Схема балансного модулятора-демодулятора К140МА1,

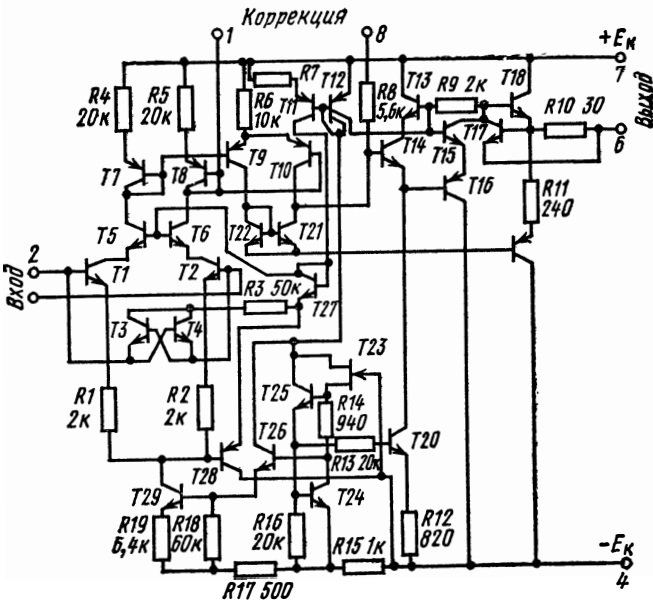


Рис. 3.17. Принципиальная схема операционного усилителя,

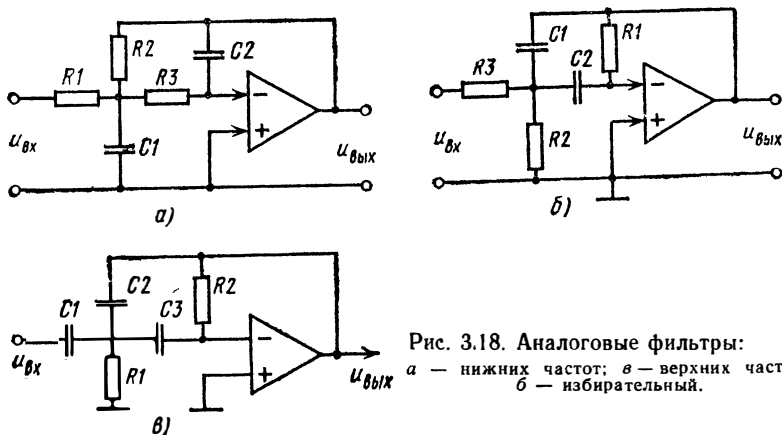


Рис. 3.18. Аналоговые фильтры:
 а — нижних частот; в — верхних частот;
 б — избирательный.

правило, такие усилители содержат каскады с последовательной, параллельной или параллельно-последовательной отрицательной обратной связью. Усилитель SL501, схема которого приведена на рис. 3.19, имеет усиление по току 20 ... 25 дБ, определяемое соотношением сопротивлений резисторов $R1$ и $R3$ в цепях обратной связи, допускает каскадирование нескольких схем при сохранении устойчивой работы всего усилителя в целом. Схема позволяет регулировать коэффициент усиления в диапазоне 50 дБ, изменяя прямое усиление диода в сочетании с запирающим эмиттерного повторителя напряжением, подаваемым на вывод 3.

Отечественным прототипом ИС SL501 является интегральная микросхема 1УС751 (рис. 3.20). На подобных схемах была выполнена микросборка трехкаскадного усилителя высокой частоты радиоприемника (рис. 3.21). В этой микросборке две первые ЛИС являются усилителями, третья выполняет функции усиления и детектирования ВЧ сигнала с амплитудной модуляцией. В схемах каждого каскада (каждой ЛИС) предусмотрена возможность изменения постоянного напряжения на транзисторах, что позволяет ввести регу-

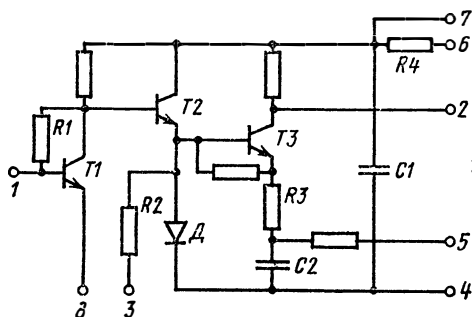


Рис. 3.19. Схема широкополосного усилителя с электронной регулировкой усиления.

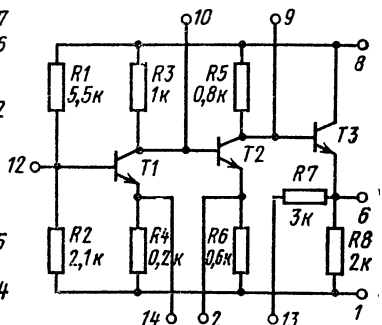


Рис. 3.20. Схема широкополосного усилителя 1УС751.

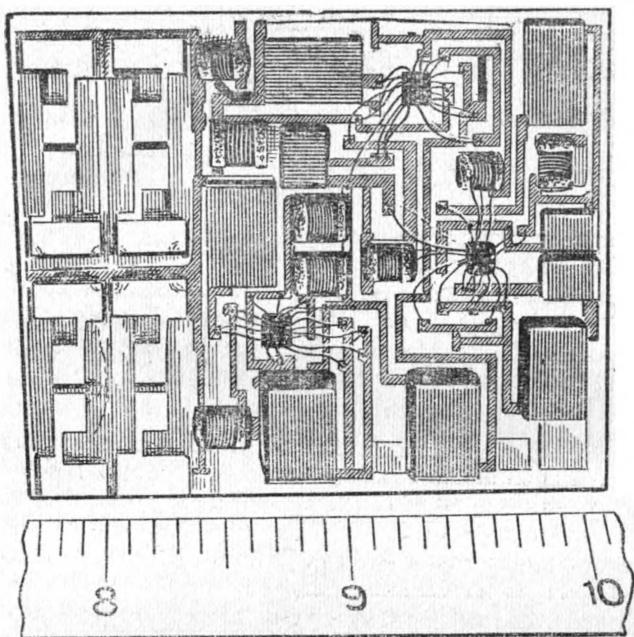


Рис. 3.21. Микросборка на ЛИС усилителя высокой частоты.

лировку усиления в диапазоне 50 дБ. Каждая ЛИС обеспечивает коэффициент усиления по напряжению порядка 20 дБ (при $f_0 = 75$ МГц). Недостатком таких ЛИС является необходимость использования двух источников питания + 6 В и - 6 В, а также наличие в кристалле ИС блокировочного конденсатора, занимающего значительную часть площади кристалла, ограничивающего частотный диапазон снизу, а также снижающего верхнюю граничную частоту в диапазоне регулирования коэффициента усиления и являющегося потенциально ненадежным. Ненадежность конденсаторов в ИС в рассматриваемой микросборке компенсируется навесными микроконденсаторами (см. рис. 3.21).

В широкополосном дифференциальном усилителе (рис. 3.22) для регулировки усиления дифференциальных каскадов используются однотипные диодные структуры Д1 — Д4, ток смещения которых управляется изменением потенциала на выводе 6 [3.27]. В этом усилителе за счет применения дифференциальных каскадов и усложнения схемы по сравнению со схемой на рис. 3.21 устранили второй источник питания и блокировочный конденсатор.

Следует отметить, что в многокаскадных широкополосных усилителях, как правило, отсутствуют АМ детекторы, каскады для получения напряжения АРУ, детекторы АРУ с УПТ, что требует использования отдельных кристаллов в указанных цепях, например ЛИС 1ДА751 (рис. 3.23).

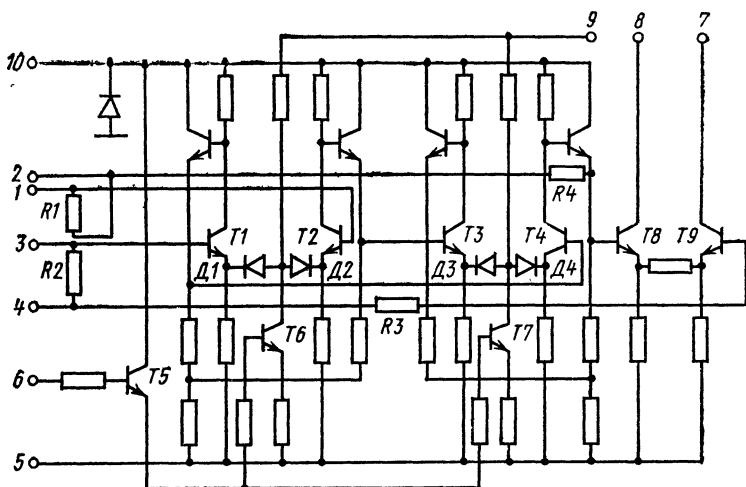


Рис. 3.22. ЛИС дифференциального усилителя с электронной регулировкой усиления.

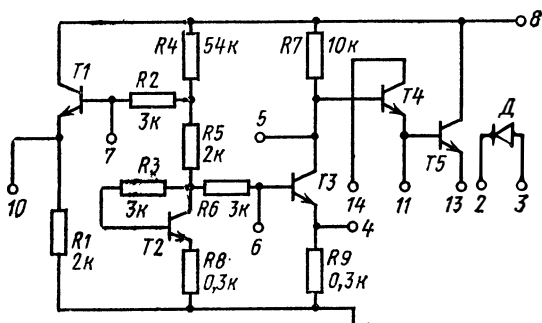


Рис. 3.23. ЛИС детектора АМ сигналов и детектора АРУ с УПТ 1ДА751.

Усилители низкой частоты в интегральном исполнении — это сложные устройства, способные отдавать в нагрузку мощность 1...15 Вт в зависимости от конструкции и схемотехнических решений. Обычно они содержат входные, чаще всего дифференциальные каскады, двухтактные выходные каскады. В состав УНЧ также входят цепи температурной стабилизации, задания режима по постоянному току, обратной связи, частотной и фазовой коррекции, элементы регулировки коэффициента усиления и тока потребления при отсутствии входного сигнала, а также цепи температурной и токовой защиты [3.23]. В ИС УНЧ используются $n-p-n$ и $p-n-p$ транзисторы на различные рабочие токи.

При конструировании ИС УНЧ основная трудность заключается в согласовании таких характеристик, как: высокий к. п. д., низкий коэффициент искажения сигнала при номинальной выходной мощ-

ности и достаточно высокой стабильности в диапазоне рабочих температур.

Рассмотрим принципиальную схему ИС мощного УНЧ К174УН7 (рис. 3.24). Она содержит три каскада (входной, предоконечный и мощный выходной). Входной буферный каскад на транзисторе $T1$ $p-n-p$ -типа с большим коэффициентом усиления и входным сопротивлением не менее 50 кОм. Первый усилительный каскад собран на транзисторе $T2$, который с транзистором $T1$ включен по схеме Дарлингтона. Динамической нагрузкой предварительного усилителя является транзистор $T3$ (генератор тока с элементами, обеспечивающими соответствующее смещение, что определяет большое усиление первого каскада). Транзистор $T3$ является источником тока, который обеспечивает коллекторную нагрузку с большим комплексным сопротивлением и большое усиление. Для термокомпенсации используются транзисторы в диодном включении.

На транзисторах $T6$, $T8$ и $T10$ построен предоконечный каскад, в котором транзисторы $T6$ и $T8$ включены по схеме с общим коллектором, чтобы исключить шунтирование первого каскада. Предоконечный каскад нагружен генератором тока на транзисторе $T9$, диодом $D3$ и входным сопротивлением выходного каскада. Нагрузка выходного каскада мощного УНЧ подключена непосредственно к его выходу (без выходного трансформатора). При этом отсутствуют частотные, фазовые, переходные и нелинейные искажения, вносимые трансформатором. Выходной каскад на транзисторах $T16$ и $T17$, работающих в режиме АВ, построен по двухтактной схеме. Использование этого режима позволяет значительно снижать нелинейные искажения, но в то же время приводит к некоторому снижению к. п. д. схемы. В этом каскаде, выполненном по схеме с дополнительной симметрией, использованы транзисторы разной структуры. Поскольку технологически невозможно создавать близкие по параметрам

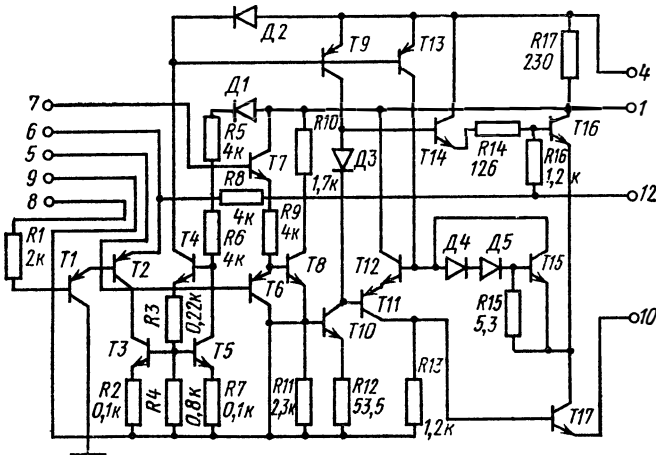


Рис. 3.24. Схема мощного усилителя низкой частоты К174УН7.

рам $p-n-p$ и $n-p-n$ -транзисторы, в схеме с дополнительной симметрией используется составной транзистор, состоящий из малоомощного $p-n-p$ -транзистора $T11$ и мощного $n-p-n$ -транзистора $T17$, являющийся хорошим эквивалентом $p-n-p$ -транзистора на звуковых частотах. Транзисторы $T14$ и $T16$ составляют одно плечо выходного каскада, а $T15$ и $T17$ — второе.

Необходимый ток покоя для транзистора $T17$ задается с помощью генератора тока (транзисторы $T12$ и $T13$). Необходимое смещение для транзистора $T16$ обеспечивается с помощью транзистора $T9$ и диода $D3$. Ток смещения выходных транзисторов определяется токами, текущими через транзисторы $T9$ и $T13$, и падениями напряжений на диодах $D3 - D5$. Токи и падения напряжений на указанных элементах практически не зависят от питающих напряжений.

Внешние навесные элементы позволяют получать необходимую частотную характеристику, обеспечивают развязки и коррекции на высоких рабочих частотах.

Конструктивно ИС К174УН7 выполнена на кристалле размером $1,4 \times 1,6$ мм. Она содержит транзисторы $n-p-n$ и $p-n-p$ -типов (транзисторы $p-n-p$ — двух видов). Транзистор $T1$ $p-n-p$ -типа с вертикальной структурой. Эмиттер формируется во время базовой диффузии. Базовой является коллекторная область транзисторов $n-p-n$ -типа с боковой инжекцией. В зависимости от режима в схеме число эмиттеров в $p-n-p$ -транзисторах с боковой инжекцией колеблется от 12 до 18. Два мощных выходных транзистора $T15$ и $T16$ имеют многоэмиттерную структуру. Транзисторы $T15$ и $T16$ занимают 40% площади кристалла. Резисторы больших номиналов сформированы во время базовой диффузии. Резисторы малых номиналов формируются во время эмиттерной диффузии.

Микросхема обеспечивает выходную мощность 4,5 Вт, при этом коэффициент нелинейных искажений менее 10%. При снижении выходной мощности до 0,05 Вт коэффициент нелинейных искажений также уменьшается и составляет 2%. Коэффициент полезного дей-

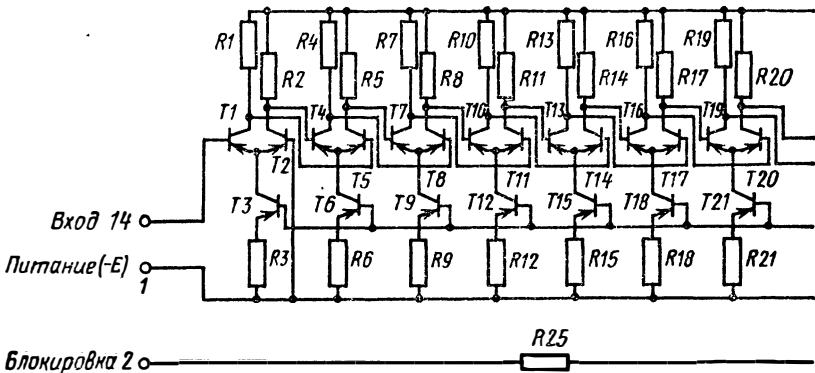


Рис. 3.25. Схема усилителя промежуточной частоты К174УР1.

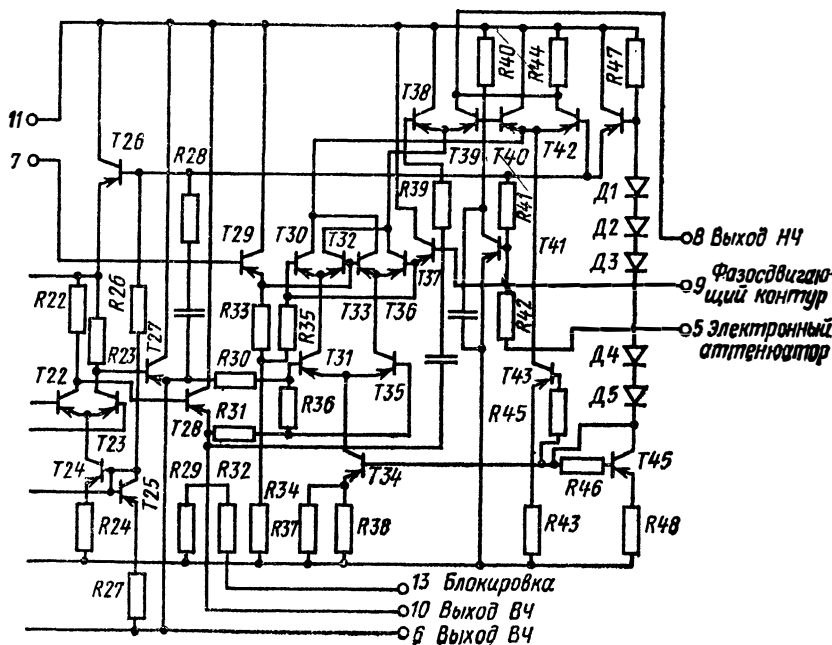
ствия микросхемы при напряжении питания 15 В не менее 50 % при номинальной входной мощности; диапазон рабочих частот усилителя составляет 30 Гц... 20 кГц. Микросхема работает в диапазоне температур $-30... +50^{\circ}\text{C}$ и обеспечивает нестабильность коэффициента усиления в пределах $\pm 10\%$.

В качестве основных направлений улучшения качественных характеристик ИС УНЧ можно отметить такие, как: увеличение номинальной выходной мощности до десятков ватт, снижение коэффициентов нелинейных искажений до долей процента, введение внутренней тепловой защиты и защиты от короткого замыкания.

Рассмотренные универсальные ЛИС со степенью интеграции до 40 элементов на кристалл используются при построении приемно-усилительных трактов различной МЭА.

Специализированные ЛИС. Дальнейшее развитие схемотехники рассмотренных универсальных схем позволило создать на их базе многофункциональные специализированные ИС с широкими возможностями их применения в различных устройствах радио- и телевизионной аппаратуры.

Примером такой специализированной ЛИС может быть усилитель промежуточной частоты К174УР1 звукового канала телевизионного приемника (рис. 3.25). Схема такого УПЧ представляет собой сочетание рассмотренных схем дифференциального усилителя и линейного перемножителя, исполняющего функции квадратурного ЧМ детектора (см. рис. 3.16).



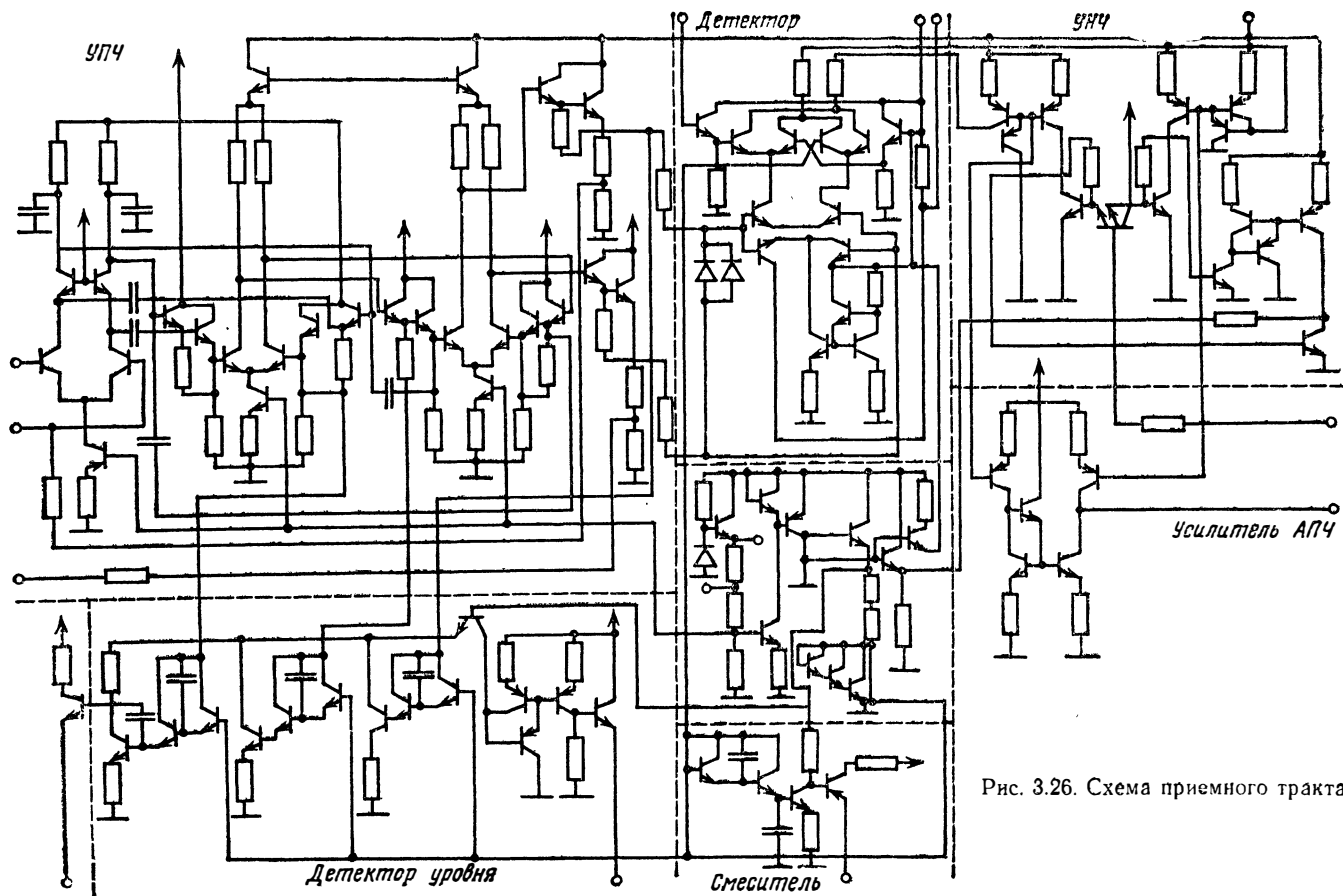


Рис. 3.26. Схема приемного тракта.

На транзисторах $T1—T24$ построен усилитель-ограничитель с высоким значением коэффициента подавления амплитудной модуляции. Ограниченный сигнал подается на опорный вход линейного перемножителя (базы транзисторов $T30—T32$ и $T33—T36$) и на частотно-зависимую квадратурную цепь, включающую конденсатор $C2$ и навесной LC -контур (выводы 7, 9). Квадратурная цепь преобразует сигнал с ЧМ модуляцией в фазомодулированный сигнал, который затем детектируется линейным перемножителем. Демодулированный сигнал через каскад понижения уровня подается на предварительный усилитель низкой частоты по выводу 5. Электрические характеристики ИС К174УР1 следующие: номинальное значение напряжения питания 12 В, напряжение входного сигнала до начала ограничения 1 мВ, коэффициент подавления амплитудной модуляции 46 дБ, диапазон электронной регулировки усиления по низкочастотному сигналу 60 дБ, коэффициент передачи 6 мВ/кГц.

В настоящее время ведутся работы, связанные с усложнением и расширением функциональных возможностей ИС для получения большей функциональной полноты в кристалле. Например, результатом развития функциональной полноты ИС К174УР1 является схема, содержащая дополнительно цепи выработки напряжения индикации поля и напряжения индикации АПЧ (рис. 3.26) [3.23].

Дальнейший рост функциональной законченности ИС приемно-усилительных трактов привел к разработке фирмой AEG Telefunken полупроводниковой ЛИС, объединяющей в себе на площади 2×2 мм все функциональные узлы АМ приемника и ЧМ демодулятора [3.6]. Навесные пассивные компоненты резонансных цепей, потенциометр регулировки громкости и дискретные элементы остальной части ЧМ канала расположены вне кристалла на печатной микросхеме.

Эта ЛИС представляет собой кристалл, на котором расположено около 100 активных элементов и резисторов. Она включает гетеродин, цепи настройки, смеситель и демодулятор для приема АМ сигналов, каскад УПЧ, АМ и ЧМ демодуляторы. Напряжение питания схемы 3...11 В. Максимальная обеспечиваемая мощность при сопротивлении нагрузки 8 Ом составляет 0,8 Вт.

Такую ЛИС можно использовать в вещательных массовых приемниках. В специализированных же трактах, к характеристикам которых предъявляются высокие требования, создание тракта приемника в одном кристалле, начиная от УВЧ и кончая УНЧ, нецелесообразно. В таких случаях лучше сочетать рассмотренные специализированные и универсальные ЛИС.

Список литературы

- 3.1. Алексенко А. Г. Основы микросхемотехники. Элементы морфологии микроэлектронной аппаратуры М., «Сов. радио», 1971.
- 3.2. Конструирование микроэлектронной аппаратуры. Под ред. Б. Ф. Высоцкого. М., «Сов. радио», 1975. Авт.: Б. Ф. Высоцкий, А. И. Головин, В. В. Марков, А. С. Назаров, А. В. Фомин.
- 3.3. Синтез активных RC-цепей. Под ред. А. А. Ланнэ. М., «Связь», 1975. Авт.: Ю. П. Галемичев, А. А. Ланнэ, В. З. Лундин и др.

- 3.4. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы. М., «Сов. радио», 1974.
- 3.5. Машбиц Л. М. Цифровая обработка сигналов в радиотелеграфной связи. М., «Связь», 1974.
- 3.6. АМ/ЧМ приемник на одном кристалле. — «Электроника», 1975, т. 48, № 23.
- 3.7. Каул. Использование быстродействующих логических схем в системах передачи информации. — «Электроника», 1972, т. 45, № 15.
- 3.8. Поздняков П. Г., Рахманинов С. В., Снопов Ю. С. Кварцевый генератор. Авт. свидетельство № 154889 с приоритетом. — «ВИ», 1963, № 11.
- 3.9. Морио О. Пьезоподложка генератора. Пат. Японии, 100В12, № 44—12512, 1969.
- 3.10. Ho-Eg-chun. Способ изготовления пьезоэлектрических схем. Пат. США, кл. 317—101, № 3416036, 1967.
- 3.11. Кэди У. Пьезоэлектричество и его практические применения. М., ИЛ, 1949.
- 3.12. Ярославский М. И., Смагин А. Г. Конструирование, изготовление и применение кварцевых резонаторов. М., «Энергия», 1971.
- 3.13. Sykes R. A., Beaver W. D. High frequency monolithic filter with possible application to single frequency and single side band use. — In: US Army Electronics Laboratories, form Monmouth, Simposium of frequency Control. 20th Proc. Arg., 19—21, 1966, p. 288—308.
- 3.14. Самойлов В. С., Шеремет М. В. Некоторые вопросы теории колебаний пьезоэлектрических резонаторов, работающих на принципе захвата энергии. — «Электронная техника. Сер. 10. Радиокомпоненты», 1973, вып. 1, с. 13—27.
- 3.15. Уайт Р. Поверхностные упругие волны (обзор). — «ТИИЭР», 1970, т. 58, № 8, с. 68—110.
- 3.16. Каринский С. С. Устройства обработки сигналов на ультразвуковых поверхностных волнах. М., «Сов. радио», 1975.
- 3.17. Голд Б., Рэйдер Ч. Цифровая обработка сигналов. Пер. с англ. М., «Сов. радио», 1973.
- 3.18. Карцев М. А. Арифметика цифровых машин. М., «Наука», 1969.
- 3.19. Бахтияров Г. Д., Дикий С. Л. Аналого-цифровые преобразователи (обзор). — «Зарубежная радиоэлектроника», 1975, № 1.
- 3.20. White Stanley A. Miniaturized digital filters. — In: «IEEE Internat. Conv. Dig.», New York, 1972, p. 70—71.
- 3.21. Алексенко А. Г., Балашов В. А., Мышляев В. Н. Построение цифровых фильтров на больших интегральных схемах. — В кн.: Микроэлектроника. Под ред. А. А. Васенкова. Вып. 8. М., «Сов. радио», 1975.
- 3.22. Альтман. Приборы с зарядовой связью в ЗУ и аналоговых процессах. — «Электроника», 1974, т. 47, № 16.
- 3.23. Зубачев С. Г., Чайкин И. П. Мощный усилитель низкой частоты. — «Электронная промышленность», 1974, № 10.
- 3.24. Ефимов И. Е., Козырь И. Я. Основы микроэлектроники. М., «Связь», 1975.
- 3.25. Linear operational amplifiers. National Semiconductor (USA), 1972.
- 3.26. IEEE Trans., 1971, v. BTR-17, № 3.
- 3.27. Linear integrated circuit. DATA book 10 edition, New York, 1973.
- 3.28. Hamvas V. Monolithic moduler digital filters. — In: IEEE Internat. Sol. St. Circuits Conf., 1973, Dig. Tech. Pap., New York, 1973.
- 3.29. Gwyn P. Edwards, Peter J. Tennings and Thomas dreston. A MOS LSI double second order digital filter circuit. — In: IEEE Internat. Sol. St. Circuits Conf., 1975, Dig. Tech. Pap., New York, 1975.
- 3.30. Noble R. Powell, John M. Irwin. A MOS monolithic chip for high speed flexible FFT microprocessors. — In: IEEE Internat. Sol. St. Circuits Conf., 1975, Dig. Tech. Pap., New York, 1975.
- 3.31. Бьюи. Биполярные БИС со сверхвысокой плотностью компонентов, изготовленные по усовершенствованной технологии тройной диффузии. — «Электроника», 1975, т. 48, № 16.

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СРЕДСТВ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ НА БОЛЬШИХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМАХ

Применение различных средств вычислительной техники в настоящее время во многих областях техники обусловлено тем, что микроэлектронная технология снизила стоимость, существенно улучшила параметры электронных вычислительных машин и сделала их доступными широкому кругу пользователей как по простоте применения, так и по стоимости. В начале главы дан обзор развития техники ЭВМ, который может оказаться полезным для проектировщиков радиоэлектронной аппаратуры.

4.1. Влияние элементарно-технологической базы производства на основные принципы построения вычислительных машин и вычислительных комплексов

Вычислительная машина представляет собой комплекс технических средств, объединенных общим устройством управления и предназначенных для автоматического выполнения преобразований цифровых кодов в соответствии с заданным алгоритмом. При этом последовательность итераций, реализующих алгоритм выполнения задач (программа вычисления), записывается в запоминающем устройстве машины и выполняется в заданном порядке без участия оператора.

Начиная с 60-х годов с периодом ориентировочно в 5...7 лет в вычислительной технике обновлялись конструкторские методы, технологическая и элементная база, схемно-логические принципы построения ЭВМ, структура математического обеспечения, что позволило ввести такое понятие, как «поколение» ЭВМ. Период с 1946 г. — года ввода в эксплуатацию первой ЭВМ — до 1955 г. обычно называют периодом становления электронной вычислительной техники.

ЭВМ I поколения (1955—1960 гг.) строились на дискретных радиоэлементах и электронно-вакуумных лампах, используемых в качестве усилительно-формирующих элементов. В запоминающих устройствах этих ЭВМ использовались магнитные барабаны, ультразвуковые линии задержки и электронно-лучевые трубки.

В вычислительной машине I поколения заложен последовательный порядок функционирования отдельных устройств. Каждое устройство выполняет свои рабочие функции только часть времени, все остальное время оно находится в режиме ожидания. Значительные потери рабочего времени машины связаны с довольно медленной

работой устройств ввода и вывода информации. ЭВМ I поколения имели общее устройство управления, обеспечивающее последовательную работу всех основных устройств (типовая частота работы находилась в пределах десятков и сотен килогерц). Эти ЭВМ были ориентированы в основном на численные решения научно-технических задач, для которых характерно относительно небольшое количество входной и выходной информации и большое число вычислительных операций.

Надежность работы ЭВМ I поколения была невысокой, она обеспечивалась профилактическими работами, во время которых заменялись потенциально ненадежные элементы.

В ЭВМ II поколения (1960—1965 гг.) в качестве элементной базы для усиления и формирования сигналов служат полупроводниковые приборы, миниатюрные дискретные радиодетали, а в качестве конструктивной базы — печатные платы и печатный монтаж для изготовления ячеек минимальных съемных конструктивных единиц. В качестве носителя информации в оперативных запоминающих устройствах (ОЗУ) используются кольцевые ферритовые сердечники. В машинах II поколения амплитуда информационных сигналов снижена примерно до 10 В, а значение рабочих токов — до десятков миллиампер. Отсутствие потерь энергии, присущих цепям накала ламп, снижение мощности информационных сигналов привели к значительному уменьшению мощности, потребляемой ЭВМ II поколения по сравнению с ЭВМ I поколения. Существенно повысилась и надежность ЭВМ, для увеличения которой в них вводили электронные цепи, обнаруживающие отказы и сбои.

ЭВМ II поколения применяли не только для решения научно-технических задач, но и для автоматизации административно-управленческого труда. Возрастающая сложность задач и их программирования для ЭВМ II поколения вызывали необходимость автоматизации процесса программирования. К этому периоду относится зарождение систем автоматизации программирования, в том числе создание автокодов и проблемно-ориентированных алгоритмических языков [4.7].

По мере дальнейшего развития элементной базы и технологии изготовления ЭВМ повышается быстродействие и надежность их работы. Для более полного использования технических возможностей устройств ЭВМ все более широко применяется метод совмещения различных операций, выполняемых ею. В наиболее простом случае это достигается параллельной работой отдельных устройств и их основных частей при выполнении одной команды. Например, во время выполнения заданной операции в арифметическом устройстве из ОЗУ осуществляется выборка очередной команды и электронные цепи арифметического устройства подготавливаются к выполнению очередной команды. Возможно совмещение подготовки и выполнения нескольких команд одной программы. В машине предусматриваются специальные технические средства для анализа нескольких команд программы и решается вопрос о подготовке исходных данных

для выполнения подготовленной последовательности команд (блок опережения). Например, если результат данной операции потребуется для выполнения какой-либо ближайшей операции, то он пересылается не в ОЗУ, а в специальный регистр арифметического устройства и остается в нем для временного хранения [4.2].

Анализ работы различных устройств показывает, что даже при различных уровнях совмещения при выполнении одной программы отдельные операционные устройства загружены неравномерно. В принципе возможно выполнение нескольких программ в одной ЭВМ одновременно — так называемая мультипрограммная обработка информации. При этом может быть достигнут еще более высокий уровень совмещения операций за счет совмещения подготовки и выполнения команд нескольких независимых программ.

Мультипрограммная обработка информации в ЭВМ требует специфического построения и обслуживания вычислительной машины. При этом в состав процессора необходимо ввести аппаратные блоки прерывания программ, динамического распределения емкости ОЗУ и защиты ОЗУ. Действительно, если в машине одновременно решается несколько задач, то для сопровождения каждой из них требуются специальные средства. Однако оператору на пульте управления трудно отлаживать и контролировать решения многих задач. Поэтому в состав ЭВМ вводится несколько пультов управления. Каждый оператор, работая за пультом управления, следит за решением только одной задачи. В этом случае рабочее время ЭВМ делится для нескольких операторов. При достаточно высоком быстродействии машины у каждого оператора может создаться иллюзия того, что только он один работает с ЭВМ. Пульты оператора могут быть распределены пространственно и связаны с ЭВМ с помощью линий связи. Форма использования ЭВМ, при которой обеспечивается одновременный дистанционный доступ к ЭВМ нескольких операторов, называется разделением времени.

Параллельная работа большого числа периферийных устройств ввода — вывода информации дистанционных пультов оператора современных вычислительных машин и систем изменяет характер цепей связи периферийных устройств ввода — вывода информации и процессора. В этом случае каждое периферийное устройство должно иметь технические средства автономного функционирования и связи с запоминающим устройством вычислительной системы. При этом существенно увеличивается объем аппаратных средств периферийных устройств и усложняется система управления каналами приема и выдачи информации. Практическим решением этой проблемы является построение унифицированных устройств обмена информацией или унифицированных каналов сопряжения. Выделение информационных каналов в отдельные устройства — наиболее важное изменение структуры ЭВМ при переходе к II поколению. В мультиплексном или селекторном канале объединяются технические средства, выполняющие функции, общие для всех периферийных устройств, и операции ввода — вывода информации в режиме

разделения времени для любого периферийного устройства со средствами минимальной автономии функционирования.

Наличие информационных каналов сопряжения, осуществляющих обмен информации между периферийными устройствами ввода—вывода и основным запоминающим устройством, управляющим им, в ЭВМ III поколения, позволяет освободить от этих функций процессор. Это, в свою очередь, дает возможность процессору преобразовывать информацию практически параллельно с выполнением операций ввода — вывода в информационных каналах обмена. Таким образом, введение информационных каналов позволяет решить важнейшую задачу развития вычислительных средств: согласовать малую скорость работы большого числа периферийных устройств и высокую скорость процессора. Предварительно подготовленные данные при этом поступают в процессор из ОЗУ. Буферные накопления в информационных каналах и пересылка массивов информации в ОЗУ практически не требуют затрат времени процессора.

Структурная схема ЭВМ III поколения с секционированным ОЗУ, процессором со сложной структурой (Пр), мультиплексным и селекторным каналами (МПК, СК), местными устройствами управления (МУУ) устройств ввода — вывода (УВВ) информации приведена на рис. 4.1.

Мультипрограммирование и разделение времени являются характерными особенностями практически всех современных ЭВМ. При этом особое значение приобретает проблема надежности, а именно, все более возрастающие требования предъявляются ко времени безотказной работы ЭВМ и более полному использованию машинного времени. Профилактика, отказы отдельных устройств, работы, связанные с модернизацией ЭВМ, не должны нарушать процесс обработки информации. В связи с этим вырабатывается новый подход к проектированию вычислительных средств — модульный.

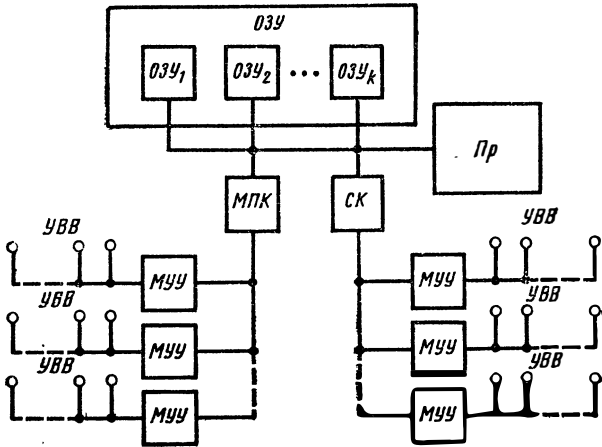


Рис. 4.1. Структурная схема ЭВМ III поколения.

Под модулем понимается любое функциональное устройство ЭВМ с собственными цепями управления, способное функционировать самостоятельно. В вычислительной системе (ВС) (рис. 4.2), состоящей из набора модулей, отказ модуля или перевод его на профилактику может изменить лишь производительность системы за счет перераспределения функций между однотипными модулями. В ВС на рис. 4.2 внешние запоминающие устройства (ВЗУ) имеют модульные местные устройства управления (МУУ) ВЗУ.

Информация обрабатывается в центральных процессорах (ЦПр). Информация вводится с помощью дистанционного пульта управления (ДПУ). Взаимозаменяемость модулей позволяет перестраивать программу системы (реконфигурация), исключая (в смысле использования) из участия в вычислительном процессе дефектные модули. Модульная избыточность обеспечивает нормальное функционирование оставшихся модулей.

При мультипрограммной обработке информации наиболее полно используются аппаратные средства вычислительных систем за счет уменьшения времени их простоя. Однако при такой обработке может увеличиваться время решения конкретной задачи по одной из программ. Повысить производительность системы, одновременно ускоряя решение конкретных задач, можно за счет разбиения задачи на отдельные независимые участки и их параллельной обработки одновременно на нескольких процессорах. Если такое разбиение возможно, то параллельная работа нескольких процессоров позволяет увеличить производительность системы. Вычислительные системы с несколькими процессорами получили название мультипроцессорных систем. Для реализации возможностей мультипроцессорных систем необходимо предусматривать автоматическую загрузку процессоров как исходной, так и командной информацией, что требует введения в состав ЭВМ дополнительных устройств — информационных коммутаторов.

В ЭВМ III поколения используется микроэлектронная элементная база. Эти ЭВМ имеют меньшие габариты и потребляемую мощность, значительно более высокую надежность и быстродействие, чем аналогичные ЭВМ II поколения. Автоматизация производства

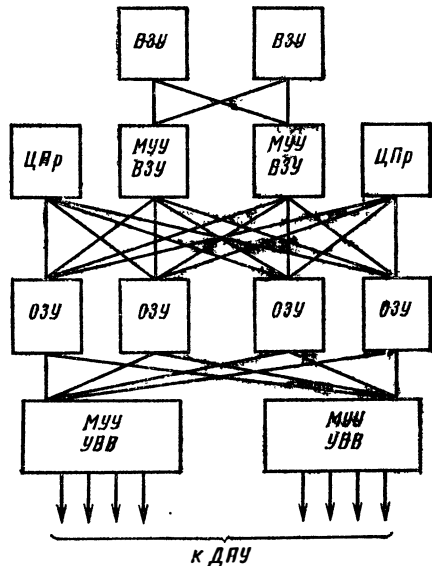


Рис. 4.2. Одна из возможных структурных схем модульной вычислительной системы.

интегральных схем и их монтажа, а также применение многослойных печатных плат снизили в целом затраты на производство ЭВМ. В запоминающих устройствах ЭВМ III поколения широко используются миниатюрные магнитные сердечники, схемы управления которых строятся на специальных интегральных элементах; применяются интегральные запоминающие носители информации на основе ферритовых многоотверстных пластин и металлических магнитных пленок (в качестве внутренних сверхоперативных запоминающих устройств применяются полупроводниковые триггерные регистры и матрицы). В машинах III поколения тактовая частота работы составляет десятки мегагерц, амплитуды сигналов — единицы вольт при токах в единицы миллиампер. Для повышения надежности этих машин используются аппаратная и информационная избыточности, позволяющие не только обнаруживать, но и исправлять ошибки.

ЭВМ III поколения применяются практически во всех областях человеческой деятельности. Из-за возрастающей сложности как в аппаратном, так и в логическом плане их называют вычислительными системами. При проектировании ЭВМ III поколения проявилась тенденция разработки серий («рядов») вычислительных машин. По функциональным возможностям и производительности отдельные серии могут существенно различаться между собой, но при этом они программно совместимы и имеют общее базовое математическое обеспечение. Программная совместимость, как правило, ограничена использованием программ младших моделей для старших моделей ряда.

Элементной базой ЭВМ IV поколения служат интегральные схемы с высокой степенью интеграции и интегральные носители информации в ЗУ. Многопроцессорные ЭВМ позволяют значительно увеличить производительность обработки информации. В структуре ЭВМ IV поколения находят дальнейшее развитие основные функциональные черты ЭВМ III поколения.

С появлением ЭВМ III поколения их производительность возросла на три-четыре порядка по сравнению с машинами первых поколений, тогда как производительность программирования увеличилась менее чем на порядок. Следовательно, для повышения эффективности использования ЭВМ IV поколения потребовалось повысить скорость не только вычислений, но и всего вычислительного процесса в целом. Стало необходимым и возможным изменить соотношение между программными и аппаратными средствами, что вызвало совершенствование математического обеспечения и структуры ЭВМ и привело к снижению затрат на программирование. В частности, развитие элементно-технологической базы ВС III и IV поколений позволило аппаратным способом реализовать функции, которые в машинах первых поколений выполнялись программными средствами.

Усложнение структуры ЭВМ приводит к сокращению затрат машинного времени на организацию вычислительного процесса в ма-

шине и тем самым увеличивает общую производительность машины. Поэтому ВС характеризуют алгоритмической производительностью, т. е. средним числом операций, выполняемых в единицу времени для реализации заданного алгоритма решения задачи. Замена части программных средств аппаратными позволяет уменьшить разрыв между общей и алгоритмической производительностью вычислительных машин и систем. Развитие диалоговых режимов работы ЭВМ дает возможность использовать их для исследований, автоматизации проектирования в различных областях деятельности, решении сложных логических и экономических задач.

Таким образом, развитие вычислительной техники характеризуется, с одной стороны, совершенствованием логической структуры и организацией более эффективного взаимодействия различных устройств, а с другой — развитием элементарно-технологической базы построения элементов, узлов, операционных блоков и устройств.

4.2. Этапы проектирования ЭВМ на заданной элементной базе

Проектирование ЭВМ и ВС состоит из трех этапов.

1. Определение общих характеристик ЭВМ и ВС, в частности, их внутренних и входных языков.

Алгоритмическим, или входным, языком ЭВМ и ВС называется совокупность символов и правил, не зависящих от конструкции устройств, предназначенных для записи алгоритмов и программ решения задач. Потребностям пользователя ЭВМ более всего отвечают алгоритмические языки высокого уровня, являющиеся универсальными и в то же время проблемно-ориентированными, т. е. наиболее удобными для решения определенного класса задач.

Внутренним языком ЭВМ называется система кодирования информации и правила записи рабочих программ и данных. Этот язык определяет систему команд, адресность и формат команд машины, а также формат данных. От заданных параметров вычислительных средств и внутреннего языка зависят специфика логической структуры проектируемой ЭВМ или ВС, количество центрального и периферийного оборудования, надежность и удобство эксплуатации.

На данном этапе необходимо проанализировать предполагаемые методы решения задач, определить эффективность выбранной системы команд при решении эталонных задач. Необходимо проанализировать также возможность непосредственного программирования на внутреннем языке машины и трудоемкость автоматической трансляции и интерпретации программ при использовании автоматического программирования.

2. Синтез логической структуры основных устройств ЭВМ или ВС. На этом этапе определяются число и типы основных функциональных устройств и решаются вопросы построения связей между ними, выбирается структура машины в целом. Определяется состав

входных — выходных и периферийных устройств и решается вопрос о согласовании потоков информации.

3. Анализ и синтез электронных узлов ЭВМ и ВС на основе выбранного базиса функционально полной системы логических элементов. Исходными данными для этого этапа служат характеристики устройств ЭВМ и ВС, определенные во время синтеза логической структуры.

Поскольку узлы и блоки ЭВМ и ВС можно рассматривать как комбинационные цифровые автоматы или цифровые автоматы с памятью, то для их анализа и синтеза применяется теория цифровых автоматов [4.7].

На всех трех этапах логического проектирования ЭВМ большое внимание уделяется надежности их работы, стоимости проектирования и изготовления. Поэтому процесс проектирования, особенно на первых стадиях разработки всех этапов, носит итерационный характер. Существенную информацию о достоинствах и недостатках синтезированных узлов, блоков, устройств и структуры ЭВМ и ВС в целом дает цифровое моделирование работы последних на существующих ЭВМ.

Развитие элементарно-технологической базы изменяет удельный объем работ на различных этапах при проектировании ЭВМ и ВС. Первые ЭВМ разрабатывались для выполнения вычислений при решении равнообразных научно-технических задач. Поэтому при их проектировании наибольшее внимание уделялось достижению максимальной производительности процессора и снижению стоимости оборудования. На ЭВМ не возлагались функции работы в равнообразных условиях, пользователь приспособлял ее для специального применения изменением программ. На средства программирования работы ЭВМ возлагались функции, свойственные аппаратным средствам вычислительной техники следующих поколений.

Развитие аппаратных средств вычислительной техники значительно повысило надежность работы ЭВМ. Накопленный опыт применения открыл новые сферы использования ЭВМ для решения сложных задач обработки информации и управления. Увеличение объема внутренних ЗУ и их секционирование позволяет размещать большое число программ, снижает время применения стандартных программ и ведет к увеличению производительности. При применении постоянных и полупостоянных ЗУ микропрограммный метод управления операционных устройств вытесняет программное управление.

Рабочие программы в ЭВМ записываются на ее внутреннем языке, представляющем собой систему команд, структурным (схемным) способом зафиксированную в машине. Программная интерпретация служит для преодоления разрыва между алгоритмическим языком и программным уровнем внутреннего, заданного структурным способом языка. Под структурной интерпретацией понимается преобразование рабочей программы с программного уровня внутреннего

языка на микропрограммный уровень. При этом предполагается, что все алгоритмы интерпретирующей системы зафиксированы в машине структурным способом.

Поскольку при повышении уровня языка программирования происходит переход к большему числу символьных, а не числовых операций, то ЭВМ должна понимать достаточно сложные обобщенные понятия. В ряде случаев это легко реализовать, заменив программные средства перехода входных сообщений внутренними микропрограммными структурными средствами.

Таким образом, по мере развития ЭВМ определенная часть ее системы математического обеспечения заменяется аппаратными средствами, т. е. перераспределяются программные, микропрограммные и аппаратные средства.

4.3. Особенности наборов ИС для построения ЭВМ и ВС

Современные ЭВМ собираются из ИС, типовых как по физическим принципам функционирования, так и по выполняемым логическим функциям.

Основные требования к набору ИС:

а) ИС выбранных типов должны обеспечивать возможность построения различных систем обработки цифровой информации;

б) число типов ИС должно быть оптимальным, чтобы обеспечивалась простота эксплуатации сложных систем и взаимозаменяемость их частей;

в) должно быть предусмотрено включение ИС, которые не выполняют логические функции, а согласуют нагрузочные характеристики логических элементов и обеспечивают формирование электрических сигналов;

г) применяемые ИС должны быть технологичными в изготовлении, удобными для проверки их электрических параметров.

Набор ИС ЭВМ должен быть функционально полным. Это означает, что: он должен обеспечивать построение логических схем ЭВМ для реализации полного набора переключательных функций; специальные ИС этого набора должны обеспечивать возможность построения управляющих цепей, запоминающих устройств ЭВМ и цепей связи запоминающих и логических устройств; в составе набора должны быть ИС, обеспечивающие работу электромеханических компонентов и устройств ЭВМ (реле, переключателей, механизмов перфорации и печати), а также схем связи различных устройств с устройствами ввода — вывода информации; должны быть предусмотрены ИС индикации информационных состояний и элементы генерации высокостабильных тактовых сигналов.

Способ кодирования информации определяет специфику построения набора ИС, а также его основные параметры. В микроэлектронике наиболее широко используется потенциальная система ИС из-за трудностей построения импульсных систем, в которых велико

число трансформаторов и конденсаторов. Кроме того, в импульсных схемах при повышении быстродействия усложняется задача фазирования сигналов. В потенциальной системе ИС форма сигналов не преобразуется специально, кодирование основано на установлении уровней сигналов, нет жестких требований к синхронизации, что в целом обуславливает высокую надежность такой системы.

По типу основной логической ячейки ИС для ЭВМ можно разделить на следующие основные группы:

- диодно-резистивные;
- резистивно-транзисторные;
- диодно-транзисторные с переключением напряжений и токов;
- транзисторно-транзисторные;
- транзисторные с переключением токов.

При повышении степени интеграции происходит переоценка используемых типов схем. Например, для ускорения переходных процессов в цепях широко использовались модифицированные резистивно-транзисторные элементы с емкостными связями в дискретном исполнении.

Решая задачи комплексной микроминиатюризации при разработке вычислительных систем схемотехник должен минимизировать число ИС (корпусов ИС), требуемых для реализации логической схемы ЭВМ в целом. Ему следует учитывать особенности, обусловленные интегральной технологией изготовления компонентов и элементов:

— изменяется относительная стоимость элементов, определяемая в значительной мере площадью, занимаемой на подложке; стоимость интегральных транзисторов, диодов и резисторов примерно одинакова;

— номиналы интегральных элементов ограничены сверху, достаточно сложно получить резисторы с сопротивлением в десятки — сотни килоом и конденсаторы емкостью в несколько сотен пикофарад, трансформаторы, катушки индуктивности;

— номиналы компонентов сложно контролировать с большой точностью, хотя достаточно хорошо можно выдержать соотношение между их величинами; в пределах ИС все компоненты имеют одинаковую температурную зависимость;

— схемотехническая разработка элементов затруднена из-за сложности макетирования, высокой стоимости технологии и оборудования для макетирования;

— полностью совместимая технология полупроводниковых пассивных и активных элементов сложна; при предъявлении жестких требований к элементам ЭВМ, особенно к специальным, необходимо использовать гибридные методы изготовления ИС.

Унификация логических элементов, как правило, приводит к избыточности и поэтому увеличивает затраты на оборудование ВС. Поэтому в каждом конкретном случае необходимо рассматривать всю совокупность факторов, влияющих на выбор функционального состава набора ИС.

Анализ схемных решений при построении ЭВМ I и II поколений показывает, что в арифметическом устройстве около 5...10% логических элементов составляют элементы типа И, 25% — элементы типа ИЛИ, 15% — усилительные узлы и 5% — триггерные запоминающие элементы. При построении ЭВМ на ИС, в которых инвертор помещен в единый корпус с логическими ИС для получения достаточно большого коэффициента разветвления по выходу, логические элементы составляют 80...90%, а вспомогательные — 10...20%. Доля специальных логических элементов в арифметических устройствах составляет единицы процентов.

Выбор состава набора логических элементов имеет важное значение, поскольку определяет число корпусов ИС, необходимое для построения ЭВМ. Статистический анализ ЭВМ средней производительности показывает, что в них наиболее широко используются логические элементы с двумя, тремя, четырьмя входами, причем доля элементов с двумя входами составляет более 50%. В машинах высокой производительности число многовходовых схем увеличивается, распределение элементов по числу входов становится более равномерным.

Эффективным средством для уменьшения числа корпусов является использование логических элементов с широкими функциональными возможностями. Например, в логических элементах на переключателях тока одновременно вырабатывается сама логическая функция и ее отрицание. Кроме того, расширение логических возможностей этих ИС достигается простым объединением их выходов.

4.4. Особенности проектирования электронных узлов ЭВМ и ВС на основе набора ИС с повышенной степенью интеграции

Если известна совокупность микроопераций отдельного узла ЭВМ, то при проектировании необходимо выполнить следующее:

- 1) составить таблицы истинности переключательных функций электронного узла;
- 2) записать в нормальной дизъюнктивной или конъюнктивной форме логические выражения для выходных величин;
- 3) минимизировать полученные выражения;
- 4) составить функциональную схему;
- 5) выбрать схему элементов и разработать принципиальную схему.

Для оценки связи динамических параметров электронных узлов с параметрами используемых систем логических элементов необходимо связать цикл работы узла $T_{ц}$ с числом срабатываний элементов $K_{ц}$ за время цикла (с числом тактов). Число тактов определяется, как правило, числом микроопераций, выполняемых в течение цикла одной операции. Если известны величины задержки распростране-

ния сигналов электронных элементов t_{ϕ} и коэффициента запаса по частоте q_f , то $T_{\alpha} = q_f K_{\alpha} t_{\phi}$. Отсюда задержка распространения $t_{\phi} = T_{\alpha} / q_f K_{\alpha}$.

Анализ работы типичных электронных узлов и блоков показывает, что в операционном блоке одна макрооперация обработки числа с фиксированной запятой включает около десяти микроопераций. В ЭВМ и ВС с представлением чисел с плавающей запятой эта величина в несколько раз больше [4.6].

Значение коэффициента запаса по частоте q_f фактически определяет длительность плоской части импульсов. При $q_f = 2$ длительность плоской части импульсов равна задержке распространения.

При реализации какого-либо электронного узла на БИС необходимо стремиться к минимизации типов БИС с наименьшим числом выводов, поскольку и число типов БИС, и сложность их корпусов определяют технико-экономические показатели ЭВМ. Число внешних соединений, приходящихся на один электронный элемент БИС, ограничено сверху и снизу. Сверху число соединений ограничено числом выводов всех элементов при отсутствии соединений между ними. Наименьшее число соединений равно числу соединений одного электронного элемента: такое число выводов получается при последовательном внутреннем соединении всех элементов для образования например, n -разрядного сдвигающего регистра.

Оптимальность построения логической структуры системы в этом случае определяется следующими показателями: числом типов БИС; минимальным (оптимальным) числом выводов БИС; коэффициентом повторяемости БИС, связанным с универсальностью разработанной структуры БИС; минимальным коэффициентом избыточности неиспользуемых элементов на кристалле; возможностью проверки на функционирование.

Увеличение степени интеграции электронных элементов в ИО вызывает ряд проблем, решение которых усложняет проектирование БИС. Рассмотрим некоторые из них.

Мощность, потребляемая БИС. Высокая плотность размещения элементов в кристалле затрудняет изготовление цепей питания и внутриэлементных соединений с помощью многослойного монтажа. Действительно, даже малое потребление каждого элемента БИС при их большом числе может привести к необходимости подвода токов внутри БИС порядка одного ампера.

Отвод тепловой энергии. Конечная мощность рассеяния каждого элемента вносит вклад в общую мощность, выделяемую в виде тепловой энергии в объеме кристалла БИС. Если достаточно большие размеры дискретных электронных компонентов и интегральных схем позволяли за счет естественного или принудительного воздушного охлаждения отвести выделяемую мощность, то для отвода тепловой мощности порядка $10 \dots 20$ Вт/см² от кристаллов БИС нужны принципиально новые способы. Среди них наиболее широко используемые — жидкостное охлаждение и конструирование специальных корпусов.

Помехоустойчивость. Передача сигналов с крутым фронтом и спадом требует широкополосных линий связи. В этом случае необходимо обеспечить согласование линий передач для исключения отражений в широком диапазоне частот. В многослойной структуре БИС значительную проблему представляют перекрестные помехи. Теоретическое исследование перечисленных проблем и связанные с ним расчеты представляют существенные трудности из-за конечных размеров и сложности рассматриваемых структур. Экспериментальное исследование требует значительных материальных и временных затрат. Поэтому помехоустойчивость БИС обеспечивают комплексным использованием методов теоретического и экспериментального исследования, включающих математическое и физическое моделирование.

4.5. Функциональный подход к проектированию узлов и блоков ЭВМ на основе БИС

Число базовых логических элементов, которые можно разместить на одной подложке (кристалле) БИС, зависит от числа выводов корпуса и «функциональной связности» схемы, определяемой как отношение суммарного числа входных и выходных внутренних логических связей к числу внешних (входных и выходных) связей. Чем больше значение коэффициента функциональной связи, тем большее число базовых логических элементов и, следовательно, компонентов приходится на один вывод корпуса БИС:

$$N_{\text{БИС}} = n_{\text{ф}} \rho N_{\text{в}}$$

где $n_{\text{ф}}$ — коэффициент функциональной связи; ρ — число компонентов в одном базовом логическом элементе; $N_{\text{в}}$ — число выводов БИС.

Число выходных контактов r_1 логического элемента с числом компонентов ρ определяется как $r_1 \approx 2,5 \sqrt{\rho}$. Поэтому максимальное общее число выходных контактов БИС равно

$$2,5 N_{\text{БИС}} \sqrt{\rho} + 2,5 \sqrt{N_{\text{БИС}} \rho} = 2,5 (N/\rho + \sqrt{N}),$$

где $N_{\text{БИС}} \rho$ — число компонентов БИС.

В этом выражении первое слагаемое определяет число выходных контактов базовых логических элементов, а второе слагаемое — число выходных контактов БИС. При разработке функциональных схем БИС необходимо так расположить базовые логические элементы и рисунок соединений между ними, чтобы получить минимальное число выводов БИС.

При увеличении уровня интеграции ИС возникает проблема повторяемости (тиражности) логических элементов в одной вычислительной системе. При малом уровне интеграции базовые логические элементы и построенные на их основе БИС могут быть применены в различных вычислительных системах.

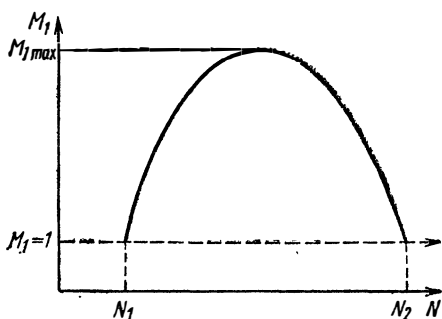


Таблица 4.1

Уровень интеграции, эл./ИС	Число типов узлов	Число узлов	Повторяемость
25	10	10 780	1078
50...100	30	2 250	73
1000	70	350	5
3600	30	92	3,06

Рис. 4.3. Зависимость числа типов БИС от степени интеграции для построения ЭВМ или ВС.

В табл. 4.1 приведены статистические данные, показывающие зависимость между числом узлов заданной степени интеграции и общим числом узлов высокопроизводительных ЭВМ. С увеличением степени интеграции число типов узлов в системе увеличивается, а затем падает. Повторяемость узлов по мере повышения уровня интеграции уменьшается. На основании анализа приведенных данных можно привести зависимость числа типов БИС от степени интеграции N для построения ЭВМ или ВС (рис. 4.3). При определенной степени интеграции, определяемой числом N_1 элементов в одной логической ИС, функциональная схема ВС может быть построена лишь из одного типа логических элементов (например, И — НЕ или ИЛИ — НЕ). Развитие технологии позволяет в принципе достичь такого уровня интеграции N_2 , при котором полная функциональная схема ЭВМ будет реализована на одной специальной БИС. Между этими двумя крайними значениями числа типов БИС $N_1...N_2$ их значение, требуемое для реализации функциональной ВС, увеличивается, достигает максимума, а затем уменьшается до единицы (при N_2).

Функциональное разбиение схем высокопроизводительных ЭВМ и ВС представляет существенную сложность, поскольку при этом необходимо обеспечить широкую разветвленность связей при существенных ограничениях на число выводов БИС.

В БИС удается повысить быстродействие без увеличения потребляемой мощности за счет снижения паразитных параметров схем и сокращения физической длины соединений. Следовательно, выполнение ЭВМ на БИС при использовании достижений технологии производства ИС позволяет повысить их быстродействие. При использовании же обычных ИС это требует применения более скоростных компонентов или усложнения структуры ЭВМ.

Использование БИС открывает новые возможности построения логических устройств с рассредоточенными устройствами управления (распределенное управление). При этом управляющие схемы распределены по всему устройству и общие шины передают данные

в двух направлениях. По этим шинам можно передавать информацию из одного регистра в другой, подавая соответствующие сигналы на входные и выходные управляющие устройства. В этом случае исключаются индивидуальные соединения между двумя любыми регистрами группы.

Рассредоточенное управление — новый шаг в сторону от стандартных методов построения устройств управления. Использование этого метода требует дополнительного числа устройств управления, но позволяет резко уменьшить число межсоединений, что очень важно при построении ЭВМ на БИС. Однако ограниченность числа связей существенно ограничивает скорость передачи информации в устройствах с рассредоточенным управлением, в которых функции блоков могут изменяться в процессе работы. Универсальные функциональные БИС на основе запоминающих устройств являются наиболее простыми, но не единственными типами универсальных БИС.

Развитие технологии создания многокристалльных БИС в одном корпусе с соединениями на печатных микроплатах при использовании библиотек кристаллов с определенным функциональным назначением и изготовлении специальных многослойных плат (или микросборок) позволяет получать различные унифицированные БИС частного применения. Машинные методы проектирования унифицированных БИС и автоматизация технологического процесса посадки кристаллов позволяет получать такие БИС частного применения с приемлемой стоимостью.

Универсальные БИС. Другим подходом к проектированию ЭВМ на БИС является разработка новых методов построения ЭВМ на ограниченном числе универсальных БИС, представляющих функционально законченные узлы, способные выполнять различные логические функции.

Постоянные запоминающие устройства (ПЗУ) являются наиболее простыми из БИС. Они состоят из идентичных ячеек с одинаковой системой координатных соединений в отличие от других логических схем, состоящих из большого набора сложным образом соединенных элементов. Интегральные ПЗУ применяют для записи микропрограмм, табличного поиска и преобразования информации. Такие ПЗУ начинают находить применение при построении комбинационных и последовательностных логических устройств [4.3, 4.5].

В общем виде вычислительное устройство для обработки цифровой информации состоит из ряда электронных регистров для временного хранения кодов, комбинационных логических узлов, через которые проходят коды при передаче их из одного регистра в другой, и электронных управляющих устройств, определяющих время передачи и характер преобразования информации комбинационными схемами. При проектировании вычислительных устройств на дискретных компонентах или даже на отдельных ИС стремились минимизировать их число в схеме.

При создании БИС ПЗУ экономические и технические ограничения введения избыточности легко преодолеваются. Вследствие

этого целесообразно рассмотреть применение ПЗУ для реализации логических и комбинационных функций. Отметим, что для практического применения ПЗУ в указанных цепях питания, адресные и считывающие цепи целесообразно изготавливать на одном кристалле, поскольку это значительно упрощает требования к их корпусам.

С функциональной точки зрения поступающую на вход ПЗУ информацию необходимо преобразовать для получения заданной выходной информации.

Простейшей формой ПЗУ является одноразрядный комбинационный сумматор на основе диодно-резистивной матрицы (рис. 4.4). В этом ПЗУ каждому набору входных переменных соответствует сумма, записанная в его определенной ячейку.

Аналогично на основе ПЗУ можно построить схему преобразования циклического кода в обычный двоичный код. В циклическом коде два последовательных значения кодов отличаются на единицу не более чем в одном разряде. Такое кодовое представление обычно используется при преобразовании непрерывных величин в цифровые коды. Для реализации преобразования циклических кодов в двоичные в случае 4-разрядных кодов требуется всего три схемы «Исключающее ИЛИ», поскольку четвертые разряды для обоих кодов совпадают.

Для преобразования циклического кода в двоичный с помощью ПЗУ все значения двоичных кодов записываются в ПЗУ. Всего в ПЗУ должно быть шестнадцать 4-разрядных комбинаций, т. е. ПЗУ емкостью 64 бита. Каждому циклическому коду на входе, рассматриваемому как код адреса ПЗУ, на выходе соответствует содержимое определенной ячейки ПЗУ, т. е. двоичный код.

Таким образом, логическая схема из 15 логических элементов И, ИЛИ, НЕ может быть заменена ПЗУ емкостью 64 бита для эквивалентной логической реализации заданной функции.

Для моделирования счетчика кодов можно использовать набор ПЗУ, аналогичный приведенному на рис. 4.5. Применяя обратную связь, можно построить счетчик только на одном ПЗУ (рис. 4.6). В этом случае код 0000 вы-

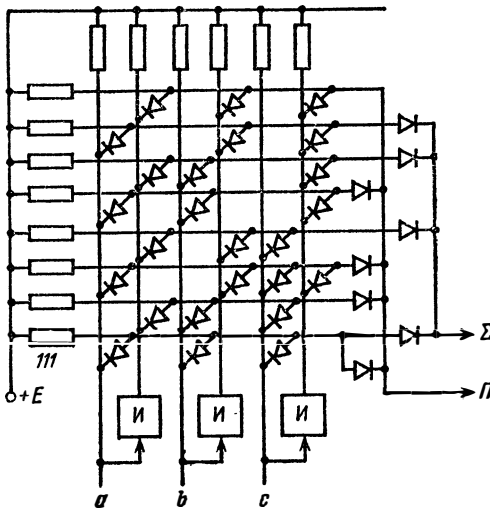


Рис. 4.4. Одноразрядный комбинационный сумматор на основе диодно-резистивной матрицы.

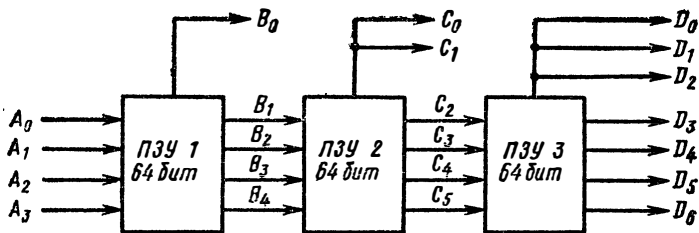


Рис. 4.5. Схема сдвига двоичных кодов путем последовательного соединения ПЗУ.

работывает на выходе сигналы кода 0001. При подаче этого кода с выхода на вход с помощью тактирующего сигнала адресный код 0001 вырабатывает сигнал на выходе 0010, который после подачи на вход вырабатывает на выходе код 0011 и т. д.

В принципе в ПЗУ можно записать таблицу, реализующую любые возможные комбинации заданных математических функций или арифметических операций. Допустим, что требуется разработать множительное устройство 4-разрядных чисел на основе ПЗУ. Результат выражается в 8-разрядных числах, таблица ПЗУ содержит все возможные произведения двух 4-разрядных чисел. Для каждого сомножителя необходимо предусмотреть свой вход, т. е. всего восемь входных шин. По этим восьми шинам можно передать $2^8 = 256$ различных двоичных кодов, каждый код представляет собой адрес 8-разрядного произведения. Следовательно, общая емкость рассматриваемого ПЗУ должна составлять $256 \times 8 = 2048$ бит. При увеличении количества разрядов в обрабатываемых числах емкость ПЗУ растет очень быстро.

Универсальные перестраиваемые БИС. Так как стоимость изготовления БИС с большой степенью интеграции высока из-за больших затрат на их разработку и частного применения, одним из путей уменьшения числа БИС, как уже отмечалось, является раз-

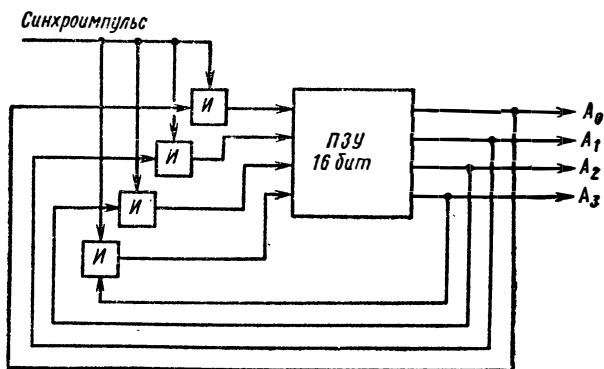


Рис. 4.6. Схема счетчика на одном ПЗУ,

работка универсальных функциональных узлов и блоков в интегральном исполнении. Универсальный функциональный узел должен быть избыточным. Избыточные элементы используются для «настройки» универсального узла на выполнение определенных функций. Как было показано, использование ПЗУ позволяет решать задачи преобразования информации и построения цепей управления изменением информации, содержащейся в ПЗУ. Электронная настройка универсальных узлов со встроенными блоками ОЗУ позволяет получить хотя и более дорогую, но более гибкую систему, в которой функциональная настройка БИС может быть произведена в процессе работы ЭВМ и ВС.

При переходе к БИС коренным образом изменяются требования к проектированию и конструированию ЭВМ и ВС. Для данного этапа развития вычислительной техники характерны большие количества логических элементов («тирания количеств») со сложной системой соединений, обеспечивающей параллелизм и разветвленность процесса преобразования информации. Для оптимизации таких параметров, как стоимость и производительность ЭВМ и ВС, необходимо координировать действия разработчиков системы в целом и разработчиков логики отдельных устройств, межблочных связей, контроля и диагностики, а также действия технологов, воплощающих разработанные идеи в реальные БИС. Построение ЭВМ на БИС обуславливает необходимость перемещения стандартизации с элементного уровня на уровень узлов, блоков и даже устройств.

4.6. Типовые наборы ИС микропроцессора и микро-ЭВМ на их основе

Использование серий ИС малой и средней степеней интеграции позволило упростить проектирование и снизить стоимость логических систем с нерегулярной структурой.

Как было показано в § 4.5, увеличение степени интеграции БИС приводит к проблеме их малой тиражности при построении как сложных, так и простых устройств с нерегулярной структурой. Как следствие этого увеличивается номенклатура специальных (частного применения) БИС и увеличивается стоимость электронных узлов и блоков.

Практическим решением проблемы малой тиражности БИС частного применения в большинстве случаев является переход от логики с нерегулярной структурой реализацией функций к программной реализации функций с помощью стандартных универсальных БИС, называемых микропроцессорами.

Микропроцессор есть устройство обработки цифровой информации, состоящее из операционной и управляющей части и памяти. Функции, реализуемые микропроцессором, определяются его управляющей частью. В микропроцессоре со схемным управлением набор операций задается схемой соединения узлов операционного блока (так называемая «аппаратная логика»).

При микропрограммном управлении функции микропроцессора задаются определенным набором команд, записываемых в постоянных запоминающих устройствах, или кодированием программируемой логической матрицы. Большую гибкость микропроцессору обеспечивает использование ПЗУ с электрической перезаписью.

Таким образом, микропроцессор является ИС с широкими функциональными возможностями, определяемыми заданной системой микрокоманд и программой, которая может быть записана в ОЗУ и легко изменена [4.4].

БИС микропроцессоров могут отличаться следующими параметрами: разрядностью чисел, обрабатываемых одной командой или микрокомандой; числом регистров, доступных и недоступных пользователю; разрядностью числовых и управляющих шин для связи с другими БИС; составом микрокоманд или системой команд.

Микропроцессор вместе с наращиваемой оперативной и постоянной памятью, а также с некоторым набором входных — выходных и периферийных устройств образует микро-ЭВМ. Создание микро-ЭВМ можно рассматривать как некоторый этап на пути изготовления ЭВМ на одном кристалле. Этот этап стал возможен вследствие прогресса технологии и совершенствования архитектуры ЭВМ. При разработке архитектуры микро-ЭВМ на основе микропроцессоров основное внимание, как и при разработке других вычислительных средств, уделяется соотношению аппаратных, программных и микропрограммных средств (рис 4.7).

Более конкретные задачи этапа проектирования микро-ЭВМ (рис. 4.8) в основном совпадают с задачами, перечисленными в §4.2. Однако жесткие ограничения в технической реализации проекта обуславливают значительное отличие объемов работ при проектировании микро-ЭВМ и универсальных ЭВМ.

Основные достоинства микро-ЭВМ:

- наращивание разрядности и производительности;
- возможность широкого распараллеливания вычислительного процесса;
- эффективная обработка участков алгоритмов, не поддающихся распараллеливанию;
- построение широкого класса универсальных и специализированных вычислительных устройств;
- простота технической и математической эксплуатации.

Анализ алгоритмов типовых задач микро-ЭВМ позволяет разработать типовую систему команд и микрокоманд микро-ЭВМ. Осуществление типовой системы команд возможно в базовой микро-ЭВМ на основе базового минимального комплекта БИС. Специализировать микро-ЭВМ на специфические области применения можно дополнением к базовой БИС проблемно-ориентирующего комплекта БИС (рис. 4.9).

Реализация функциональной структуры микропроцессоров различными технологическими путями позволяет получить семейство микропроцессоров с различными технико-экономическими показателя-

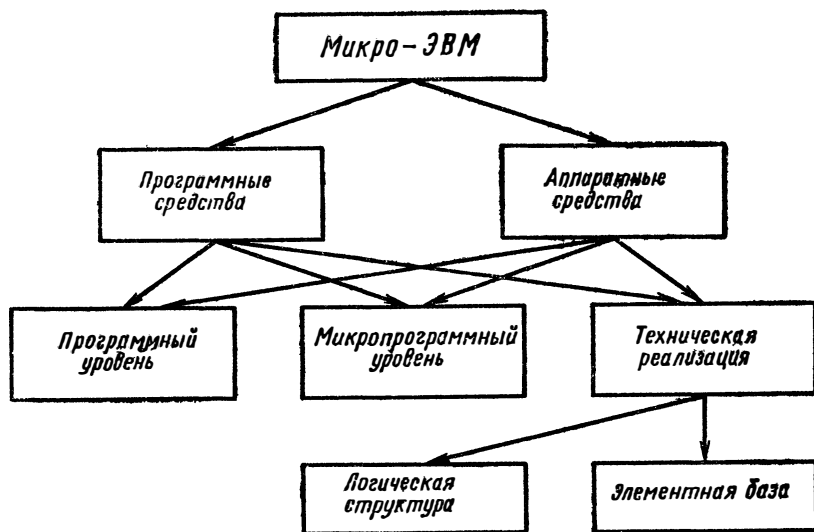


Рис. 4.7. Структурная схема разработки микро-ЭВМ.

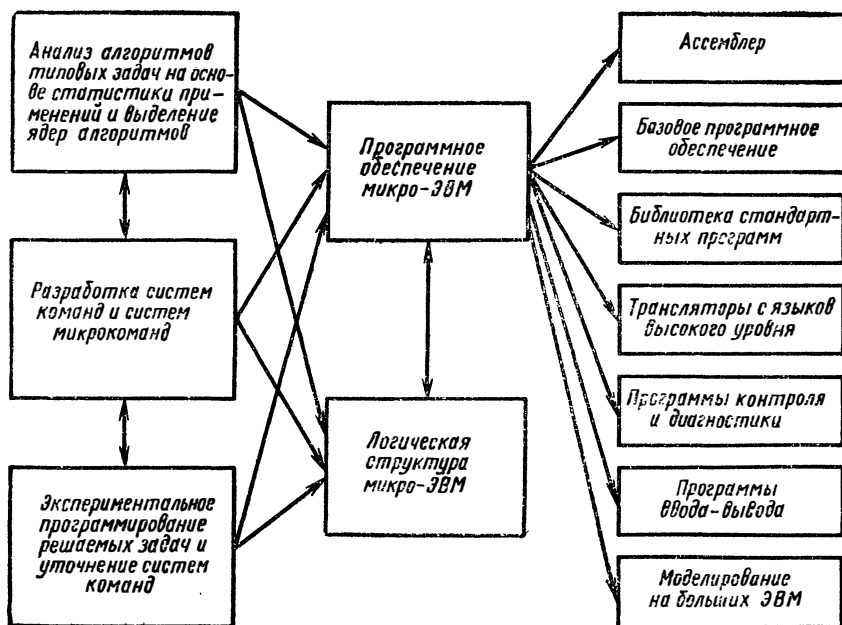


Рис. 4.8. Задачи, решаемые на этапе проектирования.



Рис 4.9. Состав аппаратных средств микро-ЭВМ.

ми. В табл. 4.2 приведены основные параметры полупроводниковых приборов, изготовленных по различным технологиям, а также быстродействие микропроцессоров на основе этих приборов для операций типа «регистр — регистр». Как следует из приведенных данных, на основе семейства микропроцессоров можно создавать микро-ЭВМ с производительностью, различающейся на два порядка при переходе от младшей модели на приборах с каналом p -типа к старшей модели на низкоуровневых переключателях тока.

Микропроцессоры и микро-ЭВМ позволяют строить ряд средств вычислительной техники, аналогичных по параметрам различным

Таблица 4.2

Тип технологии	Тип полупроводникового прибора	Мощность на вентиль, мВт	Задержка на вентиль, нс	Быстродействие микропроцессора, тыс. опер./с
МОП	p -канальный	0,5...1,0	400...600	50...80
	n -канальный	0,4...0,8	50...100	250...300
Биполярная	К-МОП высокопороговый	0,01...0,1	50...100	250...300
	К-МОП низкопороговый	0,001...0,05	50...100	250...300
	Транзисторно-транзисторная логика	1,5...2	15...25	1 000...1 500
	Инжекционная логика	0,05...0,1	15...30	1 000...2 000
	Низкоуровневый переключатель тока	1...1,5	3...6	5 000...10 000

мини-ЭВМ: расширенные по разрядности микро-ЭВМ, мультипроцессорные микро-ЭВМ, сети микро-ЭВМ [4.4].

Развитие микроэлектронной технологии позволит в недалеком будущем на одном кристалле создать микро-ЭВМ с параметрами мини-ЭВМ. Действительно, процессор средней мини-ЭВМ содержит несколько тысяч ИС, т. е. 15...30 тыс. интегральных компонентов (например, МОП-транзисторов). Первые выпускаемые промышленностью калькуляторы и разрабатываемые микро-ЭВМ имеют в среднем в одном кристалле 1500...3000 интегральных компонентов, что только на порядок меньше числа компонентов в средней мини-ЭВМ.

Наиболее важные ограничения, налагаемые на микропроцессоры и микро-ЭВМ, заключаются в ограничении разрядности обрабатываемой информации, т. е. в физической разрядности БИС микропроцессора и магистралей микро-ЭВМ. Обычно разрядность для микропроцессоров составляет 4 — 8 — 16 разрядов, тогда как в процессорах больших ЭВМ она достигает 32 — 72 разрядов.

Ограниченная разрядность микропроцессоров приводит к двум основным особенностям микропроцессорных ЭВМ:

— ограничивает точность представления информации, число инструкций в системе команд, информационный объем прямо адресуемой памяти, число подключаемых внешних устройств и т. д.;

— уменьшает габариты, массу и стоимость ЭВМ на основе микропроцессоров.

Для структуры современных и перспективных ЭВМ на основе микропроцессоров характерны:

— модульность устройств; модули микропроцессора можно физически подсоединять к различным местам информационной магистрали, их внешние функциональные связи и система адресования одинаковы;

— магистральный принцип объединения всех функциональных устройств в одну или несколько систем шин для передачи всех сигналов, общих для микро-ЭВМ (адреса, данные, сигналы управления);

— асинхронный обмен информацией между модулями по принципу «запрос — ответ»;

— микропрограммное управление, обеспечивающее операционные возможности ЭВМ и возможность программной совместимости с другими ЭВМ;

— использование в качестве расширяющих функциональных модулей средств повышения производительности, средств расширения возможностей пользователя, снижения затрат на программирование (программно-аппаратная реализация магазинной (стековой) памяти, введение сверхоперативных ЗУ с адресной и ассоциативной выборкой информации, использование арифметических расширителей, например блока выполнения операций с плавающей запятой, введение средств организации виртуальной памяти и т. д.);

— расширение номенклатуры внешних устройств и средств связи микропроцессоров с объектами управления.

Будучи оснащены различными периферийными устройствами и средствами связи с управляемыми объектами, микро-ЭВМ наиболее широко и выгодно применяются как составная часть различных информационно-управляющих систем. При этом используются отдельные микро-ЭВМ, расширенные микро-ЭВМ (за счет наращивания числа микропроцессоров для увеличения разрядности) и системы микро-ЭВМ, образующие вычислительные сети, параметры которых близки к параметрам мини-ЭВМ. Области применения микро-ЭВМ обширны: тестовые и контрольно-измерительные системы; устройства управления технологическими процессами; системы программного управления станками; системы контроля состояния линий связи и т. п.; подсистемы первичной обработки информации в управляющих системах промышленного назначения, в системах автоматизации научного эксперимента; подсистемы управления периферийным оборудованием вычислительных систем и комплексов; специализированные вычислительные устройства.

При построении микро-ЭВМ и систем на их основе большое значение приобретает разработка устройств связи микро-ЭВМ с реальными объектами, поскольку эти устройства содержат аналоговые и смешанные блоки переработки информации, миниатюризация которых чрезвычайно сложна.

Микропроцессорные комплекты БИС позволяют осуществить: встроенное управление; распределенное управление; распределенные вычисления.

Встроенное управление. Низкая стоимость, высокая надежность и высокая вычислительная мощность позволяют встраивать микро-ЭВМ внутрь объектов невысокой стоимости и сложности. Мини-ЭВМ устанавливают рядом со сложным оборудованием, линией. Параметры микро-ЭВМ позволяют встроить ее в оборудование, придать последнему «интеллектуальные» возможности, т. е. создать реальные предпосылки для автоматизации производства. Встраивание микро-ЭВМ повышает качество работы и производительность оборудования, существенно снижает требования к персоналу, работающему на оборудовании. Цифровое управление отдельными единицами оборудования легко позволяет передавать информацию (или вызывать ее) с нижних уровней на верхние уровни иерархической системы управления.

Распределенное управление. Появление микро-ЭВМ позволило практически реализовать децентрализованные системы управления заменой одной мини-ЭВМ некоторой совокупностью связанных микро-ЭВМ. При этом одна из микро-ЭВМ может быть центральной, определяющей порядок функционирования всей системы. Управляющие микро-ЭВМ располагаются непосредственно в местах сосредоточения групп датчиков и исполнительных механизмов. В этом случае можно существенно нарастить вычислительную мощность за счет параллельной обработки, повысить живучесть системы, а также реализовать в ней большое число связей. Последнее особенно важно для бортовых систем управления, поскольку при-

водит к значительной экономии массы и объема за счет сокращения числа и длины кабельных соединений.

Распределенные вычисления. В настоящее время строят вычислительные системы, объединяющие десятки, сотни и тысячи микропроцессоров. В таких системах микропроцессоры могут иметь индивидуальную и общую память. Поэтому возможно построение ВС с распределенной, общей или смешанной памятью.

Микропроцессоры в ВС могут быть одинаковыми и универсальными или специализированными на выполнение определенных функций. ВС может представлять собой смешанную систему универсальных и специализированных процессоров.

В системе процессоров вычисления распараллеливаются и, как следствие, существенно наращивается вычислительная мощность. Для хорошо распараллеливаемых задач микропроцессоры позволяют получить вычислительную мощность больших вычислительных машин при значительно меньших затратах, большей надежности и компактности. Создание микропроцессорных систем с большим числом специализированных процессоров позволит создать мощные вычислительные системы нового типа по сравнению с большими ЭВМ в традиционном исполнении.

4.7. Запоминающие устройства

Для запоминающих устройств на магнитных носителях информации удается получить низкую стоимость одного бита за счет сравнительно низкой стоимости накопителя информации, небольшого числа соединений и устройств управления на один бит. При этом по мере увеличения объема информации накопителя удельная стоимость одного бита информации уменьшается. Действительно, рассмотрим ОЗУ на ферритовых сердечниках с совпадением токов. Пусть в ОЗУ с информационной емкостью $C = N_a Q_p$ (N_a — количество чисел; Q_p — количество разрядов) стоимость электронных схем выборки, обслуживающих координату, равна C_k , а стоимость электронных узлов одного разряда тракта считывания записи равна C_p , причем $C_k = v C_p$, где v — постоянная для данного устройства величина. Стоимость одного бита информации в таком устройстве равна

$$C_{\text{бит}} = \frac{2 \sqrt{N_a} C_k + Q_p C_p}{N_a Q_p} = \frac{2C_k}{Q_p} \frac{1}{\sqrt{N_a}} + \frac{C_k}{v} \frac{1}{N_a}.$$

Таким образом, в ОЗУ на магнитных сердечниках с совпадением токов увеличение информационной емкости C устройства уменьшает удельную стоимость электронного устройства на единицу информации обратно пропорционально емкости для разрядной части и обратно пропорционально корню квадратному из информационной емкости для адресной части. В ОЗУ с прямой выборкой стоимость электронного устройства для управления одной адресной координатой постоянна и не зависит от информационной емкости устройства.

В отличие от магнитных ОЗУ стоимость одного бита информации полупроводниковых ОЗУ практически постоянна. Поэтому стоимость устройства увеличивается линейно при увеличении информационной емкости.

Независимость стоимости бита информации от информационной емкости устройства позволяет по-новому строить ЭВМ с полупроводниковым ЗУ. Общее ОЗУ можно разделять на отдельные функционально зависимые или независимые блоки, использовать блоки в виде местных ОЗУ, процессоров или устройств ввода — вывода и т. д. Рассредоточивая устройства хранения информации и приближая их к устройствам переработки и передач, а также организуя параллельную работу, можно повышать быстродействие ЭВМ. В состав полупроводниковых БИС ЗУ входят собственно матрицы запоминающих элементов, регистры адреса и выходные информационные регистры, дешифраторы, формироваватели и усилители считывания.

Наиболее рациональной схемой ЗУ представляется модульная разрядная схема, где каждая БИС обеспечивает хранение информации и управление всеми запоминающими элементами одного разряда. Однако ограниченные возможности микроэлектронной технологии не позволяют изготовить на одной полупроводниковой подложке (кристалле) БИС запоминающего устройства достаточно большой информационной емкости. Поэтому появляется необходимость в функциональном разбиении логической схемы ОЗУ на отдельные составные части, при которых высокая степень интеграции запоминающих и логических элементов несущественно снижает процент выхода годных БИС, а также обеспечиваются требуемые соотношения числа входов — выходов логической схемы и числа выводов корпуса. Высокая степень регулярности и повторяемости запоминающих и логических элементов, а также управляющих цепей между ними позволяет легко реализовать полупроводниковое ОЗУ в виде некоторого числа БИС.

Рассмотрим особенности функционального разбиения полупроводникового ОЗУ, возникающие при изготовлении последнего в виде БИС. Пусть необходимо изготовить матрицу из запоминающих элементов. Если площадь, занимаемая одним элементом и его соединениями с соседними элементами, равна S_1 , то для изготовления N элементов требуется кристалл с общей площадью $S_n = S_1 N$. Для подключения N запоминающих элементов к цепям управления ЗУ необходимо иметь N или $2\sqrt{N}$ управляющих входов (для схем прямой и матричной выборки соответственно), а также информационные входы и выходы, входы и выходы питания. При объединении нескольких матриц запоминающих элементов по координатным шинам выборки и управления от одной управляющей цепи серьезное ограничение на быстродействие налагает задержка сигнала при прохождении вдоль координатной линии с \sqrt{N} запоминающими элементами, равная $t_{cp} \simeq RC_n N/2$.

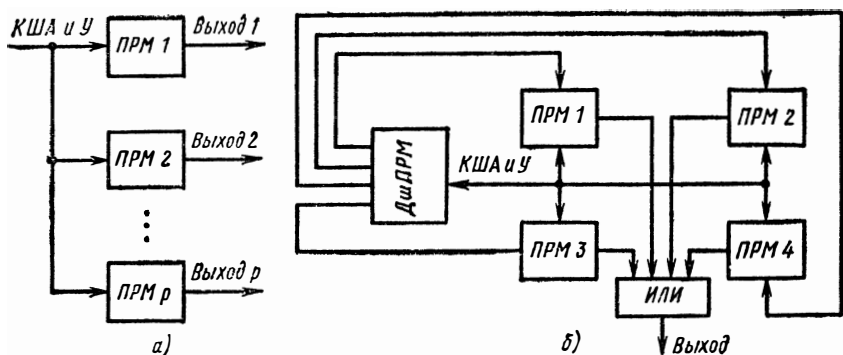


Рис. 4.10. Структурные схемы одноразрядных БИС ОЗУ (ПРМ):
 а — ПРМ с параллельным объединением; б — одноразрядное ЗУ.

Оптимальным функциональное разбиение получается в том случае, когда управляющие схемы выборки размещаются на одной полупроводниковой подложке вместе с матрицей запоминающих элементов, число которых равно N/K , $K > 1^*$. В этом случае число управляющих адресных входов равно $N_a = \log_2 N/K$, что позволяет использовать стандартные корпуса интегральных микросхем для размещения матриц ОЗУ с информационной емкостью 1024 ... 4096 бит. Разбиение ОЗУ снижает задержки сигналов и их искажения в матрицах вследствие уменьшения физической длины управляющих шин и введения усилительно-формирующих цепей управления.

Одноразрядные полупроводниковые БИС ОЗУ называют полупроводниковыми разрядными матрицами (ПРМ). Рассмотрим структурные схемы построения полупроводниковых ЗУ из ПРМ с произвольной разрядностью и адресностью. ОЗУ с информационной емкостью N/K чисел, каждое из которых имеет Q_p разрядов, образуется набором Q_p ПРМ, параллельно объединенных по кодовым адресным и управляющим шинам (КША и У на рис. 4.10, а). Поэтому при поступлении сигнала обращения к ОЗУ и приема кода адреса информация будет считываться по одному и тому же адресу во всех Q_p ПРМ. На выходе каждой ПРМ появится выходной информационный сигнал; совокупность Q_p таких сигналов может рассматриваться как одно Q_p -разрядное слово ОЗУ. Чтобы получить ОЗУ емкостью $N_1 = 2^\gamma N/K$ одноразрядных чисел (γ — любое целое число), необходимо объединить по адресным и управляющим шинам две ПРМ и добавить схему дешифрации ПРМ и схему объединения выходных информационных сигналов. На рис. 4.10, б приведена структурная схема одноразрядного полупроводникового ЗУ для $\gamma = 2$. Дешифратор кода адреса ПРМ (ДшПРМ) служит для разработки сигнала разрешения обращения только к одной ПРМ из

*) K — любое целое число, величина которого определяет степень интеграции.

четырёх. На ДШПРМ поступает код двух младших (или старших) адресов кода адреса числа в ОЗУ; он определяет ПРМ, к которой должно быть произведено обращение. Выходные сигналы всех четырёх ПРМ объединяются схемой ИЛИ. С помощью одноразрядных ОЗУ с информационной емкостью N_1 чисел можно строить много-разрядные ОЗУ так же, как с помощью ПРМ.

Для построения запоминающих элементов можно использовать транзисторы с каналами как n -, так и p -типа. В униполярных транзисторах с каналами n -типа носителями зарядов служат электроны, обладающие значительно большей подвижностью, чем подвижность дырок транзисторов с каналами p -типа. В схемах с транзисторами n -типа снижена величина паразитной проводимости, поэтому в этих схемах уменьшены расстояния между транзисторами, ширина соединительных проводников и диаметры контактных выводов. Поэтому матрицы ОЗУ на транзисторах n -типа имеют большую степень интеграции и большую скорость, чем на транзисторах p -типа.

Современная микроэлектронная технология значительно повысила быстродействие и надежность интегральных микросхем. В наиболее быстродействующих логических ИС на переключателях тока реализовано быстродействие в единицы наносекунд. Использование таких элементов для построения запоминающих устройств позволяет в устройствах с малой информационной емкостью получить время обращения около 10 ... 20 нс. Высокая надежность микросхем позволяет получить высокую надежность полупроводниковых запоминающих устройств даже при их значительной емкости. В табл. 4.3

Таблица 4.3

Наименование характеристики матрицы	Характеристика матрицы на транзисторах			
	p -типа	n -типа		биполярных
Информационная емкость, бит	2 048	2 048	8 192	4 096
Время выборки, нс	100...200	50	150	15...20
Рассеиваемая мощность, мВт/бит	0,2	0,1	0,05	0,25
Цена, цент/бит	0,2...0,15	2...5	0,1...0,2	5...10

приведены обобщенные сравнительные данные по перспективным характеристикам матриц полупроводниковых ОЗУ на МОП (каналы n - и p -типа) и биполярных транзисторах. Приведенные значения характеристик являются предельными, их можно достичь совершенствованием технологии производства полупроводниковых матриц. Анализ показывает, что матрицы на транзисторах p -типа ввиду невысокой стоимости и умеренных параметров получают широкое распространение в ОЗУ. Для применений, где требуется высокая скорость, перспективны матрицы n -типа. При одинаковом быстро-

действию матриц n - и p -типа матрицы на транзисторах n -типа обеспечивают в четыре раза большую плотность информации и рассеивают меньшую мощность.

Совместимость n - и p -канальных матриц с биполярными логическими ИС является одним из важнейших свойств матриц ОЗУ. Применение низкопороговых канальных транзисторов с кремниевыми и металлическими затворами позволяет получить полную совместимость по входным и выходным уровням транзисторно-транзисторных схем на биполярных транзисторах. Матрицы ОЗУ на биполярных транзисторах, вероятно, не будут иметь конкуренции по сверхвысокому быстродействию с матрицами на канальных униполярных транзисторах. Они полностью совместимы с логическими ИС на биполярных транзисторах и имеют большую степень интеграции элементов. В матрице на биполярных транзисторах в качестве запоминающих элементов используются триггеры на логических ИС транзисторно-транзисторного типа или переключателях тока. Последние обладают более высоким быстродействием вследствие высокой скорости работы базового логического элемента триггера. Повышение скорости работы транзисторно-транзисторных логических элементов требует введения новых компонентов (например, диодов Шоттки) для устранения насыщения транзисторов. Применение переключателей токов позволяет получить наименьшие плотности упаковки элементов при большем быстродействии.

В матрицах ОЗУ на униполярных транзисторах, как правило, используются динамические запоминающие элементы (одно-, трех- и четырехтранзисторные). Динамический режим работы позволяет существенно снизить потребляемую мощность при сохранении остальных достаточно хороших рабочих параметров и технико-экономических показателей.

Список литературы

- 4.1. Алексенко А. Г. Основы микросхемотехники. Элементы морфологии микроэлектронной аппаратуры. М., «Сов. радио», 1977.
- 4.2. Бадиков Э. Н. Архитектура ЦВМ. — В кн.: Реферативный сборник. М., ЦНИИ информации и техники экономических исследований приборостроения, средств автоматизации и систем управления, 1971.
- 4.3. Кваме Ф. Проектирование сложных логических устройств с помощью ПЗУ. — «Электроника», 1970, т. 43, № 1, с. 38—46.
- 4.4. Применение микропроцессоров: успехи и перспективы (обзор под ред. Рейли). — «Электроника», 1974, т. 47, № 14, с. 24—52.
- 4.5. Хемел А. Применение небольших ПЗУ для вычислений. — «Электроника», 1970, т. 43, № 10, с. 13—20.
- 4.6. Чунаев В. С. Выбор функциональных схем узлов ЭВМ для интегрального исполнения. М., ИТМ и ВТ, 1969.
- 4.7. Преснухин Л. Н., Нестеров П. В. Цифровые вычислительные машины. М., «Высшая школа», 1974.

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СИЛОВЫЕ УСТРОЙСТВА И ВТОРИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ (ВИП)

На фоне успехов, достигнутых при микроминиатюризации цифровых и аналоговых устройств преобразования сигналов, становится все более заметной недостаточная степень миниатюризации преобразователей электрической энергии, называемых также вторичными источниками питания, устройств управления электрическими машинами и силовых коммутирующих устройств.

Все эти устройства предназначены для получения заданной мощности в нагрузке при определенном законе преобразования энергии. Поскольку требуемая мощность часто оказывается значительной, повышение плотности упаковки элементов, достигнутое с помощью интегральной техники, не оказывают прямого и решающего влияния на миниатюризацию силовых устройств. Наоборот, микроэлектронные потребители энергии повышают требования к ВИП и затрудняют их миниатюризацию, так как низкие напряжения питания препятствуют получению высоких к. п. д. преобразователей. Дополнительные трудности вызывают повышение требований к стабильности и уровню пульсаций выходных напряжений и особенно требования гальванической развязки входных и выходных цепей.

Кроме того, миниатюризация потребителей энергии увеличивает относительный объем ВИП в аппаратуре, если их миниатюризация не осуществляется одновременно с такой же эффективностью.

Нельзя оставить без внимания также взгляд на ВИП как на простейшие и второстепенные по значению устройства. Однако практика уже доказала, что рассматривать ВИП как сочетание простейших элементов: трансформатора, выпрямителя, сглаживающего фильтра и стабилизатора непрерывного действия, нельзя, так как объем и масса ВИП становятся больше объема и массы питаемой им аппаратуры.

Полупроводниковые устройства управления электрическими машинами и силовые коммутирующие устройства приходят на смену электромашинным и магнитным усилителям и электромеханическим реле. Транзисторные импульсные регуляторы и ключи с наиболее высокой эффективностью выполняют все необходимые преобразования энергии для управления электрическими машинами и коммутации цепей. Однако их реализация на основе силовых транзисторов, диодов, тиристоров в стандартных корпусах дает результаты, не удовлетворяющие требованиям миниатюризации.

5.1. Общие принципы проектирования интегральных силовых устройств и ВИП

Основной задачей проектирования силовых полупроводниковых устройств является получение максимальной энергетической плотности, т. е. максимальной выходной мощности на единицу объема устройства. При заданной мощности в нагрузке это означает достижение минимального объема устройства, т. е. его миниатюризацию.

Основным средством миниатюризации силовых электронных устройств является их интегральное исполнение. Характерно, что миниатюризация силовых устройств достигается в основном не миниатюризацией отдельных полупроводниковых приборов, а наоборот, увеличением площади их переходов (или числа приборов) до некоторой оптимальной величины [5.3]. Поэтому в силовых устройствах интеграция — это в первую очередь объединение бескорпусных силовых полупроводниковых приборов в общем корпусе.

Очевидно, что свойства и возможности силовых интегральных устройств в значительной степени определяются параметрами используемых полупроводниковых приборов. Известны транзисторы с максимальным коллекторным током 250 А [5.1], с допустимым напряжением коллектор — эмиттер 1700 В [5.2], с коэффициентом усиления по току 3000 при коллекторном токе до 5 А [5.3]. Особенно заметен прогресс в изменении параметров МДП-транзисторов; они становятся высоковольтными, сильноточными, высокочастотными.

Однако высокие значения параметров транзисторов — необходимое, но не достаточное условие миниатюризации силовых устройств. Миниатюризация силовых устройств требует совместного решения по крайней мере пяти взаимосвязанных проблем: энергетической; структурной; конструкторско-технологической; системной; организационной.

Энергетическая проблема миниатюризации заключается в необходимости получения в любом устройстве достаточно высокого коэффициента полезного действия. При этом для рассеивания мощности не должна требоваться поверхность охлаждения, препятствующая миниатюризации. Энергетическую проблему решают различными способами для двух классов устройств: непрерывного действия и импульсных.

Все устройства непрерывного действия характеризуются теоретически предельными значениями к. п. д. Во всех этих устройствах энергетическая оптимизация заключается в максимальном приближении к теоретически предельному значению к. п. д. В усилителе переменного тока с оконечным каскадом, работающим в режиме *B*, для этого следует, не вводя смещения в оконечном каскаде, уменьшать искажения путем охвата усилителя цепью общей отрицательной обратной связи. В стабилизаторе постоянного напряжения уменьшить рассеиваемую мощность можно, уменьшая различие

между входным и выходным напряжениями и потери в цепях управления.

Значительно большие возможности энергетической оптимизации в импульсных устройствах, так как их теоретически предельный к. п. д. равен 100%, а реальный к. п. д. определяется неидеальностью ключей и потерями в реактивных элементах. Для этих устройств оптимизация состоит в получении некоторого оптимального к. п. д. [5.13, 5.14]. Импульсные силовые устройства делятся на два типа: с собственными реактивными элементами и без них. Энергетическую проблему миниатюризации импульсных устройств с собственными реактивными элементами — импульсных преобразователей и стабилизаторов напряжения — решают, находя совокупность оптимальных электрических и магнитных нагрузок во всех элементах схемы, т. е. оптимальной плотности тока, индукции и частоты [5.9, 5.19]. К импульсным устройствам без собственных реактивных элементов относятся силовые ключи, регуляторы электрических машин и электромагнитных механизмов. Степень миниатюризации таких устройств в основном зависит от потерь в полупроводниковых приборах. Определяющими факторами являются: схема, тип прибора, плотность тока, частота переключений [5.17]. Уменьшению рассеиваемой мощности во всех импульсных устройствах при заданной мощности в нагрузке способствует повышение напряжения питания, особенно эффективное в устройствах без собственных реактивных элементов.

Структурная проблема миниатюризации состоит в необходимости исключать или уменьшать число (и установленную мощность) реактивных элементов, т. е. трансформаторов, дросселей и конденсаторов большой емкости. В качестве проверенных и оправдавших себя методов структурной миниатюризации можно привести применение:

- интегральных операционных усилителей в качестве предварительных каскадов в усилителях переменного тока;

- гальванической связи между интегральным усилителем постоянного тока (УПТ) и оконечным каскадом в усилителях переменного тока [5.5, 5.8];

- параллельной обратной связи для стабилизации режима транзисторов в усилителях переменного тока [5.12], что позволяет от одного до нескольких порядков уменьшить емкости конденсаторов в цепи обратной связи по сравнению с емкостями в цепях последовательной обратной связи;

- активных сглаживающих фильтров в цепях питания вместо резистивно-емкостных фильтров, что позволяет уменьшить требуемую емкость конденсатора пропорционально коэффициенту усиления усилителя в активном фильтре, т. е. на много порядков [5.7];

- оптронов в качестве элементов гальванической развязки в импульсных усилителях всех типов [5.5, 5.10, 5.20];

- оптимальных многозвенных сглаживающих *LC*-фильтров, имеющих существенно меньшие массу и объем, чем однозвенные [5.6];

— сглаживающих *LC*-фильтров при максимально высоком напряжении, что позволяет существенно уменьшить объем конденсаторов [5.20];

— импульсных стабилизаторов и преобразователей постоянного напряжения вместо низкочастотных *LC*-фильтров [5.15];

— высокочастотных преобразователей напряжения на высоковольтных транзисторах без низкочастотных реактивных элементов, что позволяет в несколько раз уменьшить массу и объем конструкции;

— оптимальных схем силовых переключающих устройств [5.17].

Конструкторско-технологическая проблема миниатюризации силовых устройств заключается в необходимости создавать и применять специальные бескорпусные полупроводниковые приборы и микросхемы, специальные намоточные детали и особые методы конструирования, обеспечивающие плотную упаковку элементов и низкое внутреннее тепловое сопротивление конструкции [5.15]. Определяющим для микроминиатюризации является применение бескорпусных силовых приборов, так как в любом металлостеклянном корпусе кристалл занимает приблизительно 1% общего объема прибора. Особенно важно применять бескорпусные приборы в импульсных устройствах без собственных реактивных элементов, так как эти устройства в основном состоят из полупроводниковых приборов и резисторов. Применение бескорпусных приборов позволяет уменьшить объем конструкции импульсных устройств более чем на порядок и довести его до величины, полностью определяемой энергетическими соотношениями и условиями охлаждения.

Наряду с законченными гибридными интегральными устройствами на основе бескорпусных полупроводниковых приборов и микросхем [5.10, 5.11, 5.17] могут быть применены малогабаритные сборки, состоящие из силовых транзисторов и диодов в сочетаниях, характерных и типичных для силовых импульсных устройств. Такие сборки обычно выполняют на пластинах из окиси бериллия, поликора, ситалла. Кроме того, наметилась тенденция к выпуску в стандартных транзисторных корпусах достаточно сложных ИС, состоящих из силового транзистора, каскадов предварительного усиления и каскадов защиты силового транзистора от различных перегрузок. Такое устройство является универсальным транзисторным ключом, однако его энергетическая эффективность ограничена возможностями составного ненасыщенного транзистора, например, падением напряжения 2 В при токе 2 А [5.24].

Новые значительные возможности миниатюризации силовых устройств открываются при использовании силовых МДП-транзисторов [5.18], которые могут иметь потери в выходной цепи не более чем у насыщенного биполярного транзистора, а потери в цепи управления — не более чем у составного. Силовые ИС на оптимальных по геометрическим размерам МДП-транзисторах являются весьма эффективными ключами, и вероятно, что наибольшие успехи в миниатюризации силовых устройств будут достигнуты на их основе.

Системная проблема миниатюризации впервые возникла при миниатюризации отдельных устройств, каждое из которых представляет собой совокупность (систему) взаимодействующих элементов, поэтому оптимизировать его по любому критерию можно только с учетом взаимодействия всех элементов. Заметим также, что перечисленные энергетическая, структурная и конструкторско-технологическая проблемы и методы миниатюризации устройств взаимосвязаны и во многом противоречивы. Поэтому их нельзя решать отдельно, например, последовательно. Проиллюстрируем это простейшим примером. Для улучшения энергетических характеристик сглаживающий фильтр желательно выполнять индуктивно-емкостным. Для оптимизации структуры сглаживающий фильтр должен быть активным. Индуктивно-емкостный фильтр может иметь максимально высокий к. п. д., а также максимальные массу и объем. Активный фильтр имеет минимальную массу и объем, но относительно низкий к. п. д. Какое решение окажется оптимальным, можно определить только в результате анализа устройства в целом.

Оптимальная миниатюризация силовых устройств возможна только при наличии математической модели устройства, достоверных данных о параметрах всех элементов и материалов и использовании ЭВМ. В результате машинного проектирования и расчета удельная мощность устройства (Вт/дм^3) может быть получена значительно более высокой, чем при ручных методах [5.5, 5.9, 5.19].

Однако опыт, накопленный при проектировании и создании различных силовых устройств, свидетельствует о том, что миниатюризацию отдельных устройств нельзя рассматривать как исчерпывающее средство миниатюризации систем. Универсальность и высокая эффективность силовых полупроводниковых устройств в интегрально-гибридном исполнении заставляют пересмотреть принципы построения электротехнических систем. При этом следует учитывать особенности, характерные для этих устройств в интегрально-гибридном исполнении:

— транзисторные ключи соизмеримы с регуляторами [5.16], и поэтому их функции могут быть совмещены, что невозможно при применении электрических машин и релейных контактных устройств;

— транзисторный ключ может одновременно являться автоматом защиты сети с быстродействием порядка 1 мкс;

— удельная мощность транзисторных ключей и регуляторов увеличивается при повышении напряжения питания;

— повышение напряжения питания не сопровождается ухудшением эксплуатационных свойств полупроводниковых устройств;

— наиболее эффективно получаемой (при минимальных массе и объеме) формой переменного напряжения полупроводниковых преобразователей является прямоугольная или ступенчатая в отличие от синусоидальной формы напряжения, свойственной электрическим машинам;

— статический преобразователь постоянного напряжения в стабилизированное постоянное эффективнее традиционных преобразователей переменного напряжения в постоянное;

— переменное напряжение наиболее эффективно преобразуется в стабилизированное постоянное с помощью высокочастотного преобразователя выпрямленного напряжения;

— удельная мощность статических преобразователей постоянного напряжения мало зависит от их мощности в широком диапазоне ее изменения;

— коммутатор для бесколлекторного электродвигателя, выполненный на основе силовых интегрально-гибридных схем, при постоянном напряжении питания 200...300В может иметь объем, не превышающий объема щеточно-коллекторного узла коллекторного электродвигателя.

Этот далеко не полный перечень особенностей дает основания предполагать развитие следующих тенденций в построении электротехнических систем:

— появление полностью бесконтактных автономных систем и местных подсистем постоянного напряжения до 200...300 В;

— конструкторское объединение ВИП с потребителями энергии, т. е. децентрализацию ВИП по агрегатам системы или блокам устройства с переходом к совмещенным конструкциям ВИП и потребителя;

— широкое распространение бесколлекторных двигателей со сложными интегрально-гибридными коммутаторами, выполняющими также функции регуляторов и контакторов.

В этих тенденциях отражаются общие принципы, свойственные современному этапу развития МЭА: отказ от механических контактов с целью повышения надежности и ресурса работы аппаратуры; уменьшение количества внешних соединений, интеграция элементов во все более сложные устройства и системы; увеличение функциональной сложности устройств.

Миниатюризация электротехнических систем требует комплексного проектирования всех устройств, входящих в нее, т. е. проектирования их по единому плану с задачей получения минимального объема всей системы, а не отдельных ее составляющих. При комплексной миниатюризации систем наиболее характерны следующие трудности и противоречия:

— миниатюризация отдельных устройств без учета их влияния на другие противоречит требованиям, предъявляемым к системе; миниатюризация любого потребителя электрической энергии часто достигается такими методами, которые вызывают усложнение требований к ВИП, в результате чего суммарный объем потребителя и ВИП увеличивается;

— сочетание новых устройств со старыми принципами построения системы в большинстве случаев приводит к необходимости сложных нерациональных преобразований энергии с большими потерями и, как следствие к малой эффективности;

— сочетание новых устройств со старыми в одной системе также увеличивает потери энергии, сложность, снижает эффективность миниатюризации;

— наличие в системе многих импульсных устройств вызывает взаимные влияния через общую питающую сеть, что требует применения специальных фильтров; наилучшим вариантом в данном случае является применение устройств с импульсным методом преобразования энергии при непрерывном потребляемом токе.

Эффективная комплексная миниатюризация системы требует наличия математической модели всего комплекса аппаратуры, достоверных данных о ее параметрах и возможностях реализации всех устройств методами микроэлектроники и силовой интегральной техники.

Организационная проблема миниатюризации является следствием конструкторско-технологических и системных методов миниатюризации. Главным здесь является необходимость достаточного уровня интеграции и системного проектирования. Организационные формы проектирования, расчета, конструирования и производства устройств и систем должны создать все условия, необходимые для реализации принципов миниатюризации.

5.2. Некоторые предельные возможности миниатюризации силовых устройств

В устройствах преобразования электрической энергии важнейшим параметром является мощность, развиваемая в нагрузке. Эта мощность задана и изменена быть не может. Поэтому энергетическая проблема, связанная с получением максимального или оптимального к. п. д. устройства, является первостепенной; решение структурной проблемы также весьма сложно, поскольку преобразователи и усилители мощности практически невозможно выполнить без реактивных накопителей энергии (индуктивных катушек и конденсаторов); конструкторско-технологические проблемы возникают только после решения энергетических и структурных задач.

Несовершенство конструктивного оформления устройств и элементов приводит к тому, что объем электронного устройства определяется либо суммарным объемом деталей, либо требуемой поверхностью теплоотвода [5. 2, 5. 3]. Задача миниатюризации устройств преобразования энергии заключается в том, чтобы минимальный объем устройства, определяемый рассеиваемой мощностью и условиями теплоотвода, соответствовал минимальному объему, возможному при существующих конструкторско-технологических приемах.

В данном параграфе рассматриваются некоторые предельные возможности и ограничения миниатюризации силовых полупроводниковых устройств, обусловленные в основном энергетическими соотношениями без учета потерь за время переключения полупроводниковых приборов и потерь в реактивных накопителях энергии.

Класс усиления. Никакими конструкторскими и технологическими способами нельзя уменьшить габариты устройства при данных условиях теплоотвода, если это не обеспечено энергетическими соотношениями, которые в основном определяются классом усиления.

Рассмотрим некоторые примеры, иллюстрирующие возможности и ограничения миниатюризации. Примем максимально допустимую температуру p — n -переходов $T_{\text{п}} = 120^{\circ} \text{C}$, максимальную температуру окружающей среды $T_{\text{с}} = +50^{\circ} \text{C}$, внутреннее тепловое сопротивление конструкции равным нулю. Положим коэффициент теплоотдачи $k_{\text{т}} = 0,001 \text{ Вт/см}^2 \cdot ^{\circ} \text{C}$, что с некоторым запасом справедливо для конвекционного теплообмена при нормальном давлении.

При принятых условиях и допущениях минимально необходимая поверхность теплоотвода определяется выражением

$$S_{\text{т}} [\text{см}^2] \approx \frac{1000 P_{\text{расс}}}{T_{\text{п}} - T_{\text{с}}} = S_{\text{т0}} P_{\text{расс}} = 14 P_{\text{расс}}. \quad (5.1)$$

Следовательно, удельная поверхность теплоотвода $S_{\text{т0}} = 14 \text{ см}^2$ на один ватт рассеиваемой мощности $P_{\text{расс}}$.

Для усилителя переменного тока с максимальной выходной мощностью 10 Вт, оконечный каскад которого работает в режиме B , требуемая поверхность теплоотвода $S_{\text{т}} = 60 \text{ см}^2$. Для стабилизатора напряжения непрерывного действия при стабилизированном напряжении $U_{\text{н}} = 12 \text{ В}$, максимальном напряжении питания $U_{\text{п}} = 30 \text{ В}$, токе нагрузки $I_{\text{н}} = 0,8 \text{ А}$ ($P_{\text{н}} \approx 10 \text{ Вт}$) требуемая поверхность теплоотвода $S_{\text{т}} = 200 \text{ см}^2$. Для импульсного стабилизатора напряжения с теми же параметрами при к. п. д. = 90%, что вполне достижимо, требуемая поверхность теплоотвода $S_{\text{т}} = 16 \text{ см}^2$.

В первом примере (усилитель с оконечным каскадом в режиме B) весьма полезна миниатюризация предварительного усилителя и цепей связи и применение бескорпусных силовых транзисторов, что позволит выполнить конструкцию с минимальными габаритами, определяемыми только требуемой поверхностью теплоотвода.

Во втором примере (мощный стабилизатор непрерывного действия) проблемы миниатюризации практически не возникает, так как миниатюризация невозможна. Может оказаться полезным применение интегральных схем для повышения качественных показателей стабилизатора.

В третьем примере (импульсный стабилизатор) требуемая поверхность теплоотвода достаточно мала и для ее реализации необходим комплекс структурных и технологических приемов миниатюризации всех элементов конструкции.

Вид полупроводникового прибора. Статический к. п. д. усилителя или преобразователя существенно зависит от типа полупроводникового прибора. Сравним вольт-амперные характеристики диода, транзистора и тиристора, полагая выходные цепи приборов идеали-

зированными, т. е. учитывая падение напряжения только на $p-n$ -переходах (рис. 5.1).

Напряжение на диоде определяется следующим уравнением:

$$I = I_0 (e^{U/\Phi_T} - 1).$$

Для выходной цепи насыщенного транзистора справедливо соотношение

$$I_K = I_{K0} \left[\frac{\alpha_n}{1 - \alpha\alpha_n} \left(e^{\frac{U_{ЭБ}}{\Phi_T}} - 1 \right) - \frac{1}{1 - \alpha\alpha_n} \left(e^{\frac{U_{КБ}}{\Phi_T}} - 1 \right) \right],$$

Напряжение коллектор — эмиттер в насыщенном транзисторе может быть как угодно меньше напряжения на одном переходе, т. е. на эквивалентном диоде.

Выходная цепь четырехслойного тиристора описывается аналогичным по форме уравнением, так как состоит из трех последовательно включенных $p-n$ -переходов. Напряжение на выходной цепи тиристора обязательно больше, чем на одном переходе, т. е. больше, чем на диоде [5.4]. Из характеристик, приведенных на рис. 5.1, следует, что при заданном токе нагрузки минимальное падение напряжения можно получить на насыщенном транзисторе; на диоде падение напряжения будет значительно ббльшим; на тиристоре — несколько больше, чем на диоде. Поэтому при низких напряжениях титания в качестве переключающего прибора следует применять только транзистор; при высоких напряжениях выбор типа прибора определяется допустимым напряжением в его выходной цепи и видом питающего напряжения. При переменном напряжении питания рациональнее применять тиристор. При постоянном напряжении питания практически всегда целесообразно применение высоковольтного транзистора.

Оптимизация к. п. д. диодного выпрямителя. Статический к. п. д. полупроводникового устройства существенно зависит от площади $p-n$ -переходов полупроводниковых приборов. На примере двухполупериодного выпрямителя со средней точкой можно установить предельные энергетические соотношения. Переменное напряжение полагаем прямоугольным, нагрузку — активной. Полагая диод идеальным, т. е. имеющим вольт-амперную характеристику $p-n$ -перехода, можно получить следующее выражение для к. п. д. выпрямителя:

$$\eta = \left[\left(1 + \frac{2I_0}{I_H} \right) \left(1 + \frac{\Phi_T}{U_H} \ln \frac{I_H}{I_0} \right) \right]^{-1}. \quad (5.2)$$

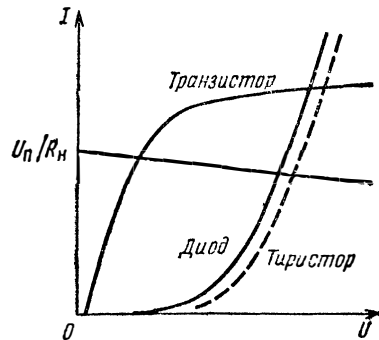


Рис. 5.1. Вольт-амперные характеристики диода, насыщенного транзистора, тиристора.

Коэффициент полезного действия выпрямителя максимален при условии

$$\frac{U_{\text{п}}}{\Phi_{\text{т}}} = 1 + \frac{I_{\text{н}}}{2I_0} \left(1 + \ln \frac{I_{\text{н}}}{I_0} \right). \quad (5.3)$$

Максимальный к. п. д. определяется следующим выражением:

$$\eta_{\text{max}} = \left\{ \left(1 + \frac{2I_0}{I_{\text{н}}} \right) \left[1 + \frac{\ln(I_{\text{н}}/I_0)}{1 + \frac{I_{\text{н}}}{2I_0} \left(1 + \ln \frac{I_{\text{н}}}{I_0} \right)} \right] \right\}^{-1} \quad (5.4)$$

или

$$\eta_{\text{max}} \approx 1 / (1 + 2I_0 / I_{\text{н}}), \quad (5.5)$$

где отношение $I_{\text{н}}/I_0$ определяется из уравнения (5.3).

Результат численного решения (5.4) представлен на рис. 5.2 (заштрихована область недостижимых η).

Очевидно, что к. п. д. выпрямителя малых напряжений даже при идеальных диодах нельзя признать достаточно высоким. Особенно важно, что теоретический предельный к. п. д. достигается только при вполне определенном отношении $I_{\text{н}}/I_0$, почти пропорциональном величине выпрямленного напряжения. Это значит, что предельный к. п. д. можно получить при заданных $U_{\text{н}}$ и $I_{\text{н}}$, только применяя диод с определенной площадью перехода.

Тепловой ток пропорционален площади перехода и для германиевых переходов при $T_{\text{п}} = 20^\circ \text{C}$ равен приблизительно $0,5 \text{ мА/см}^2$. При температуре перехода 80°C тепловой ток равен $25 \dots 30 \text{ мА/см}^2$. Для получения максимального к. п. д. $T_{\text{п}} = 80^\circ \text{C}$ в выпрямителе с выходным напряжением 3 В при токе нагрузки 10 А необходимы

диоды с $I_0 = 200 \text{ мА}$, т. е. с площадью переходов, равной $7 \dots \dots 8 \text{ см}^2$.

Заметим, что площадь перехода широко распространеного диода Д305 равна $0,3 \text{ см}^2$.

Полагая $T_{\text{п}} = 80^\circ \text{C}$, $T_{\text{с}} = 50^\circ \text{C}$, согласно (5.1) определяем минимально возможную поверхность тепловода: $S_{\text{т}} = 80 \text{ см}^2$.

Для сравнения укажем, что в выпрямителе на германиевых диодах с падением напряжения $0,5 \text{ В}$ при токе 10 А требуемая поверхность тепловода $S_{\text{т}} = 170 \text{ см}^2$. В выпрямителе на кремниевых диодах с падением напряжения $0,7 \text{ В}$ требуемая $S_{\text{т}} = 100 \text{ см}^2$ при $T_{\text{п}} = 120^\circ \text{C}$.

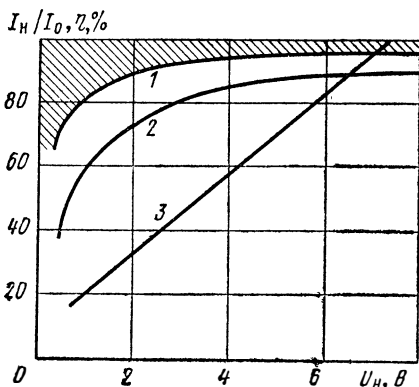


Рис. 5.2. К определению предельного к. п. д. диодного выпрямителя малых напряжений:

1 — диод с оптимальной площадью перехода; 2 — диод с падением напряжения $0,7 \text{ В}$; 3 — оптимальное отношение $I_{\text{н}}/I_0$ для получения предельного к. п. д.

Оптимальный насыщенный транзистор. В [5.1] было показано, что при параллельном включении транзисторов, работающих в режиме переключения, уменьшается не только мощность, рассеиваемая в одном транзисторе, но и суммарная рассеиваемая мощность, т. е. повышается к. п. д. устройства. При оценке энергетических соотношений параллельное включение транзисторов равносильно увеличению площади переходов эквивалентного транзистора.

В [5.1, 5.2] указывалось, что минимальная рассеиваемая мощность может быть получена при параллельном включении вполне определенного числа транзисторов, и рассматривались методы уменьшения мощности, рассеиваемой в пассивных элементах силовых транзисторных устройств.

Мощность, рассеиваемая в запертых диффузионных и планарных кремниевых транзисторах с малыми токами I_{K0} , относительно мала. С увеличением коэффициента усиления по току мощность, рассеиваемая в цепи управления транзистором, также уменьшается, особенно в полевых транзисторах, практически не потребляющих управляющего тока в статическом состоянии и поэтому являющихся весьма перспективными приборами для построения усилителей мощности.

Поэтому в качестве первого примера рассмотрим теоретически предельные энергетические и габаритные соотношения для полупроводниковых приборов с линейными выходными сопротивлениями при отсутствии активной мощности в цепях управления. Полагаем заданными: ток нагрузки I_n ; выходное сопротивление одного прибора R_1 ; площадь, занимаемую одним прибором $S_{пп}$; максимальную температуру переходов T_n ; максимальную температуру окружающей среды T_0 ; коэффициент теплоотдачи $k_T = 0,001 \text{ Вт/см}^2 \text{ } ^\circ\text{С}$; внутреннее тепловое сопротивление конструкции равным нулю.

При параллельном включении $n_{тр}$ транзисторов минимально необходимая поверхность теплоотвода определяется выражением

$$S_T = S_{T0} I_n^2 R_1 / n_{тр}. \quad (5.6)$$

Для размещения $n_{тр}$ транзисторов при их плотной упаковке на плоскости необходима площадь

$$S_v = n_{тр} S_{пп}. \quad (5.7)$$

Полагая, что теплоотвод осуществляется с одной стороны плоской конструкции, получаем $S_T = S_v$. Из (5.6) и (5.7) определим

$$n_{тр \text{ опт}} = I_n \sqrt{S_{T0} R_1 / S_{пп}}, \quad (5.8)$$

$$S_{\text{min}} = I_n \sqrt{S_{T0} S_{пп} R_1}. \quad (5.9)$$

При принятых условиях и допущениях число транзисторов согласно (5.8) таково, что они занимают полностью всю поверхность теплоотводящего радиатора (5.9), которая является минимально возможной. Число приборов согласно (5.8) оптимально, так как при уменьшении $n_{тр}$ увеличивается рассеиваемая мощность, что требует

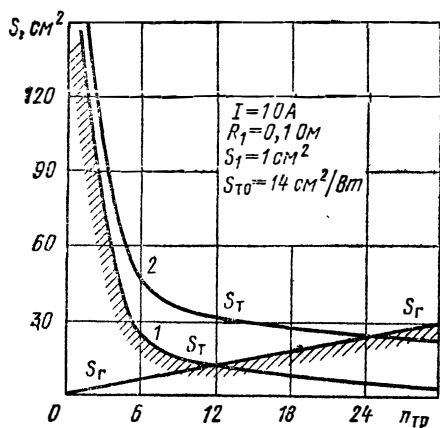


Рис. 5.3. Зависимость площади конструкции от числа параллельно включенных насыщенных транзисторов:

1 — оптимальный транзистор без потерь в цепи управления; 2 — транзистор с током базы, не зависящим от площади переходов.

вого каскада при применении оптимального числа параллельно включенных транзисторов может быть весьма высокой. В данном примере оптимальные размеры в 12 раз меньше, чем при применении одного транзистора. Весьма важно, что минимальная поверхность теплоотвода получается не при максимальном к. п. д. ($n_{тр} \rightarrow \infty$), а при некотором его значении, соответствующем плотной упаковке оптимального числа приборов.

Таблица 5.1

$n_{тр}$	1	6	12	24	48
$P_{расс}$, Вт	10	1,7	0,83	0,42	0,21
S , см ²	143	24	12	24	48

Из (5.9) следует, что эффективность миниатюризации определяется в основном произведением геометрического размера прибора $S_{пп}$ на его выходное сопротивление R_1 . Эту величину можно назвать габаритным сопротивлением прибора:

$$\gamma_{пп} [\text{Ом} \cdot \text{см}^2] = S_{пп} R_1.$$

При прочих равных условиях габаритные размеры силового каскада будут тем меньше, чем меньше габаритное сопротивление применяемых приборов.

$S_T > S_{min}$, а при увеличении $n_{тр}$ место, необходимое для их размещения, также требует $S_T > S_{min}$ (рис. 5.3). На рис. 5.3 штриховкой показана область невыполнимых конструкций.

Предположим, что $I_n = 10$ А, $R_1 = 0,1$ Ом, $S_{пп} = 1$ см², $T_n = 120^\circ$ С, $T_c = 50^\circ$ С. Согласно (5.8), (5.9) получим $n_{тр\text{ опт}} = 12$; $S_{min} = 12$ см²; при этом рассеиваемая мощность $P_{расс} = I_n^2 R_1 / n_{тр} = 0,83$ Вт.

Результаты расчета $P_{расс}$ и S при различном числе параллельно включенных транзисторов приведены в табл. 5.1. Очевидно, что эффективность миниатюризации сило-

Реальный транзистор с током управления, не зависящим от площади переходов. Параметры современных биполярных силовых транзисторов массового производства таковы, что нельзя не учитывать мощности, рассеиваемой в цепи управления транзистором.

Рассмотрим второй пример, полагая, что выходное сопротивление насыщенного транзистора не зависит от тока базы. Поэтому при параллельном включении $n_{\text{тр}}$ транзисторов суммарный базовый ток считаем неизменным. Тогда суммарная рассеиваемая мощность определяется как

$$P_{\text{расс}} = I_{\text{н}}^2 R_1 / n_{\text{тр}} + E_c I_{\text{н}} / K_I, \quad (5.10)$$

где E_c — э. д. с. источника в цепи базы; K_I — коэффициент усиления транзистора по току.

Полагая $S_{\text{т}} = S$, получаем следующие выражения:

$$S_{\text{min}} = \frac{S_{\text{т0}} I_{\text{н}} E_c}{2K_I} + I_{\text{н}} \sqrt{\left(\frac{S_{\text{т0}} E_c}{2K_I}\right)^2 + S_{\text{т0}} S_{\text{пп}} R_1}, \quad (5.11)$$

$$n_{\text{тр опт}} = S_{\text{min}} / S_{\text{пп}}. \quad (5.12)$$

Здесь основным обобщенным параметром транзисторов, как и в первом примере, является габаритное сопротивление $\gamma_{\text{пп}} = S_{\text{пп}} R_1$, но большое значение имеет и величина K_I .

Полагая все параметры такими же, как в первом примере, и кроме того: $K_I = 15$; $E_c = 2$ В, согласно (5.11) и (5.12) определяем $S_{\text{min}} = 25 \text{ см}^2$; $n_{\text{тр опт}} = 25$, что соответствует плотной упаковке при $P_{\text{расс}} = 1,7$ Вт.

Отступая от оптимального варианта и принимая $n_{\text{тр}} = 10$, находим $P_{\text{расс}} = 2,3$ Вт, $S_{\text{т}} = 33 \text{ см}^2$; уменьшив число транзисторов до $n_{\text{тр}} = 5$, получим $P_{\text{расс}} = 3,3$ Вт, $S_{\text{т}} = 47 \text{ см}^2$.

Согласно результатам, полученным в данном примере, рассеиваемая мощность и требуемая поверхность теплоотвода в реальном случае всего лишь в два раза больше, чем в идеализированном (первый пример).

В действительности значение выходного сопротивления транзистора в области насыщения является сложной функцией как тока базы, так и тока коллектора. Кроме того, при изменении числа параллельно включенных транзисторов изменяются не только токи их электродов, но и коэффициенты усиления по току. Проведенные эксперименты с кремниевыми планарными транзисторами показали, что у некоторых типов мощных транзисторов выходное сопротивление в области насыщения мало зависит от тока базы и поэтому имеется возможность реализовать оптимальную или близкую к оптимальной интегральную конструкцию и уменьшить поверхность теплоотвода в 4 — 5 раз по сравнению с поверхностью, необходимой для одного транзистора.

Результаты анализа насыщенных транзисторов иллюстрируются рис. 5.3. Точки пересечения гиперболы $S_{\text{т}}$ и прямой $S_{\text{г}}$ определяют теоретически предельные минимумы поверхности теплоотвода.

Число параллельно включенных транзисторов, рассмотренное в примерах, не следует понимать в буквальном смысле слова: важно не число транзисторов, а площадь переходов и габаритное сопротивление $\gamma_{\text{пт}} = S_{\text{пт}} R_1$. Весьма вероятно, что данную площадь переходов наиболее рационально получать параллельным соединением большого числа маломощных транзисторов.

Рассмотренные примеры свидетельствуют о том, что для силовых полупроводниковых приборов, выполняющих важнейшие функции в устройствах преобразования энергии, справедливо положение, общее для электротехнических устройств: минимальный размер устройства достигается при некоторой оптимальной плотности тока (индукции, частоте). Оптимальной плотности тока соответствует оптимальный коэффициент полезного действия.

Соотношения для оптимального насыщенного транзистора непосредственно определяют предельную возможность миниатюризации транзисторного ключа как элемента для бесконтактной коммутации силовых электрических цепей постоянного напряжения. Решать вопрос о рациональности реализации абсолютно минимального размера конструкции следует, руководствуясь экономическими, конструктивными и другими соображениями. Знание же предельных возможностей миниатюризации позволяет избежать принципиальных ошибок при принятии решений.

Транзисторные ключи являются важнейшими элементами всех силовых устройств, работающих в режиме переключения. Однако при работе в сочетании с другими элементами (резисторами, трансформаторами, дросселями, конденсаторами) транзисторный ключ будет оптимальным в общем случае при плотности тока, отличающейся от той, которая является оптимальной для отдельно взятого ключа. Поэтому миниатюризация сложных устройств преобразования энергии достигается не только оптимизацией транзисторных ключей, но и сочетанием оптимальных удельных нагрузок (плотности тока, индукции, частоты) во всех элементах устройства.

5.3. Проектирование вторичных источников питания

В настоящем параграфе дается оценка основных соотношений, описывающих преобразователи электрической энергии, и рассматриваются некоторые возможности миниатюризации устройств данного класса.

Критерии миниатюризации. Критериями миниатюризации преобразователей электрической энергии являются удельная мощность (Вт/дм^3) и относительный объем, т. е. отношение объема преобразователя $V_{\text{п}}$ к объему потребителя (нагрузки) $V_{\text{н}}$ или к суммарному объему системы $V_{\Sigma} = V_{\text{п}} + V_{\text{н}}$.

Габариты любого электротехнического устройства определяются либо требуемой поверхностью теплоотвода, либо объемом конструкции, необходимым для размещения деталей. Требуемая поверхность теплоотвода при заданных входной мощности и условиях

теплоотвода полностью определяется к. п. д. преобразователя, который зависит от его принципа действия, числа последовательных преобразований энергии и удельных нагрузок в его элементах, т. е. от плотности тока j , максимальной индукции B , рабочей частоты ω . Объем, необходимый для размещения деталей, зависит от их конструкции и тех же удельных нагрузок j, B, ω .

Согласно результатам исследований при увеличении удельных нагрузок уменьшается суммарный объем деталей, уменьшается к. п. д., увеличивается требуемая поверхность теплоотвода. При некоторой совокупности удельных нагрузок конструкция имеет минимальный объем, соответствующий оптимальному к. п. д., плотной упаковке деталей и требуемой поверхности теплоотвода при заданной температуре. Отступление от оптимальной совокупности удельных нагрузок приводит к тому, что объем конструкции увеличится из-за увеличения объема деталей или требуемой поверхности теплоотвода. В первом случае при сохранении плотной упаковки деталей их температура будет ниже заданной. Во втором случае температура деталей будет заданной, но не будет полностью использован объем [5.13, 5.14].

Оптимизация преобразователей энергии заключается в определении минимального размера конструкции и оптимального к. п. д., при которых поверхность теплоотвода является достаточной при заданных условиях охлаждения, а объем соответствует необходимому для плотной упаковки деталей при самом совершенном конструкторско-технологическом выполнении. Решение такой задачи возможно при использовании ЭВМ и наличии вполне достоверных исходных данных обо всех необходимых энергетических и габаритных зависимостях для применяемых элементов.

Необходимое значение к. п. д. Представив потребитель энергии (нагрузку) и преобразователь как устройство, размеры которых определяются только рассеиваемой в них мощностью и не ограничиваются плотностью упаковки деталей, можно определить предельные соотношения их размеров. В нагрузке с выходной мощностью P_n и коэффициентом полезного действия η_n рассеивается мощность

$$P_{n \text{ расc}} = P_n (1 - \eta_n) / \eta_n.$$

В преобразователе, питающем эту нагрузку и обладающем к. п. д., равным $\eta_{п}$, рассеивается мощность

$$P_{n \text{ расc}} = P_n (1 - \eta_n) / \eta_n \eta_{п}.$$

Суммарная мощность, рассеиваемая в системе, определяется выражением

$$P_{\Sigma \text{ расc}} = P_n (1 - \eta_n \eta_{п}) / \eta_n \eta_{п}.$$

Рассмотрим отношение

$$\varphi = P_{n \text{ расc}} / P_{\Sigma \text{ расc}} = (1 - \eta_{п}) / (1 - \eta_n \eta_{п}), \quad (5.13)$$

приближенно характеризующее относительные размеры преобразователя в общих размерах системы. Зависимость (5.13) представлена на рис. 5.4, где прямая $\eta_n = 0$ относится к нагрузке типа ЭВМ, в которых вся потребляемая мощность превращается в тепло.

Представляет определенный интерес зависимость вида

$$\psi = \frac{P_{\Sigma \text{ расс}}}{P_{\Sigma \text{ расс min}}} = \frac{1 - \eta_n \eta_{\text{п}}}{\eta_n (1 - \eta_n)}, \quad (5.14)$$

где $P_{\Sigma \text{ расс min}}$ — суммарная рассеиваемая мощность при $\eta_{\text{п}} = 1$, т. е. при отсутствии преобразователя.

Приведенные выражения свидетельствуют, например, о том, что при $\eta_n = 0,75$ и $\eta_{\text{п}} = 0,75$ мощность, рассеиваемая в преобразователе, составляет 57% суммарной, и трудно рассчитывать, что размеры преобразователя будут меньше размеров потребителя. Если $\eta_n = 0,75$, то применение преобразователя с $\eta_{\text{п}} = 0,75$ увеличивает суммарную рассеиваемую мощность в 2,35 раза и можно ожидать соответствующего увеличения размеров системы.

Однако действительное отношение объемов преобразователя и потребителя может быть еще худшим, так как выполнить преобразователь в размерах, определяемых только рассеиваемой мощностью, не всегда просто. Это условие легко выполняется только в компенсационных стабилизаторах постоянного напряжения при непрерывном законе регулирования. Но к. п. д. этих устройств равен отношению выходного напряжения к входному (без учета потерь в цепях управления и обратной связи) и обычно не превышает 0,5...0,75. Характеризующиеся более высоким к. п. д. преобразователи, работающие в режиме переключения, трудно выполнить в размерах, определяемых только необходимой поверхностью теплоотвода, из-за наличия реактивных накопителей энергии.

Согласно приведенным соотношениям преобразователь может иметь меньшие размеры, чем потребитель, только при к. п. д. порядка 90% и выше. Чем выше к. п. д. потребителя, тем труднее обеспечить размеры преобразователя, относительно малые по сравнению с размерами потребителя.

Оценка предельных возможностей миниатюризации ВИП. При проектировании вторичных источников питания и других силовых электронных устройств необходимо иметь критерии оценки предельных возможно-

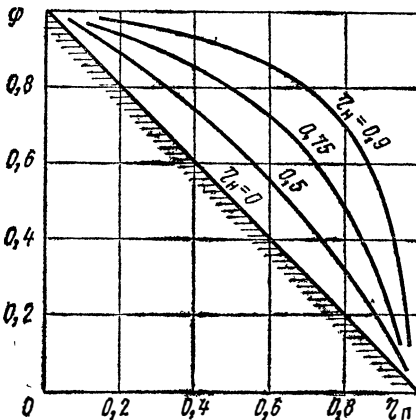


Рис. 5.4. Отношение мощности, рассеиваемой в преобразователе, к суммарной рассеиваемой мощности.

стей миниатюризации, т. е. предельного значения выходной мощности на единицу объема. Эти возможности могут быть определены на основе энергетических соотношений при заданных условиях охлаждения и геометрии конструкции.

Очевидно, что конструкция в форме куба при заданной поверхности имеет максимальный объем, что противоречит условиям миниатюризации. Однако из условий прочности и жесткости конструкции третье измерение (толщина) не должно быть очень малым по сравнению с двумя другими. Кроме того, толщина конструкции не может быть меньше некоторой из условий размещения элементов, особенно трансформаторов, дросселей и конденсаторов. Поэтому в качестве примера рассмотрим конструкцию в виде прямоугольного параллелепипеда со сторонами a и заданной толщиной b .

Для ВИП с выходной мощностью P_n и к. п. д. η рассеиваемая мощность и необходимая поверхность теплоотвода определяются выражениями

$$P_{\text{расс}} = P_n (1 - \eta) / \eta,$$

$$S_T = S_{T0} P_{\text{расс}} = S_{T0} P_n (1 - \eta) / \eta.$$

Для принятой формы конструкции полная поверхность $S = 2a^2 + 4ab$. Полагая, что тепло отводится со всей поверхности, определяем размер a и объем V :

$$a = \sqrt{b^3 + S_{T0} P_{\text{расс}} / 2} - b, \quad (5.15)$$

$$V = 2b^3 + \frac{b}{2} S_{T0} P_n \frac{1-\eta}{\eta} - 2b^3 \sqrt{b^2 + \frac{1}{2} S_{T0} P_n \frac{1-\eta}{\eta}}. \quad (5.16)$$

Отношение P_n/V определяет максимально возможную удельную мощность на единицу объема ВИП. Полагая $S_{T0} = 14 \text{ см}^2/\text{Вт}$, определяем отношение P_n/V при различных значениях b и различных к. п. д. Результаты расчета представлены графиками на рис. 5.5, из которых следует, что в принципе удельная мощность ВИП может достигать сотен и тысяч ватт на кубический дециметр.

Если ВИП или другое силовое устройство не содержит реактивных элементов, т. е. трансформаторов, дросселей и конденсаторов большой емкости, то полученные результаты, как правило, вполне

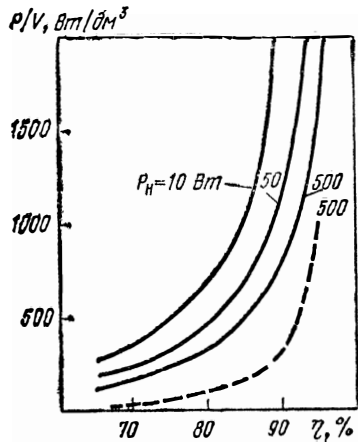


Рис. 5.5. Зависимость максимально возможной удельной мощности преобразователя от выходной мощности и коэффициента полезного действия:

— для конструкции толщиной 2 см; - - - для конструкции в форме куба.

реальны при использовании современных методов микроэлектроники и бескорпусных силовых транзисторов и диодов.

При наличии в конструкции силовых реактивных элементов реализуемость полученных значений удельной мощности не гарантируется и не может быть определена простыми методами. Для получения высокой удельной мощности необходим высокий к. п. д., но с увеличением к. п. д. увеличивается объем деталей. Соответствие между минимально необходимым объемом и минимально несбываемой поверхностью охлаждения может быть найдено только в результате перебора множества вариантов или направленного поиска оптимального варианта. Такая задача при наличии математической модели устройства успешно решается с помощью ЭВМ. Как показали исследования [5.10, 5.20], можно реализовать конструкции силовых устройств с удельной мощностью, соответствующей приведенным значениям.

Силовые реактивные элементы. Известно, что габариты трансформатора определяются произведением сечения окна на сечение сердечника ($S_o S_c$), которое при заданной мощности обратно пропорционально произведению $jB\omega$. При оптимальной плотности тока и оптимальной индукции единственным средством уменьшения размеров трансформатора является повышение частоты, которое ограничивается потерями в сердечнике и потерями на переключение в силовых полупроводниковых приборах.

Сглаживающий LC -фильтр является неотъемлемой частью любого стабилизированного вторичного источника питания. Полагая $K_1 = 1/\omega^2 LC$, $K_2 = 1/\omega CR_n$, получаем следующие соотношения:

$$LI^2 = \frac{K_2 P}{K_1 \omega}, \quad CU^2 = \frac{P}{K_2 \omega}, \quad CU = \frac{P}{K_2 \omega U}, \quad (5.17)$$

где P — мощность в нагрузке фильтра.

Габариты дросселя определяются величиной LI^2 и при заданной мощности в нагрузке могут быть уменьшены только повышением частоты, которое ограничено потерями в сердечнике.

Габариты электролитических конденсаторов в основном определяются величиной CU . Поэтому объем конденсаторов фильтра существенно возрастает при уменьшении выходного напряжения и может быть уменьшен повышением частоты, которое ограничено паразитными параметрами конденсаторов и активными потерями.

Очевидно, что миниатюризация всех силовых реактивных элементов возможна в основном за счет повышения рабочей частоты. Согласно расчетам при современных материалах для существенного уменьшения объема реактивных элементов частота должна быть повышена с 50...400 Гц до 10...50 кГц и даже выше. Оптимальная частота может быть определена только при комплексном проектировании преобразователя с учетом свойств всех элементов конструкции.

При любой частоте эффективным дополнительным способом уменьшения объема и массы дросселей и конденсаторов является приме-

нение многозвенных сглаживающих фильтров с оптимальным числом звеньев [5.6]. Однако при этом увеличиваются пульсации напряжения на первом конденсаторе фильтра и пульсации коллекторного тока силового транзистора, что увеличивает потери в транзисторе и конденсаторе. Максимальное напряжение пульсаций на конденсаторе, как правило, превышает допустимое существующими техническими условиями, хотя тепловой режим конденсатора может быть вполне нормальным. В этом отношении многие существующие ТУ предопределяют недоиспользование конденсаторов по допустимому максимальному напряжению пульсаций на высоких частотах.

Возможности миниатюризации сглаживающих фильтров существенно увеличиваются, если при определении допустимого напряжения пульсаций исходить только из нагрева конденсатора током, как это принято для всех других элементов. Кажется, для этого нет никаких принципиальных ограничений.

Проведенные расчеты и эксперименты показывают, что применение многозвенных (как правило, двухзвенных) сглаживающих фильтров, имеющих изложенные достоинства и недостатки, позволяет существенно уменьшить размеры и массу преобразователя. При этом оптимальный фильтр может быть с несимметричными звеньями и для сердечников первого и второго дросселей требуются различные материалы. Импульсный стабилизатор постоянного напряжения с оптимальным многозвенным фильтром и оптимальными удельными нагрузками всех элементов может иметь удельную мощность 2000 Вт/дм³ при к. п. д. не ниже 95% [5.10].

Выпрямители низких напряжений. Для питания микроэлектронных устройств часто нужны напряжения 3...6 В, получение которых связано с относительно большими потерями в диодах выпрямителя. Например, выпрямитель на кремниевых диодах с падением напряжения 0,7 В при выходном напряжении 5 В имеет к. п. д. принципиально меньше 88%, а стабилизированный преобразователь с таким выходным напряжением имеет к. п. д. порядка 75% при удельной мощности до 200 Вт/дм³.

Потери в выпрямителях могут быть уменьшены приблизительно в два раза при применении диодов Шоттки. Далее уменьшить потери в выпрямителе можно, заменяя диоды управляемыми ключами, т. е. переходя к синхронному выпрямителю (рис. 5.6).

Серьезного внимания заслуживает известная схема выпрямителя на транзисторах (рис. 5.6, а), в котором суммарные потери могут быть в несколько раз меньше, чем в диодном выпрямителе. К транзисторам такого выпрямителя предъявляются специфические требования: большой коэффициент усиления по току в инверсном включении и высокое допустимое обратное напряжение на эмиттерном переходе. Оба эти требования в сочетании с малым временем переключения не являются невыполнимыми, хотя параметры подавляющего большинства современных кремниевых транзисторов неполностью удовлетворяют этим требованиям.

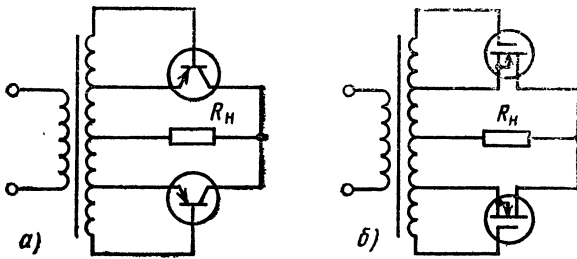


Рис. 5.6. Синхронные выпрямители низких напряжений:
 а — на биполярных транзисторах; б — на МДП-транзисторах.

Дальнейшее повышение к. п. д. низковольтных выпрямителей возможно при использовании силовых МДП-транзисторов в качестве управляемых ключей (рис. 5.6, б). Такой выпрямитель в принципе может иметь статический к. п. д., приближающийся к 100%.

Фильтрующие свойства импульсных преобразователей Масса и объем сглаживающих фильтров особенно велики при низкой частоте пульсации напряжения. Любой импульсный преобразователь постоянного напряжения обладает определенной полосой пропускания в цепи прямой передачи. Поэтому в пределах полосы пропускания он может быть использован в качестве сглаживающего фильтра, ослабляющего пульсации входного напряжения. Теперь силовые реактивные элементы будут работать не на частоте пульсаций, а на несущей частоте преобразователя, т. е. на частотах в десятки килогерц вместо сотен герц, что позволяет существенно уменьшить их массу и объем. Одновременно преобразователь стабилизирует выходное напряжение, а при необходимости развязывает выходную цепь от входной.

Полосу пропускания преобразователя можно расширить далеко за пределы полосы пропускания его фильтра, применяя управление по входному возмущению. Для этого наряду с использованием обратной связи по выходному напряжению к широтно-импульсному модулятору преобразователя подводится напряжение, пропорциональное входному напряжению или его переменной составляющей. Тогда коэффициент заполнения импульсов тока силовых транзисторов $k_a(t)$ меняется во времени в соответствии с изменениями $U_{вх}(t)$. Цепь обратной связи дополнительно изменяет k_a в соответствии с воздействиями со стороны нагрузки. Анализ и эксперименты показали, что такой импульсный преобразователь может являться фильтром с коэффициентом сглаживания 100 и более при частоте пульсаций от неограниченно низкой до 0,2 ... 0,3 от частоты несущей.

Преобразователи переменного напряжения в постоянное. Большие трудности возникают при преобразовании переменного напряжения промышленной частоты в низкое постоянное. Силовой транс-

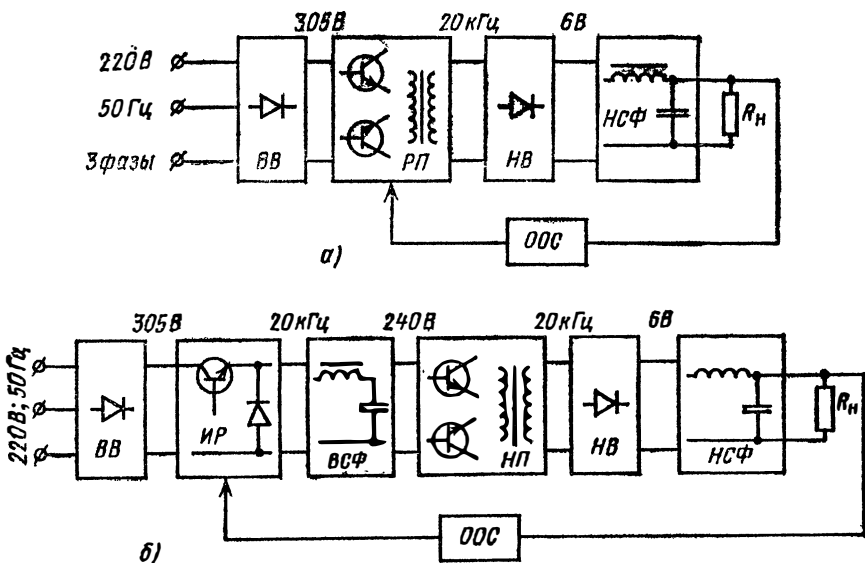


Рис. 5.7. Структурные схемы высокочастотных преобразователей переменного напряжения в постоянное:

а — с регулируемым преобразователем; *б* — с импульсным регулятором и нерегулируемым преобразователем.

форматор и сглаживающий фильтр имеют большие объем и массу даже при трехфазном двухполупериодном выпрямлении.

Наименьшие объем и массу имеют получившие в последние годы широкое распространение высокочастотные преобразователи. В таком преобразователе (рис. 5.7, *а*) переменное напряжение, например 220 В, 50 Гц, выпрямляется высоковольтным, желательнo трехфазным, выпрямителем *ВВ* и без сглаживания пульсаций используется для питания транзисторного регулируемого преобразователя *РП*, работающего на частоте 20 ... 40 кГц. Трансформированное напряжение выпрямляется низковольтным выпрямителем *НВ* и сглаживается фильтром *НСФ*. Схема охвачена цепью отрицательной обратной связи по напряжению *ООС*. В таком преобразователе нет ни одного реактивного элемента, работающего на низкой частоте. Для реализации подобных устройств необходимы достаточно высокочастотные силовые транзисторы с допустимым напряжением не менее 700 В, если не применять мостовой схемы преобразователя.

Другой вариант подобного преобразователя имеет более сложную структуру с двойным преобразованием энергии (рис. 5.7, *б*). Он состоит из высоковольтного выпрямителя *ВВ*, импульсного регулятора напряжения *ИР*, высоковольтного сглаживающего фильтра *ВСФ*, нерегулируемого преобразователя *НП*, низковольтного выпрямителя *НВ*, низковольтного сглаживающего фильтра *НСФ*. Усложнение структуры этого преобразователя оправдывается с пози-

ций миниатюризации переносом основного сглаживающего фильтра в цепь высокого напряжения (200...300 В). При этом согласно (5.17) величина LI^2 дросселя не изменяется, а величина CU конденсаторов уменьшается в десятки раз. Дополнительный сглаживающий фильтр НСФ необходим только для сглаживания пульсаций, возникающих из-за инерционности транзисторов преобразователя и диодов низковольтного выпрямителя. По суммарному объему деталей и величине к. п. д. преобразователь со схемой рис. 5.7, б может оказаться лучше, чем со схемой рис. 5.7, а. При практическом выполнении преобразователя по схеме рис. 5.7, б получена удельная мощность 330 Вт/дм³ и к. п. д., равный 80%. Конструкция этого преобразователя с выходной мощностью 75 Вт (6 В при 12,5 А) изображена на рис. 5.8. Аналогичный преобразователь с выходным напряжением 27 В имеет удельную мощность около 500 Вт/дм³.

Принципы конструирования. Высокие требования к плотности упаковки элементов конструкции могут быть выполнены при применении всех полупроводниковых приборов и интегральных микросхем в бескорпусном исполнении. Силовые транзисторы, тиристоры, диоды должны быть объединены в интегрально-гибридные схемы, например, на пластинах из окиси бериллия или поликора. Маломощные транзисторы, резисторы, микросхемы, входящие в цепи управления и защиты, также следует объединять в интегрально-гибридные схемы. В специальных отсеках корпуса герметизируются одновременно полупроводниковые приборы и сопутствующие элементы.

Конструкция не должна иметь традиционных элементов ламповых и транзисторных устройств: шасси, кожухов, расшивочных панелей. Самое же главное заключается в том, что в конструкции не

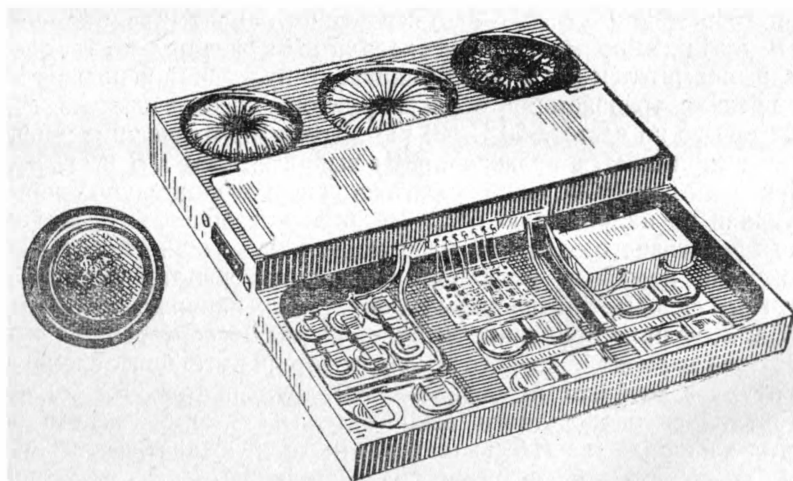


Рис. 5.8. Интегрально-гибридная конструкция преобразователя, структура которого приведена на рис. 5.7, б.

должно быть воздушных пространств, их следует занять материалом с максимально высокой теплопроводностью, но и его количество должно быть минимальным.

Один из вариантов конструкции может представлять собой общий герметичный корпус, плотно заполненный всеми необходимыми деталями и теплопроводной жидкостью. Однако в такой конструкции необходимо предусмотреть специальное крепление всех деталей и обеспечить возможность температурного изменения объема жидкости.

Более перспективной представляется сухая монолитная конструкция, состоящая из металлической пластины с отсеками, пазами и полостями, в которых размещаются все детали и соединения между ними (см. рис. 5.8). Как уже упоминалось, полупроводниковые приборы размещаются в герметизированных отсеках. Трансформаторы, дроссели, конденсаторы большой емкости фиксируются каждый в своей полости при помощи, например, эпоксидных компаундов. Компоновка всех деталей должна быть такой, чтобы физический объем оставшегося металла составлял не более 20...30% габаритного объема изделия. Такая конструкция обеспечивает высокую плотность упаковки элементов, отсутствие крепежных деталей, низкое внутреннее тепловое сопротивление, высокую механическую прочность. Конструкция может представлять собой моноблок или состоять из нескольких пластин, соединяемых в блок.

Список литературы

- 5.1. **Конеv Ю. И.** Полупроводниковые триоды в автоматике. М., «Сов. радио», 1960.
- 5.2. **Конеv Ю. И.** Транзисторные импульсные устройства управления электродвигателями и электромагнитными механизмами. М., «Энергия», 1964.
- 5.3. **Транзисторные** схемы автоматического управления. Проектирование и расчет. Под ред. Конева Ю. И. М., «Сов. радио», 1967. Авт.: С. Я. Борисов, С. С. Букреев, В. А. Головацкий и др.
- 5.4. **Управляемые** полупроводниковые вентили. Пер. с англ. М., «Мир», 1967. Авт.: Ф. Джентри, Ф. Гутцвиллер, Н. Голоньяк, Э. фон Застров.
- 5.5. **Букреев С. С.** Транзисторные усилители низкой частоты с обратной связью. М., «Сов. радио», 1972.
- 5.6. **Головацкий В. А.** Транзисторные импульсные усилители и стабилизаторы постоянного напряжения. М., «Сов. радио», 1974.
- 5.7. **Букреев С. С.** Принципы проектирования активных сглаживающих фильтров. — В кн.: Электронная техника в автоматике. Под ред. Ю. И. Конева. Вып. 6. М., «Сов. радио», 1974.
- 5.8. **Букреев С. С.** Структурная миниатюризация интегрально-гибридных усилителей переменного тока. — В кн.: Электронная техника в автоматике. Под ред. Ю. И. Конева. Вып. 6. М., «Сов. радио», 1974.
- 5.9. **Головацкий В. А., Юрченко А. И.** Машинное проектирование импульсных стабилизаторов постоянного напряжения. — В кн.: Электронная техника в автоматике. Под ред. Ю. И. Конева. Вып. 5. М., «Сов. радио», 1973.
- 5.10. **Головацкий В. А., Зенькович Л. С., Конеv Ю. И., Юрченко А. И.** Интегрально-гибридный импульсный стабилизатор постоянного напряжения. — В кн.: Электронная техника в автоматике. Под ред. Ю. И. Конева. Вып. 6. М., «Сов. радио», 1974.

5.11. Гулякович Г. Н., Розанов В. М., Чернявский Д. А. Миниатюризация функциональных узлов вторичных источников питания с применением мощных гибридных схем. — В кн.: Электронная техника в автоматике. Под ред. Ю. И. Конева. Вып. 5. М., «Сов. радио», 1973.

5.12. Конев Ю. И. Сравнительный анализ цепей обратной связи в транзисторных каскадах и усилителях переменного тока. — В кн.: Электронная техника в автоматике. Под ред. Ю. И. Конева. Вып. 1. М., «Сов. радио», 1969.

5.13. Конев Ю. И. Некоторые предельные возможности миниатюризации силовых полупроводниковых устройств. — В кн.: Электронная техника в автоматике. Под ред. Ю. И. Конева. Вып. 3. М., «Сов. радио», 1972.

5.14. Конев Ю. И. Энергетические возможности миниатюризации силовых полупроводниковых интегральных устройств. — В кн.: Электронная техника в автоматике. Под ред. Ю. И. Конева. Вып. 4. М., «Сов. радио», 1973.

5.15. Конев Ю. И. О миниатюризации вторичных источников питания. — В кн.: Электронная техника в автоматике. Под ред. Ю. И. Конева. Вып. 5. М., «Сов. радио», 1973.

5.16. Конев Ю. И. Принципы миниатюризации бесконтактной коммутационной аппаратуры. — В кн.: Электронная техника в автоматике. Под ред. Ю. И. Конева. Вып. 6. М., «Сов. радио», 1974.

5.17. Машуков Е. В., Конев Ю. И., Зенькович Л. С., Овсянников О. С., Передкова Н. М. Проектирование интегрально-гибридных реверсивных регуляторов электродвигателей постоянного тока. — В кн.: Электронная техника в автоматике. Под ред. Ю. И. Конева. Вып. 5. М., «Сов. радио», 1973.

5.18. Машуков Е. В., Конев Ю. И. МДП-транзисторы в ключевых регуляторах мощности. — В кн.: Электронная техника в автоматике. Под ред. Ю. И. Конева. Вып. 6. М., «Сов. радио», 1974.

5.19. Мелешин В. И. Проектирование стабилизированного преобразователя напряжения на ЦВМ. — В кн.: Электронная техника в автоматике. Под ред. Ю. И. Конева. Вып. 5. М., «Сов. радио», 1973.

5.20. Мелешин В. И., Конев Ю. И. Стабилизированный преобразователь переменного напряжения в низкое постоянное. — В кн.: Электронная техника в автоматике. Под ред. Ю. И. Конева. Вып. 6. М., «Сов. радио», 1974.

5.21. Мощные планарные переключающие транзисторы. — «Электроника», 1972, т. 45, № 3, с. 76.

5.22. Высоковольтные мощные транзисторы. — «Электроника», 1974, т. 47, № 3, с. 10.

5.23. Стабилизатор напряжения в корпусе ТО-3. — «Электроника», 1973, т. 46, № 23, с. 25.

5.24. ИС с защитой нагрузки — эквивалент мощного транзистора. — «Электроника», 1974, т. 47, № 3, с. 48.

ВОПРОСЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ МИКРОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Надежность — важнейший показатель качества МЭА [6.1, 6.2], как известно, обуславливается ее безотказностью, сохраняемостью, долговечностью и ремонтпригодностью. Безотказность определяется способностью МЭА безотказно функционировать в любых огороженных для нее режимах работы в течение заданного промежутка времени. Показателем сохраняемости является средний срок сохранности МЭА, задаваемый в технических требованиях на нее. Под долговечностью МЭА понимается ее свойство сохранять работоспособность при эксплуатации до полного износа с необходимыми для технического обслуживания перерывами. Ремонтпригодность МЭА определяет реализуемость и удобство такого обслуживания.

Требования к надежности ИС, составляющих основу МЭА, задают исходя из степени риска или меры ущерба, наносимого отказом каждой из ИС. Экономический аспект этого ущерба показан в табл. 6.1. [6.7], из которой следует, что наиболее жесткие требования к надежности выдвигаются системами космической и военной электроники. Для современных вариантов этих систем характерны требования к безотказности 3 — 5 лет и более, по сохраняемости 10 лет и более. Гарантирование таких показателей надежности, очевидно, требует вложения значительных средств. Как видно из

Таблица 6.1

Разновидности МЭА	Относительная мера экономического ущерба, причиняемого отказом ИС или иного полупроводникового изделия в МЭА, отн. ед.			
	замена детали	замена платы	перепроверка и ремонт МЭА	натурные испытания и ремонт или повторные испытания
Аппаратура широкого индивидуального применения	1	2,5	2,5	25
Устройства промышленной электроники	2	12,5	22,5	207
Военные системы	3,5	25	60	500
Космические электронные системы	7,5	7,5	150	10 ⁶

табл. 6.1, затраты сокращаются, если основная часть испытаний и иных мероприятий, связанных с обеспечением надежности, осуществляется на ранних стадиях изготовления МЭА, т. е. на этапах изготовления, контроля и отбраковки ИС. Физическое направление [6.1, 6.8, 6.9] в работах по надежности современной МЭА связано с комплексом мероприятий, явно нетрадиционных для электронной аппаратуры предшествующих поколений (отбраковки, исследование компонентов ненадежности, прогностическое моделирование надежности МЭА, анализ отказов, организация сбора сведений об эксплуатационной надежности ИС и показателях, получаемых от служб входного контроля, постановка экспериментов по ускоренным испытаниям ИС и т. д.).

Настоящая глава посвящена в основном перечисленным специфическим аспектам обеспечения надежности МЭА, вытекающим из физического подхода [6.1] к этой проблеме.

6.1. Профилактика надежности ИС

Важнейшими из профилактических мер, обеспечивающих высокую надежность ИС, являются следующие.

Унификация структурных решений. Современная микросхемотехника [6.1] предоставляет проектировщику большие возможности создания МЭА из стандартных ИС увеличивающейся сложности. Стандартизация схмотехнических решений при росте степени интеграции ИС способствует устойчивости процесса их производства и контроля и частично разрешает трудности, вызванные динамизмом развития элементной базы. Стоимость и трудоемкость создания схмотехнического обеспечения, а также сервисного и измерительного оборудования резко растут с переходом к БИС (например, с развитием техники микропроцессоров широко внедряются новые, сравнительно дорогостоящие процессы и средства программирования, отладки и контроля аппаратуры). Не случайно поэтому, что одни и те же типичные конфигурации повторяются в сериях ИС и БИС, выпускаемых заводами многих стран с развитой электронной промышленностью.

Чистота материалов, точность и контролируемость процессов создания ИС, их автоматизация. Техника БИС, как известно, выдвигает предельно высокие требования к уровню гигиены производства, чистоте исходных материалов, точности технологического оборудования. Увеличение процента выхода годных ИС (в особенности БИС) связано с автоматизацией их изготовления, увеличением степени контролируемости и насыщением технологического процесса автоматами-роботами, измерительными средствами и вычислительной аппаратурой.

Правильное топологическое и конструкторское проектирование ИС. Как известно, ИС проектируют с учетом ограничений на минимальные размеры элементов и расстояний между топологическими фигурами, требований к допускам на совмещение и к зазорам, необ-

ходимым для размещения контактов и проводящих дорожек металлизации.

В качестве примера неудачного топологического проектирования на рис. 6.1 приведена фотография алюминиевого проводника, проходящего над двумя ступеньками окисного слоя, а также над внутренним контактным узлом ИС. Ошибка разработчика топологии в данном случае заключается в том, что спроектированный им контур проводника не заполняет полностью окна внутреннего контактного узла. В то же время на вертикальных склонах ступенек алюминиевый слой может оказаться достаточно тонким (толщина алюминиевой пленки при этом падает на порядок по сравнению с номинальным значением). Кроме того, как видно из рис. 6.1, алюминиевая пленка может иметь дефекты. В результате действия перечисленных факторов суммарная плотность тока может возрасти на два порядка по сравнению с допустимым значением 10^4 А/см². При плотности тока 10^6 А/см² в минимальном сечении проводника могут происходить электромиграция металла (перенос массы алюминия в соответствии с законом Фарадея) и местный перегрев, что может служить причиной отказа проводящей токоведущей дорожки металлизации [6.24].

Из соображений надежности легированные области полупроводника обычно не располагают в непосредственной близости одна от другой (чтобы не образовался паразитный МДП-транзистор); площадь контактных площадок делают достаточной (250 мкм²) и удобной для присоединения золотых или алюминиевых проволочек (диаметром 25 мкм, рис. 6.2). Конструктор обычно заранее предусматривает меры дополнительной защиты кристалла ИС (нитридом кремния или остекловыванием) и выбирает сочетания материалов (золото, алюминий), применяемые для монтажа выводов ИС.

Увеличение степени интеграции. Зависимость между интенсивностью отказов ИС и площадью активной части кристалла [6.1]

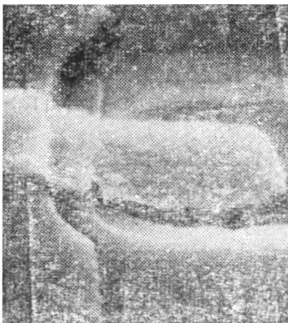


Рис. 6.1. Ступенька окисного слоя SiO₂, покрытая проводящим слоем,

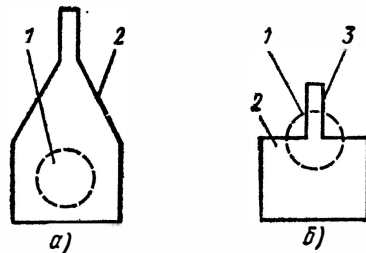


Рис. 6.2. Расположение термокомпрессионного межсоединения при правильном (а) и неправильном (б) проектировании контактной площадки на чертеже топологии ИС:

1 — шарик; 2 — контактная площадка; 3 — зона возможного отказа.

невелика, поэтому надежность МЭА в первом приближении увеличивается во столько раз, во сколько увеличивается средняя степень интеграции ИС. Таким образом, переход к БИС означает реальную возможность существенного повышения надежности МЭА.

Многоступенчатая система промежуточного контроля ИС включает в себя пооперационный контроль и паспортизацию технологических операций, проведение цеховой отбраковки (например, с помощью воздействия линейных ускорений на центрифуге, тщательный визуальный контроль перед герметизацией ИС, их испытания при крайних рабочих температурах.

Многоступенчатый промежуточный контроль является, таким образом, составной частью технологии производства надежных ИС.

Аттестация уровня производства ИС и МЭА. Надежностная обратная связь. Устойчивость производства ИС и МЭА обеспечивают системой контроля технологических процессов. К числу показателей, определяющих качество этих процессов, относятся: уровень обеспыленности технологических помещений и выход годных ИС на различных технологических операциях. Качество технологического цикла в целом проверяют с помощью выборочных испытаний ИС на безотказность; в этом случае при определении размера выборки и продолжительности испытаний исходят прежде всего из необходимости сделать контроль оперативным и экономичным.

С этой же целью на пластинах, содержащих ИС, изготавливают тестовые структуры; анализ компонентов этих структур полезен для контроля уровня технологических операций (в ряде оперативных случаев этот контроль позволяет восстановить «предысторию» появления тех или иных дефектов цикла изготовления, приводящих к отказам, см. далее).

Надежностная обратная связь позволяет улучшать цикл создания ИС и МЭА, внося в него изменения по результатам оперативного контроля качества и аттестации технологических процессов. В качестве гипотетического примера, иллюстрирующего необходимость в надежностной обратной связи, рассмотрим массовое автоматизированное производство плат МЭА; каждая из однотипных плат состоит из 50 корпусов ИС. Для изготовления плат используют покупные ИС, проверенные заводом-поставщиком. Выходной контроль смонтированных в МЭА печатных плат показал, что примерно половина продукции неработоспособна. В чем дело?

Нетрудно подсчитать, что если в партиях ИС, получаемых с завода-изготовителя, содержится в среднем 99% работоспособных ИС, то выход годных смонтированных плат составит всего $0,99^{50} \approx 0,6$, т. е. 60%.

Для обеспечения выхода 99% годных смонтированных плат необходимо повысить содержание работоспособных ИС, поступающих на монтаж, до величины 0,9999 (поскольку $0,9999^{50} \approx 0,995$), т. е. ввести входной контроль ИС перед их использованием. Затраты [6.3, 6.4, 6.22] на организацию такого входного контроля обычно окупаются.

6.2. Основные источники отказов ИС

Отказом ИС считается событие, заключающееся в нарушении работоспособности ИС или уходе одного или нескольких параметров, установленных техническими условиями в качестве критериев годности, за пределы заданных норм. Различают полные (внезапные) и условные (постепенные, параметрические) отказы. При полном отказе (вследствие нарушения электрической, механической или тепловой прочности ИС) полностью нарушается работоспособность ИС в составе МЭА. Условный отказ вызывается постепенным уходом — деградацией одного или нескольких параметров — критериев годности ИС. Работоспособность такой ИС в составе МЭА может сохраняться, но ее эксплуатационные запасы при этом уменьшаются.

Различают показатели эксплуатационной надежности ИС в составе МЭА и производственной надежности ИС, оцениваемой по результатам заводских испытаний при неблагоприятных для ИС сочетаниях испытательных воздействий. Важнейшими показателями надежности ИС являются вероятность $P(t)$ безотказной работы и интенсивность их отказов $\lambda(t)$; эти величины связаны между собой известным соотношением

$$P(t) = \exp\left(-\int_0^t \lambda(t) dt\right). \quad (6.1)$$

Для ИС, прошедших входной контроль, справедлив экспоненциальный закон распределения, при котором $\lambda(t) = \lambda = \text{const}$, а

$$P(t) = \exp(-\lambda t) \quad (6.2)$$

или

$$\lambda = -[\ln P(t)]/t. \quad (6.3)$$

Пример. Определить требуемую интенсивность отказов БИС (показатель их эксплуатационной надежности), если необходимо обеспечить работоспособность МЭА, состоящей из $n = 1000$ корпусов БИС:

а) в течение 10 000 ч (1 год) с вероятностью 0,9;

б) в течение 50 000 ч (5 лет) с вероятностью 0,9.

Решение. Допустив, что единственными источниками отказов МЭА являются БИС и предположив отказы независимыми, получим

$$\lambda = -\frac{1}{n} \frac{\ln P(t)}{t}. \quad (6.4)$$

Согласно 6.4 имеем:

$$\text{а) } \lambda_a = -\frac{1}{1000} \frac{\ln 0,9}{10\,000 \text{ ч}} \approx 1,05 \cdot 10^{-8} \text{ ч}^{-1};$$

$$\text{б) } \lambda_b = -\frac{1}{1000} \frac{\ln 0,9}{50\,000 \text{ ч}} \approx 2,1 \cdot 10^{-9} \text{ ч}^{-1}.$$

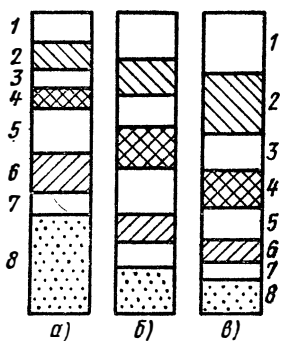


Рис. 6.3. Относительное влияние различных нарушений технологического процесса на отказы ИС малой (а), средней (б) и большой (в) степени интеграции, не подвергнутых отбраковке перед установкой в МЭА:

1 — нарушение проводящего слоя; 2 — неправильное проведение процесса диффузии; 3 — попадание посторонних веществ; 4 — невыявленные причины отказов; 5 — повреждение слоя окисла; 6 — дефекты микромонтажа; 7 — неправильный монтаж кристалла; 8 — неправильное применение.

Экспериментальные данные (см., например, [6.2, 6.5]) подтверждают возможность получения таких уровней интенсивностей отказов лишь при наличии эффективных систем отбраковки.

Очевидно, что непосредственное экспериментальное определение значений $\lambda < 10^{-6} \text{ч}^{-1}$, как правило, либо невозможно, либо нецелесообразно. Например, для подтверждения интенсивности отказов $\lambda = 10^{-8} \text{ч}^{-1}$ требуются испытания партии 10 000 шт. в течение 5 лет — периода, в течение которого элементная база МЭА полностью обновляется.

Производственную надежность обычно оценивают в результате отбраковочных испытаний. Относительная величина ИС, не выдержавших отбраковки, может составлять 5...15% и даже более [6.6].

Основными причинами отказов ИС в МЭА являются:

- дефекты исходных материалов, фотошаблонов и химических реактивов, нарушения нормальной работы технологического оборудования;

- невыявленные нарушения процесса изготовления ИС (колебания режимов, загрязненность и т. д.);

- неправильное использование ИС в схемах МЭА, нарушение технологии их сборки, контроля и монтажа.

Результаты исследования причин отказов биполярных ИС в условиях эксплуатации (рис. 6.3) показывают [6.7], что с повышением степени интеграции увеличивается доля отказов, обусловленных несовершенством процессов металлизации и диффузии (из-за уменьшения геометрических размеров элементов); доля отказов, обусловленных неправильным применением ИС в МЭА, с переходом к БИС уменьшается. Главное влияние на отказы БИС со структурой МДП оказывают механизмы, связанные с дефектами тонких слоев окисла, зарядовой стабильности, фотолитографии и металлизации.

6.3. Физический подход к проблеме обеспечения надежности МЭА

Трудности получения и использования статистической информации об отказах ИС как изделий, предназначенных для МЭА высокой надежности, стимулировали развитие физического подхода к этой проблеме [6.1, 6.8, 6.9]. Цель физического подхода к проблеме

надежности МЭА состоит в построении систем управления качеством ИС и МЭА, основанных на:

- ускоренном выявлении потенциально дефектных или ненадежных экземпляров ИС;

- изучении физических механизмов и процессов, приводящих к отказам МЭА и комплектующих ее ИС;

- соотнесении дефектов в ИС со структурой и особенностями базовых циклов изготовления, контроля и применения ИС (на основе понятия о компонентах ненадежности и их использования для сбора и обработки сведений об отказах, прогнозирования срока службы МЭА и совершенствования технологии ее создания).

Компонентами (или носителями) ненадежности при этом предполагаются такие типовые части конструкций ИС (контактные узлы, корпуса, элементы топологии и теплоотвода и т. д.), которые инвариантны к схемотехнике ИС и отображают типовые конструкторские решения и базовые технологические процедуры. Компоненты ненадежности выявляются при физическом исследовании отказавших образцов ИС и установлении причины или предыстории отказов.

В традиционной транзисторной или ламповой электронике компонентами ненадежности были реальные физические объекты — детали (транзисторы, диоды, лампы, резисторы, конденсаторы разных типов), а вся аппаратура моделировалась в виде совокупности больших количеств разнородных комплектующих изделий; информация о надежности при этом соотносилась с одним определенным типом детали и обрабатывалась применительно лишь к ней.

При физическом подходе информацию о свойствах компонентов ненадежности получают статистической обработкой данных об отказах ИС разных типов с разной схемотехникой, но реализованных одинаковыми конструкторскими способами и базовыми технологическими процедурами. Однотипность конструкций и относительный консерватизм этих процедур допускают прогностическое моделирование надежностных свойств ИС новых типов на основании прошлого опыта, принципиально недостижимое при традиционном (статистическом) подходе к проблеме надежности. Физический подход допускает организацию «массовой» надежностной обратной связи, основанной на обработанных текущих данных о дефектах ИС и их отказах в МЭА. По своей структуре надежностная обратная связь заключается в возведении на основные компоненты ненадежности ИС и МЭА путем усовершенствований, вносимых в процессы их проектирования, изготовления, контроля и применения. При этом надежностной обратной связью могут быть охвачены производства и организации, разрабатывающие ИС и МЭА. Информацию о причинах отказов получают из статистических данных, обрабатываемых по отношению к компонентам ненадежности.

Таким образом, физический подход должен ликвидировать трудности [6.23] применения хорошо разработанного аппарата статистической теории для расчетов и реального обеспечения надежности МЭА.

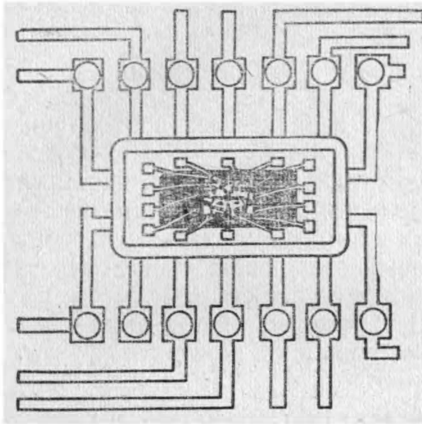


Рис. 6.4. Монолитная ИС с внешними контактными узлами.

Компоненты ненадежности. Для монолитных ИС всех типов характерны следующие типы компонентов ненадежности (КН).

Внешние контактные узлы (КУ) — соединения вида: внутреннее термокомпрессионное соединение — проводник — внутренняя микросварка — вывод корпуса — внешняя микропайка к печатному проводнику (рис. 6.4). Если прибор МЭА состоит из Q внешних КУ, каждый из которых имеет интенсивность отказов λ_{Q_i} , а отказы независимы, то интенсивность отказов λ_Q совокупности из Q КУ можно выразить в виде

$$\lambda_Q = \lambda_{Q_i} \cdot Q. \quad (6.5)$$

В свою очередь, λ_{Q_i} зависит от факторов, связанных с условиями эксплуатации π_0 и контроля π_k :

$$\lambda_{Q_i} = \lambda'_{Q_i} \cdot \pi_0 \pi_k, \quad (6.6)$$

где λ'_{Q_i} — интенсивность отказов внешних КУ в условиях эксплуатации, приближающихся к лабораторным. Функции π_0 , π_k входят в надежностьную модель МЭА [6.1].

Внутренние КУ — зоны сплавления сильно легированной области полупроводника с пленкой алюминия в совокупности с окружающим эту зону проводящим участком, покрывающим «ступеньку» (или несколько ступенек) окисной изоляции (рис. 6.5).

Герметизация. Нарушения герметизации как КН проявляются в виде «сильных» и «слабых» течей корпусов ИС и моделируются выражением

$$\lambda_p = \lambda_{p1} p, \quad (6.7)$$

где λ_{p1} — интенсивность отказов (нарушения герметичности) одного корпуса, p — число корпусов ИС в МЭА.



Рис. 6.5. Фрагмент внутреннего КУ.

Для повышения надежности в ряде случаев используют дополнительную (групповую) герметизацию приборов МЭА.

Кристалл ИС. Условные отказы, связанные с кристаллом ИС, относятся к нарушениям проводящего слоя или целостности слоя SiO_2 , а также к физико-химическим процессам в объеме

Таблица 6.2

Компоненты ненадежности	Распределение отказов биполярных ТТЛ ИС, прошедших отбраковку, по основным источникам их появления, %	
	Эксплуатация в МЭА	Ускоренные испытания при повышенной температуре (270 и 283° С)
Внешние контактные узлы	9,2	1,1
Внутренние контактные узлы, поверхность	23,1	92,4
Герметизация	15,4	1,1
Кристалл ИС:	11,6	4,6
проводящий слой	3,9	0,4
слой SiO ₂	3,8	2
объем	3,9	2,2
Неправильное применение	23,8	0,2
Невыясненные причины	16,9	0,6
Итого	100	100

кристаллической решетки полупроводника. Модель отказов кристаллов ИС имеет вид

$$\lambda_c = \lambda_{c1} c, \quad (6.8)$$

где c — число кристаллов; λ_{c1} — интенсивность отказов одного кристалла.

Неправильное применение ИС. Под неправильным применением ИС понимают нарушения норм технических требований к ИС в документации на МЭА, а также электрические перегрузки при эксплуатации или натуральных испытаниях приборов или систем.

Удельные доли перечисленных источников отказов, соотносимые с КН МЭА и полученные в результате экспериментов (в эксплуатационных условиях и при ускоренных испытаниях), приведены в табл. 6.2.

Специфические компоненты ненадежности МДП ИС. Наличие этих КН обусловлено особой чувствительностью МДП-транзисторов

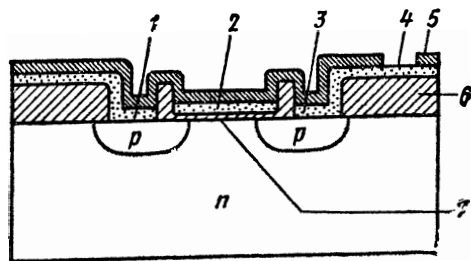


Рис. 6.6. Структура МДП ИС (тонкий слой окисла — компонент ненадежности):

1 — исток; 2 — затвор; 3 — сток; 4 — внутренний КУ; 5 — защитный слой окисла; 6 — толстый слой окисла; 7 — тонкий слой окисла.



Рис. 6.7. Результат электромиграции в пленке алюминия при больших плотностях тока.

к состоянию структуры тонкой окисной пленки под его затвором (рис. 6.6). Выход из строя МДП-транзисторов вследствие этой чувствительности может проявляться в виде сдвига порогового напряжения, пробоя окисной изоляции, электромиграции в металлических пленках затвора и т. д. Вероятность нарушения тонкого слоя окисла в структурах МДП пропорциональна суммарной площади его поверхности, т. е. числу затворов МДП ИС, и описывает интенсивность явлений, результат которых определяется как пробой, уход параметров ИС за пределы допустимых норм, постепенное частичное или полное разрушение элементов структуры ИС^{*)}.

Компоненты ненадежности, специфические для мощных ИС и мощных СВЧ транзисторов. Для ИС этого типа характерно использование электрических режимов, близких к предельным. Поэтому КН для мощных ИС и мощных СВЧ транзисторов являются пленочная металлизация, находящаяся под действием большой плотности тока и подверженная электромиграции (рис. 6.7), а также $p-n$ -переходы и объемы полупроводника, в которых возможны электрические перегрузки и явления шнурования тока [6.9].

Компоненты ненадежности, специфические для биполярных БИС. Эти КН связаны с многослойной металлизацией, иногда применяемой при изготовлении таких БИС; их действие проявляется в виде утечек или пробоя конденсатора, образованного участками слоя металлизации, а также нарушений структуры проводников вследствие электромиграции в тонких пленках, неоднородностей подложки и подобных причин [6, 1, 6.9].

6.4. Испытания ИС как средство повышения надежности МЭА

Входной контроль служит для проверки соответствия ИС нормам технических требований. Поэтому входной контроль выполняют в режимах и при эксплуатационных условиях, оговоренных документацией на ИС. Методы испытаний ИС при входном контроле перечислены в табл. 6.3. Рассмотрение характера испытательных воздействий, которым подвергают ИС на входном контроле, позволяет сделать вывод о принципиальной идентичности подхода к контролю ИС (в особенности БИС) и МЭА в целом. Современная система входного

^{*)} В [6.11] на основе обработки статистических материалов о надежности МДП ИС предлагается число тонких окисных зон (затворов) в структурах МДП суммировать с числом внутренних контактных узлов — окон в слое диэлектрика.

Таблица 6.3

Вид испытаний при входном контроле	Методы испытаний	Операции, производимые при испытаниях
Функциональные	Самоконтроль	ИС исполняет программы собственных испытаний и определяет свою годность или негодность
	Сравнение (метод гида)	Сравниваются выходные сигналы ИС с сигналами известного исправного устройства (гида)
	Эмуляция	Сравнивается устройство с его моделью (эмулятором) на ЭВМ
	Обучение	Сравнивается выход испытуемой ИС с предварительно «выученной» [6.3] испытательной последовательностью
Параметрические	Штатные	Измеряются задержки распространения сигналов или параметры переходных процессов в наиболее критичных точках структуры ИС
	Расширенные	Измеряются задержки распространения или параметры переходных процессов вдоль пути следования сигналов; на ИС подаются испытательные сигналы синхронизации; замеры делаются при крайних рабочих температурах

контроля (рис. 6.8) представляет собой иерархию терминальных информационных средств, обеспечивающих как допусковый контроль, так и измерение параметров в автоматическом режиме с последующей обработкой массивов экспериментальных данных и их паспортизацией.

Новое поколение оборудования входного контроля ИС использует достижения современной вычислительной техники и обладает программируемостью, способностью к реконфигурации и наращиваемостью. Измерительные терминалы при этом являются программируемыми внешними (периферийными) устройствами для центральной ЭВМ; их состав и число зависят от объектов и целей контроля; поток информации, подлежащей обработке, выводу на дисплей или цифропечатающие устройства, координируется центральной ЭВМ. В современном измерительном или регистрирующем терминальном оборудовании широко используют микропроцессорные секции, а также мини-ЭВМ. Испытания, производимые при входном контроле, организуют так, чтобы обеспечить возможность рекламаций ИС заводу-изготовителю.

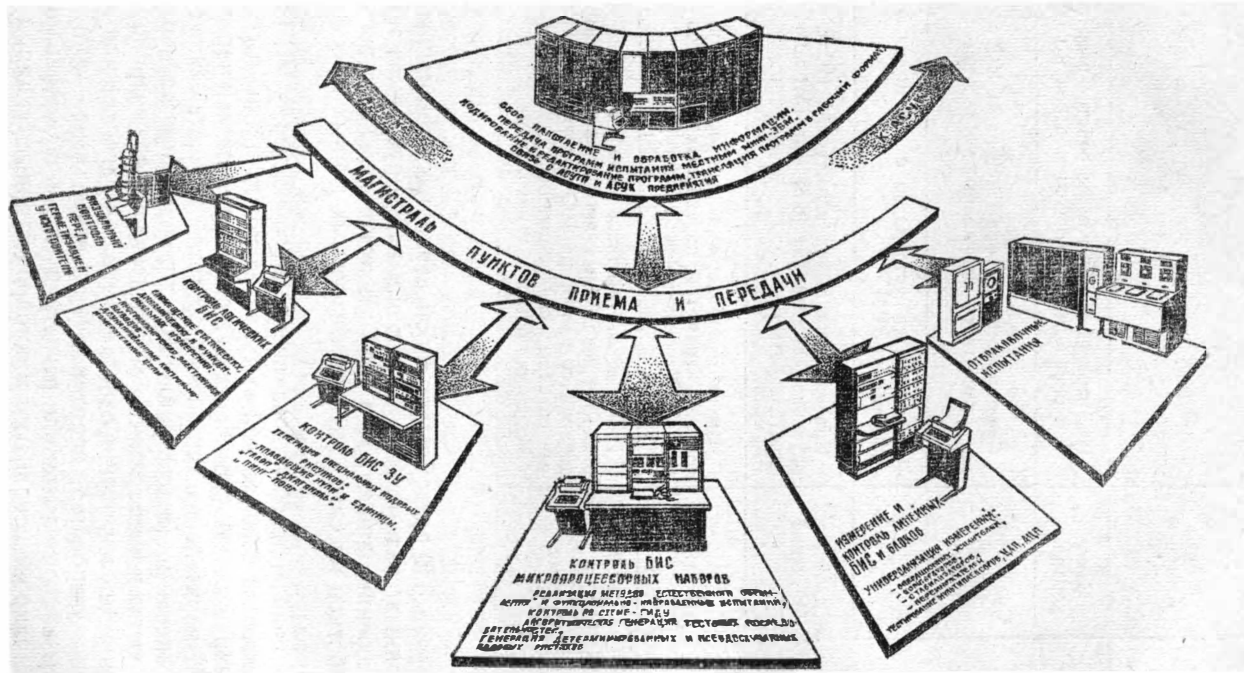


Рис. 6.8. Многотерминальная агрегатированная система входного контроля БИС и испытаний МЭА.

Отбраковка ИС в отличие от входного контроля обычно не связана с соображениями рекламации и поэтому является существенно более жесткой процедурой. Отбраковочные испытания ИС проводятся как в процессе изготовления, так и при контроле перед отгрузкой потребителю или перед установкой в МЭА. Цель отбраковки — стимулировать отказы ИС, имеющих скрытые технологические дефекты, не понизив при этом ресурса надежности остальных ИС.

Таким образом, отбраковочные испытания являются неразрушающими для «годных» ИС и разрушающими для «негодных», т. е. потенциально ненадежных ИС. Основные разновидности отбраковочных испытаний перечислены в табл. 6.4. Последовательность финишных технологических операций при производстве ИС КМДП типа (серии CD 4000A [6.10]) следующая: 1. Визуальный осмотр перед герметизацией с помощью оптического или растрового электронного микроскопа. 2. Герметизация. 3. Высокотемпературное хранение в течение 24 ч (200° С). 4. 10 термоциклов (—65...+ 150° С). 5. 100%-ный функциональный контроль. 6. 100%-ный параметрический контроль. 7. Электротермотренировка (168 ч, т. е. 7 суток при +125° С). 8. 100%-ные электрические испытания.

Таблица 6.4

Разновидности методов отбраковки	Метод отбраковки
Оптические	Визуальный осмотр под микроскопом Растровая электронная микроскопия [6.22]
Механические	Центрифуга (30 000...40 000 g), удары 30 000 g
Температурные	Высокотемпературное хранение, термоциклы (10 циклов —65...+200° С), термоудары
Комбинированные (электрические и температурные)	Электротермотренировка при +125° (168 или 240 ч)
Радиографические	Рентгеновский контроль

Связь методов отбраковочных испытаний с компонентами надежности ИС иллюстрируется табл. 6.5. Отбраковку ИС можно считать одним из звеньев системы [6.12] управления качеством МЭА.

Таблица 6.5

Компоненты ненадежности	Связь методов отбраковочных испытаний с компонентами ненадежности									
	Визуальный контроль	Хранение при высокой температуре	Термоциклы	Термоудары	Центрифуга	Механические удары	Вибрации	Электро- термо- тренировки	Контроль герметич- ности	Редно- графия
Внешние КУ, монтаж кристалла	+	+	+	+	+	+	+	+		+
Внутренние КУ, поверхность Si, проводящий слой	+	+	+	+	+				+	
Герметизация	+		+	+	+	+	+			+
Слой SiO ₂	+		+	+					+	
Объем кристалла полупроводника		+						+		
Посторонние ча- стицы в корпусе ИС	+				+	+	+			+
Деградация па- раметров, их не- стабильность		+						+		

Ускоренные испытания. В отличие от операций отбраковки, которым могут подвергаться 100% ИС перед их установкой в МЭА для высокоответственных применений, ускоренные испытания являются выборочными и разрушающими. Их цель — установить закон распределения и прогнозировать надежностные свойства основной массы ИС в эксплуатационных условиях по результатам исследований их выборки при форсированном действии факторов, резко ускоряющих протекание процессов отказов. Главными из этих факторов являются температура, а также электрическая нагрузка и влажность.

Плотность вероятности потока отказов ИС и большинства других полупроводниковых изделий, как показали эксперименты [6.1, 6.5], распределена по логарифмически-нормальному закону:

$$f(\tau, \mu, \sigma) = \frac{1}{\tau \sigma \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{\ln \tau - \mu}{\sigma} \right)^2 \right], \quad (6.9)$$

где $\mu = \ln \tau_0$ — математическое ожидание, логарифм медианного времени τ_0 ; σ — дисперсия для логарифма $\ln \tau$, где время τ исчисляется от 0 до

$$\tau_F = \tau_0 e^{\sigma^2/2} \quad (6.10)$$

— среднего времени безотказной работы.

Результаты испытаний показывают, что распределение потока отказов обычно является бимодальным, т. е. имеет два максимума (рис. 6.9). Левый максимум («аномальный») связан с наличием уже упомянутых скрытых дефектов производства ИС и подлежит устранению в результате отбраковочных испытаний [6.5]. Измерение параметров правого («основного») максимума методом ускоренных испытаний базируется на уравнении Аррениуса

$$\tau_0 = A \exp [\varepsilon/kT], \quad (6.11)$$

связывающего τ_0 — медианный срок службы 50% изделий при абсолютной температуре T с действующей энергией активации ε (A — коэффициент пропорциональности, k — постоянная Больцмана).

Результаты экспериментов [6.5] при $T = 200^\circ \text{C}$, доказывающих бимодальность распределения потока отказов для ИС серии CD 4000 и измеряющих значения действующей энергии активации ε , приведены на рис. 6.9—6.11.

Более сложная модель Эйринга [6.5] для нахождения медианного срока службы при температуре T

$$\tau = \frac{D}{T} \exp \left[\frac{\varepsilon}{kT} - U \left(A - \frac{B}{kT} \right) \right] \quad (6.12)$$

где A, B, D — константы) описывает совместное действие двух ускоряющих факторов: температуры T и электрической нагрузки U

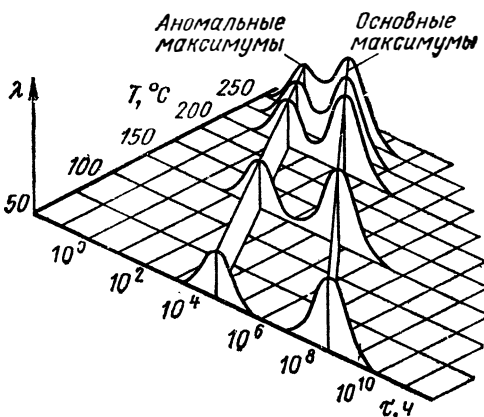


Рис. 6.9. Бимодальное распределение потока отказов (экспериментальные данные получены на КМДП ИС серии CD 4000).

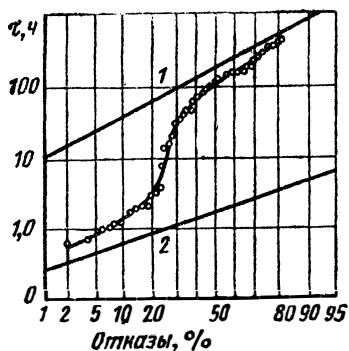


Рис. 6.10. Экспериментальные результаты ускоренных испытаний ИС CD 4000 при $T=200^\circ\text{C}$ (—○—).

1 — распределение, соответствующее основному максимуму, $\tau_0=179,8$ ч, $\sigma=1,2$; 2 — распределение, соответствующее аномальному максимуму, $\tau_0=1,7$ ч, $\sigma=0,78$.

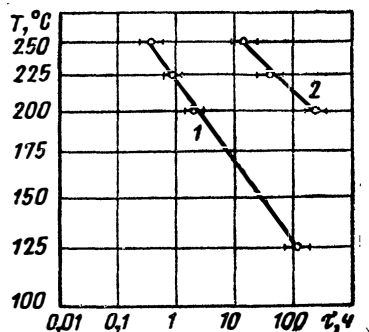


Рис. 6.11. Кривые Аррениуса для цифровых КМДП ИС серии CD 4000: 1 — множество ИС со скрытыми технологическими дефектами, $\varepsilon=0,9$ эВ; 2 — главное множество ИС, $\varepsilon=1,3$ эВ.

Как видно из табл. 6.2, ускоренные испытания подчеркивают и хорошо выявляют отказы, связанные с состоянием поверхности кремния под слоем SiO_2 (в том числе дефекты внутренних контактных узлов и затворов МДП ИС).

6.5. Анализ отказов ИС и пути повышения надежности

Отказавшие ИС представляют большую ценность для выявления «слабых» звеньев цикла создания МЭА, а также для установления «предыстории» отказа. Процедура анализа иллюстрируется табл. 6.6; последовательность операций установления причины отказа является весьма строгой, а результаты каждого испытания должны тщательно фиксироваться. Для проведения физического анализа необходимы как простые приборы (бинокулярные микроскопы, осциллографы, вольтметры), так и сложное оборудование (например, растровые электронные микроскопы, микроанализаторы). В ряде случаев отказы приходится моделировать, т. е. искусственно вызывать на годных ИС, используемых для сравнения с испытуемыми.

Основными путями повышения надежности перспективных электронных систем при их построении следует считать:

- переход к мультипроцессорным устройствам обработки информации и рациональную организацию их параллельной работы [6.13, 6.14];

- введение избыточности в структуры [6.15, 6.16];

- использование дискретных сигналов и цифровых методов их обработки в системах связи [6.17];

- избыточное кодирование информации в вычислительных устройствах и системах связи [6.18, 6.19];

Таблица 6.6

Испытания дефектных ИС для установления причины отказов	Условия испытаний, оценка целостности структуры ИС
Визуальный внешний осмотр под микроскопом Повторные электрические испытания: штатные проверки проверка изоляции выводов снятие внешних электрических характеристик и сопоставление их с эталонными Радиография рентгеновскими лучами Проверка герметичности корпуса ИС Инфракрасная термография	Неразрушающие испытания, корпус ИС не вскрыт
Визуальный осмотр кристалла и выводов: оптическим микроскопом растровым электронным микроскопом Снятие карты распределения потенциалов на экране растрового электронного микроскопа	Испытания при вскрытом корпусе ИС, целостность кристалла не нарушена
Зондирование элементов кристалла	Опасность повреждения металлизации
Травление, воздействие красителей Разделение кристалла на части и их анализ (травление, микрошлифы, микроанализ)	Кристалл разрушается

— широкое применение микропроцессорных «суперкомпонентов», микро- и мини-ЭВМ для унификации структурных решений, а также для создания однородных живучих программно-перестраиваемых цифровых сред.

Использование перечисленных путей организации электронных систем наряду с «технологическим» обеспечением безотказности ИС, БИС и иных изделий, комплектующих МЭА, является основой системного подхода [6.20], при котором одновременно оптимизируются [6.21] надежность, массо-габаритные, эксплуатационные и экономические показатели МЭА.

В заключение можно сделать следующие **выводы**.

1. Рост требований к надежности создаваемых электронных систем обусловлен их совершенствованием (усложнением выполняемых функций в связи с решением принципиально новых задач, снижением относительных производственных и эксплуатационных затрат). Проблема надежности воспринимается тем острее, чем больший урон (экономический, политический, моральный) может быть причинен потерей работоспособности устройства или системы.

2. Борьба за безотказность электронного оборудования требует такой организации процесса его создания, при которой надежность МЭА закладывается на этапе ее технического проектирования, обеспечивается в производстве ИС и МЭА и поддерживается при их эксплуатации; потенциально дефектные элементы

или процессы выявляются на ранних стадиях реализации или испытаний электронных систем.

3. Основным ресурсом повышения надежности МЭА является интеграция технологических операций, элементов и системных функций, организация процедур раннего выявления дефектов проектирования, изготовления и эксплуатации ИС и МЭА и проведение испытаний, позволяющих прогнозировать требуемую работоспособность.

4. Обеспечение надежности ИС и МЭА требует учета таких специфических факторов как:

- разнообразие схемотехнических решений при относительном консерватизме технологических процессов их создания и связанная с этим целесообразность использования понятия о компонентах ненадежности;

- невозможность проконтролировать все показатели, определяющие безотказность ИС в ходе их производства и связанная с этим перспективность отбраковки ИС повышенного уровня безотказности;

- высокая эксплуатационная надежность ИС и связанная с ней целесообразность ускоренных испытаний и прогностического моделирования показателей безотказности МЭА;

- сложность современных БИС и связанная с ней необходимость автоматизации измерений и обработки результатов при входном контроле;

- разнообразие механизмов отказов ИС и связанная с этим разнообразием неизбежность большого объема испытаний при входном контроле, отбраковке и анализе отказов; необходимость в сложном автоматизированном технологическом, контрольном и научном оборудовании;

- комплексность проблем обеспечения надежности МЭА и связанная с ней потребность в «интеграции» сведений из областей знания, разделенных профессиональными барьерами, с соответствующей переориентацией разработчиков аппаратуры и служб надежности.

5. Поскольку перспективные радиоэлектронные комплексы, реализуемые на ИС, должны гарантировать работоспособность в течение длительного времени, традиционные методы непосредственных испытаний и нормирования надежностных показателей МЭА и комплектованных ее изделий становятся не только чрезмерно трудоемкими и дорогими, но и бесперспективными из-за низкой достоверности результатов, большой длительности испытаний, запаздывания информации. Отсюда — целесообразность физического подхода к обеспечению надежности МЭА; традиционные статистические методы при этом остаются необходимыми для обработки информации о результатах ускоренных испытаний, отбраковки и анализа показателей, получаемых от служб входного контроля. Правильная классификация экспериментальных данных о компонентах ненадежности ИС позволит эффективно применять разви-

тый аппарат статистической теории для прогностического моделирования надежности МЭА новых поколений.

Список литературы

- 6.1. **Алексенко А. Г.** Основы микросхемотехники. Элементы морфологии микроэлектронной аппаратуры. Изд. 2-е. М., «Сов. радио», 1977.
- 6.2. **Ефимов И. Е., Козырь И. Я.** Основы микроэлектроники. М., «Связь», 1975.
- 6.3. **Нелсон, Боггс.** Параметрические испытания как метод повышения качества ИС с высокой плотностью элементов. — «Электроника», 1975, № 25, с. 41—46.
- 6.4. **Лоранджер.** Термоэлектротренировка компонентов и ее технико-экономическая оценка. — «Электроника», 1975, № 2, с. 24—32.
- 6.5. **Stitch M., Johnson G. M., Kirk B. P., Brauer J. B.** Microcircuit accelerated testing using high temperature operating tests. — «IEEE Trans.», 1975, v. R-24, № 4, p. 238—250.
- 6.6. **Матера.** Скорректированные данные по надежности элементов. — «Электроника», 1975, № 26, с. 57—62.
- 6.7. **Gordon C. G., Adams I. D., Carrell S. L., George T. D., Valek M. H.** Elements of semiconductor device reliability. — «Proc. IEEE», 1974, v. 62, № 2, p. 149—168.
- 6.8. **Алексенко А. Г.** Физический подход к проблеме надежности микроэлектронной аппаратуры — «Изв. вузов СССР. Радиотехника», 1968, т. XI, № 7, с. 704—718.
- 6.9. **Физические основы надежности интегральных схем.** Под ред. Ю. Г. Миллера. М., «Сов. радио», 1976.
- 6.10. **Solid plus CMOS.** Solid state scientific. — «Electronic News», 1975, April, 14, p. 9.
- 6.11. **Nichols E. D.** MOS/LSI reliability prediction. — In.: Proc. 1972 Annual Rel. and Maintainability Symp., San Francisco, 1972, p. 474—478.
- 6.12. **Пролейко В. М., Абрамов В. А., Брунин В. Н.** Системы управления качеством изделий микроэлектроники. М., «Сов. радио», 1976.
- 6.13. **Мультипроцессорные системы и параллельные вычисления.** Под ред. Ф. Г. Энслоу. Пер. с англ. М., «Мир», 1976.
- 6.14. **Поспелов Д. А.** Введение в теорию вычислительных систем М., «Сов. радио», 1972.
- 6.15. **Пирс У.** Построение надежных вычислительных машин. Пер. с англ. М., «Мир», 1968.
- 6.16. **Левин В. И.** Элементы матричной теории надежности автоматов Рига, «Зинатне», 1973.
- 6.17. **Смолянинов В. М., Филиппов Л. И.** Синтез оптимальных радиоприемников дискретных сигналов. М., «Высшая школа», 1969.
- 6.18. **Хетагуров Я. А., Руднев Ю. П.** Повышение надежности цифровых устройств методами избыточного кодирования. М., «Энергия», 1974.
- 6.19. **Сагалович Ю. Л.** Кодирование состояний и надежность автоматов. М., «Связь», 1975.
- 6.20. **Справочник по системотехнике.** Под ред. Р. Макола. Пер. с англ. Под ред. А. В. Шилейко. М., «Сов. радио», 1970.
- 6.21. **Гуткин Л. С.** Оптимизация радиоэлектронных устройств по совокупности показателей качества. М., «Сов. радио», 1975.
- 6.22. **Devancy J. R.** The SEM as a diagnostic tool for microelectronics. — «Electr. Packag. and Product.», 1976, June, p. 113—116.
- 6.23. **Гнеденко Б. В.** Предисловие. — В кн.: Перротте А. И., Сторчак М. А. Вопросы надежности радиоэлектронной аппаратуры. М., «Сов. радио», 1976, с. 3—7.
- 6.24. **O'Heurle F. M.** Electromigration and failure in electronics. — «Proc. IEEE», 1971, v. 59, p. 1409—1418.

ПРОГРЕССИВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ КОНСТРУИРОВАНИЯ МИКРОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

В данной главе приводится сравнительный анализ конструкций МЭА и количественная оценка возможностей улучшения основных свойств и показателей конструкций при использовании прогрессивных методов конструкторского исполнения аппаратуры [7.1]. Основное внимание при этом уделено вопросам компоновки и монтажа и связанным с ними задачам обеспечения нормальных тепловых режимов, вибропрочности и герметичности аппаратуры.

7.1. Основные свойства, показатели и особенности конструкций микроэлектронной аппаратуры

Свойства конструкции. К основным свойствам, которыми должны обладать конструкции микроэлектронной аппаратуры, относятся высокая надежность, малые масса и габариты, высокие вибро- и ударопрочность, в ряде случаев повышенная герметичность, способность выдерживать значительные тепловые напряжения при увеличивающейся функциональной сложности устройств. Очевидно, что различные по назначению и принципу работы радиоустройства решают разные задачи, имеют разные объем и содержание функций, что отражается в уровне сложности конструкций. Поэтому интегральная оценка качества конструкций по функциональным показателям устройств различного назначения является трудной задачей.

Абсолютные показатели конструкции. Под абсолютным показателем конструкции радиоаппаратуры понимают тот или иной ее показатель, выраженный в абсолютных значениях.

Для конструкций радиоустройств примерно одинакового назначения и принципа действия в качестве первого абсолютного показателя можно принять сложность устройства $S_{\text{РЭУ}}$, определяемую согласно формуле, приведенной на с. 18.

Число элементов в устройстве зависит от числа конструктивно технологических единиц (КТЕ), комплектующих изделие, и числа элементов в них, т. е.

$$N = \sum_{i=1}^{n_{\text{КТЕ}}} p_i, \quad (7.1)$$

где $n_{\text{КТЕ}}$ — число КТЕ в устройстве, шт.; p_i — число элементов в i -й КТЕ, эл./шт.

Под конструктивно-технологической единицей в МЭА понимают функционально законченную сборочную единицу, соответствующую определенной части принципиальной или функциональной схемы устройства, изготавливаемую по определенной для нее технологии. Примерами КТЕ могут служить корпусированные ИС широкого применения, микросборки, дополняющие сборки ЭРЭ.

Вторым абсолютным показателем конструкции МЭА является ее объем V . Объем устройства зависит от сложности конструкции, числа КТЕ и элементов в КТЕ, конструктивных потерь из-за монтажа, несущих конструкций и теплоотводящих элементов. Объем конструкции, например блока, может быть выражен как

$$V_6 = N/\gamma_6, \tag{7.2}$$

где γ_6 — плотность упаковки (ПУ) элементов в блоке, эл./см³.

Если известно число комплекующих КТЕ, например, корпусированных микросхем одной серии, составляющих блок, то при известном объеме одной микросхемы ($V_{ис}$) и средней плотности упаковки элементов в ней $\bar{\gamma}_{ис}$ (эл./см³) выражение (7.2) можно представить как

$$V_6 = n_{КТЕ} V_{ис} \bar{\gamma}_{ис} / \gamma_6 = n_{КТЕ} V_{ис} q, \tag{7.3}$$

где $q = \bar{\gamma}_{ис} / \gamma_6$ — коэффициент дезинтеграции элементной базы в блоке ($q > 1$).

Отсюда видно, что объем блока является функцией числа и объема КТЕ и коэффициента дезинтеграции элементной базы. Объем блока МЭА для бортовой аппаратуры, как правило, имеет одностороннее ограничение, т. е. $V_6 \leq V_6 \text{ тз}$, где $V_6 \text{ тз}$ — допустимый объем блока по техническому заданию (ТЗ).

Третьим абсолютным показателем конструкции МЭА является ее масса m . Масса конструкции блока зависит как от объема блока, так и от его удельной массы m' , т. е.

$$m_6 = m'_6 V_6. \tag{7.4}$$

Значение удельной массы блока в свою очередь определяется удельными массами КТЕ, несущих конструкций, элементов соединений, корпуса, теплоотводов и т. п. Она во многом зависит от соотношения масс КТЕ и остальных элементов конструкций и обычно при уменьшении этого соотношения увеличивается. Объясняется это тем, что в КТЕ уменьшается объем, обычно занимаемый воздухом (газом), а уменьшение массы несущих конструкций, корпуса, теплоотводов и т. д. ограничивается требованиями прочности, жесткости, теплонапряженности и технологией изготовления. Значения массы и удельной массы для определенных классов МЭА также имеют односторонние ограничения.

Четвертым абсолютным показателем конструкции МЭА является мощность потребления P_0 . Она зависит от допустимой мощности потребления каждой КТЕ, их числа и назначения (требуемого быст-

родействия или рабочей частоты). Для микроэлектронного цифрового блока можно, например, записать:

$$P_{0\delta} = \varphi (P_{0\text{ис}}, n_{\text{КТЕ}}, t_{\text{ср}}), \quad (7.5)$$

где $P_{0\text{ис}}$ — допустимая мощность потребления ИС, Вт; $t_{\text{ср}}$ — средняя задержка в ИС, с.

Известно, что для большинства радиоустройств примерно 80 ... 90% потребляемой мощности рассеивается в виде тепла, т. е.

$$P_{\text{расс}} = k_P P_0, \quad (7.6)$$

где $P_{\text{расс}}$ — тепловая мощность рассеивания, Вт; $k_P = 0,8...0,9$ — коэффициент потерь мощности.

Значение тепловой мощности рассеивания определяет тепловые напряженности в конструкции МЭА, т. е. ее тепловой режим и соответствующие перегревы элементов конструкции. Поскольку последние согласно ТУ на них имеют предельно допустимые рабочие температуры, то тепловые напряженности, характеризующиеся значением удельной мощности рассеивания

$$P_{\text{уд расс}} = P_{\text{расс}}/V_б, \quad (7.7)$$

также имеют односторонние допуски. Мощность потребления и мощность рассеивания имеют ограниченный верхний предел, определяемый экономичностью энергопотребления и допустимыми тепловыми напряженностями.

В качестве пятого абсолютного показателя конструкции МЭА, отображающего прочность и устойчивость ее к механическим воздействиям, принимают собственную (резонансную) частоту конструкции [7.1]:

$$f_0 = \sqrt{k_{\text{ж}}/m}/2\pi, \quad (7.8)$$

где $k_{\text{ж}}$ — жесткость конструкции, Н/мм²; m — масса конструкции, кг.

Обычно эффективность защиты конструкции от вибраций, ударов оценивается через соответствующие коэффициенты вибро- и удароизоляции γ_1 и γ_2 для амортизируемой РЭА или через коэффициенты динамичности μ_n и μ_v на низких и верхних частотах диапазона механических нагрузок для неамортизируемой МЭА.

Коэффициент виброизоляции без учета демпфирования определяется как

$$\gamma_1 = 1/|1 - (f/f_0)^2|, \quad (7.9)$$

где f/f_0 — соотношение вынужденной и собственной частот конструкции.

Коэффициент удароизоляции представляет собой отношение максимального ускорения свободных и вынужденных колебаний амортизируемого блока к заданному по техническому заданию значению ускорения платформы под действием удара, или, что то же

самое, отношение возможной максимальной перегрузки к предельно допустимой по ТЗ при ударе:

$$\gamma_2 = n_{\max}/n_{\text{ТЗ}}. \quad (7.10)$$

Чем меньше значения γ_1 и γ_2 , тем эффективнее амортизация блока.

Для неамортизируемой аппаратуры оговариваются линейные и скоростные перемещения элементов при вибрациях [7.1], из односторонних условий которых могут быть определены допустимые значения коэффициентов динамичности при известных уровнях перегрузок n_n в области низших частот (опасность резонанса) и n_b в области высших частот (опасность поломки из-за знакопеременных усталостных напряжений):

$$\mu_n \leq (2 \pi f_0)^2 A/n_n g, \quad (7.11)$$

$$\mu_b \leq 2 \pi f_0 v/n_b g, \quad (7.12)$$

где A — допустимое значение максимального перемещения, мм; v — допустимая скорость перемещения, мм/с; g — ускорение свободного падения, мм/с².

Коэффициент динамичности конструкции μ выбирают таким, чтобы он был меньше меньшего из рассчитанных допустимых значений μ_n и μ_b ; в этом случае МЭА будет вибропрочной и кроме того ударопрочной, так как действия ударов на МЭА менее опасны, чем вибрации. Из приведенных выражений видно, что при сравнительной оценке разрабатываемых вариантов конструкции вполне достаточно сопоставлять относительные изменения собственной частоты конструкций этих вариантов. Для амортизируемой аппаратуры желательно как можно больше уменьшать собственную частоту, а для неамортизируемой — наоборот, увеличивать, приближая этот параметр к верхней границе диапазона частот вибраций или, еще лучше, превышая эту границу — идеальный случай. Чем большие размеры имеют несущие конструкции, на которых komponуются КТЕ, тем меньше их жесткость и тем ниже f_0 , тем хуже вибропрочность МЭА. Обычно увеличивают жесткость, применяя металлические рамки, обечайки, планки, ребра жесткости.

Степень герметичности конструкции МЭА может быть оценена ее шестым абсолютным показателем, а именно величиной истечения газа из определенного объема блока за известный отрезок времени [7.1]:

$$D = V_6 \Delta p / \tau_{\text{сд}}, \quad (7.13)$$

где V_6 — объем блока, дм³; Δp — значение избыточного давления газа в блоке, Па*); $\tau_{\text{сд}}$ — срок службы блока, с.

Обеспечивать герметичность блоков МЭА со сроком службы около 8 лет рекомендуется с помощью «паяного шва» [7.2], а при меньших сроках службы — с помощью уплотнительных прокладок.

Наконец, седьмой по порядку, но первый по важности абсолютный показатель конструкции, оценивающий ее надежность, — ве-

*) 1 Па = 7,5 мм рт. ст.

роятность безотказной работы определяется средним временем безотказной работы системы и заданным временем ее работы. Основная задача конструктора, стремящегося улучшить перечисленные показатели, в конечном итоге сводится к обеспечению требуемой надежности. Заметим также, что там, где МЭА входит в систему «МЭА — оператор», повышать надежность следует с учетом обоих звеньев этой системы, т. е. требования эргономики здесь становятся одним из критериев оптимизации систем.

Удельные и относительные показатели конструкции При сравнении радиоустройств одного назначения, но различной сложности или при наличии резервирования абсолютные показатели не дают объективной оценки. В таких случаях более удобны для сравнения удельные и относительные показатели конструкций. К ним относятся уже упомянутые удельная масса, плотность упаковки элементов, коэффициент дезинтеграции, удельная рассеиваемая мощность. Среди подобных характеристик, оценивающих другие свойства конструкции, например взаимозаменяемость, технологичность, рациональное расчленение электрических схем на КТЕ и т. п., можно отметить такие универсальные удельные показатели, как процент выхода годных, коэффициент унификации, показатель функционального расчленения (ПФР), коэффициент полезного действия и др.

Исходя из количественных оценок удельных и относительных показателей при выборе окончательного варианта конструкции МЭА можно более обоснованно решить задачу оптимизации конструкции по заданным абсолютным показателям.

Ссобенности конструкций МЭА. Первой особенностью конструкций МЭА является то, что при приемлемых габаритах и массах они допускают значительное увеличение плотности упаковки. Объясняется это тем, что коэффициент дезинтеграции элементной базы в МЭА значительно меньше, чем в РЭА, а плотность упаковки самих КТЕ непрерывно растет. Более подробно об этом было сказано в гл. 1.

Второй особенностью конструкций МЭА является возможность увеличения допустимых тепловых напряженностей примерно в 3...5 раз по сравнению с таковыми для РЭА, что, в свою очередь, при применении микроваттных активных элементов, например компонентарных МОП-структур, позволяет резко повысить плотность упаковки в блоке. Эту особенность качественно можно объяснить с помощью формулы (при известном соотношении $P_{\text{расс}} = k_{\Sigma} S \Delta T$)

$$P_{\text{уд расс}} = k_{\Sigma} S \Delta T / V_{\text{б}} = 6 k_{\Sigma} \Delta T / a, \quad (7.14)$$

где k_{Σ} — суммарный коэффициент теплоотдачи блока*), Вт/м²°С; $a = \sqrt[3]{V_{\text{б}}}$ — определяющий размер блока (сторона куба), м; $S =$

*) Форма блока для упрощения формулы условно принята кубической. В реальных конструкциях она чаще имеет вид параллелепипеда и чем она более планарна, тем выше отношение площади охлаждения к объему, а следовательно, выше и $P_{\text{уд расс}}$.

$= 6 a^2$ — площадь теплоотдачи блока, m^2 ; ΔT — допустимый перегрев блока, $^{\circ}C$.

Из (7.14) видно, что с уменьшением размеров блока удельная мощность рассеивания увеличивается.

Третьей особенностью конструкций МЭА является значительное увеличение их вибро- и ударопрочности, виброустойчивости.

Если в РЭА «опасными» элементами конструкций при механических воздействиях являются крупногабаритные элементы (трансформаторы, дроссели низкой частоты и т. п.) или элементы с подвижной частью (конденсаторы переменной емкости, реле), то в МЭА такие элементы практически отсутствуют. Наиболее вероятными отказами при механических воздействиях для МЭА являются поломка выводов и крепления миниатюрных ЭРЭ или бескорпусных навесных компонентов микросборок. Поскольку их массы на несколько порядков меньше масс обычных ЭРЭ, то, как следует из формулы (7.8), собственная частота этих элементов конструкции значительно выше, а следовательно, выше и допустимые перегрузки. Кроме того, в МЭА число навесных ЭРЭ значительно меньше, чем в РЭА, из-за применения, например, корпусированных ИС. Последние же при примерно одной и той же массе с навесными ЭРЭ имеют повышенную жесткость крепления (большее число выводов), что опять-таки увеличивает собственную частоту и допустимый уровень перегрузок. Так, например, если для РЭА без специальных средств защиты опасными являются перегрузки в $15...20 g$, то для аналогичной МЭА они могут составлять $30...40 g$, т. е. быть в 2 раза больше. По этой же причине уменьшаются ускоряющие силы на отрыв масс при линейных ускорениях.

Четвертой особенностью конструкций МЭА является возможность разработки сложных радиоустройств летательных аппаратов с высокой плотностью упаковки в виде одного блока. При этом следует выбирать компоновочную схему с повышенной степенью интеграции, в которой потери объемов на индивидуальные корпуса, элементы трассировки и несущих конструкций сведены до минимума.

7.2. Влияние выбора компоновочной схемы конструкции МЭА на ее свойства и показатели

В § 1.4 были рассмотрены компоновки МЭА разного уровня интеграции и оценены их относительные выигрыши. В данном параграфе будут проанализированы некоторые компоновочные схемы (модели) по основным показателям конструкции с учетом конкретной элементной базы и существующих правил разработки конструкций МЭА [7.2].

Цифровая МЭА. В качестве объекта анализа выбран блок арифметического устройства сложностью в 32 400 элементов. Для модели I характерна кассетная компоновка блока (рис. 7.1), собранного из функциональных ячеек на многослойных печатных платах (МПП)

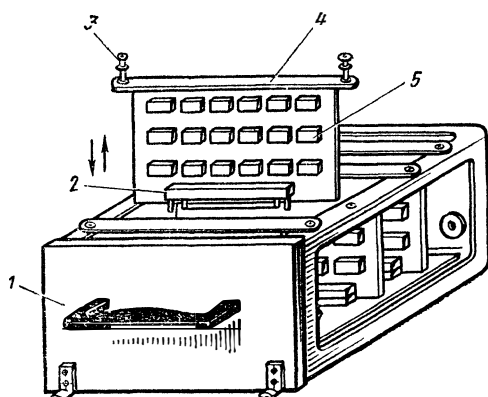


Рис. 7.1. Кассетная компоновка блока МЭА:

1 — корпус; 2 — разъем ячейки; 3 — невыпадающий винт; 4 — планка ячейки; 5 — корпусированная ИС.

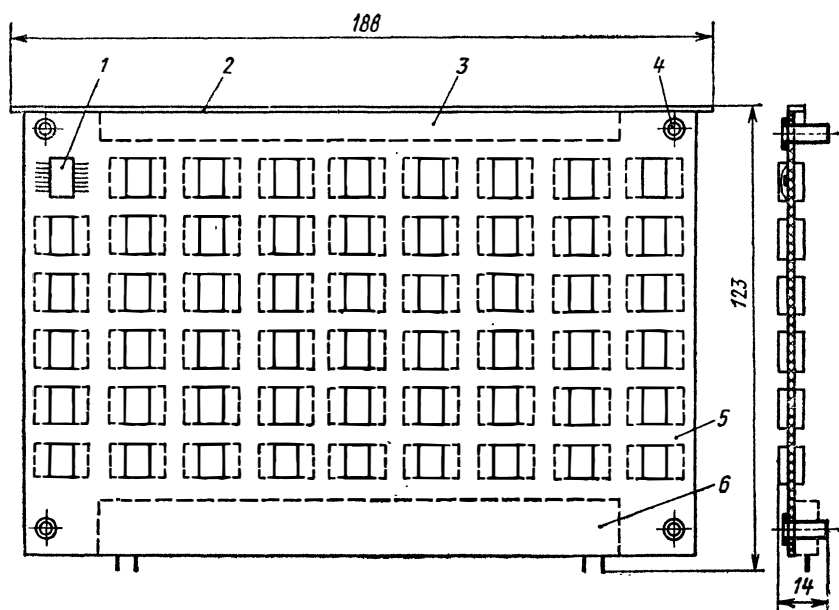


Рис. 7.2. Конструкция цифровой функциональной ячейки из корпусированных ИС:

1 — ИС; 2 — планка ячейки; 3 — зона контактной колодки; 4 — втулка крепления; 5 — МПП; 6 — зона разъема ячейки.

с корпусированными ИС в корпусе 401.14-2 (рис. 7.2). Модель II выполнена по той же компоновочной схеме, что и модель I, но с применением корпусированных ИС в корпусе K421 (рис. 7.3). Модель III имеет книжную компоновку микроэлектронного блока (рис. 7.4), собранного из бескорпусных микросборок (24 × 30 мм) на металлических рамках (рис. 7.5) с применением гибкой матрицы-ремня [7.1]. Исходные данные и результаты расчета основных показателей конструкций сведены в табл. 7.1.

Приведем сравнительные оценки для указанных моделей. Из данных табл. 7.1 следует, что:

— наименьший объем блока (примерно в 3 раза по сравнению с объемом модели I) можно получить, применяя компоновку ячеек в блоке из бескорпусных микросборок (модель III);

Таблица 7.1

Наименование показателя	Значение показателя для модели		
	I	II	III
Число элементов в КТЕ, шт.	30	600	300
Число КТЕ в ячейке, шт.	108	6	12
Число ячеек в блоке, шт.	10	9	9
Объем, усл. ед.	2,9	1,95	1
Масса, усл. ед.	1,8	1,1	1
Удельная масса, усл. ед.	1	1,1	1,6
Удельная мощность рассеивания, усл. ед.	1	1,23	1,47
Собственная частота, усл. ед.	1	1,4	8,5

— уменьшение массы блока в модели III примерно в 1,6 раза меньше, чем уменьшение объема, что объясняется увеличением удельной массы из-за применения металлических рамок; применение металлических рамок вызвано требованием повышенного теплоотвода и, кроме того, увеличивает собственную частоту конструкции ячеек в 8,5 раз, а герметизация корпуса «паяным швом» обеспечивает высокую степень герметичности блока;

— модель III допускает удельную мощность рассеивания в блоке примерно на 50% большую, чем модель I, а следовательно, более высокую плотность упаковки и монтажа; последнее особенно важно для повышения быстродействия и надежности устройства,

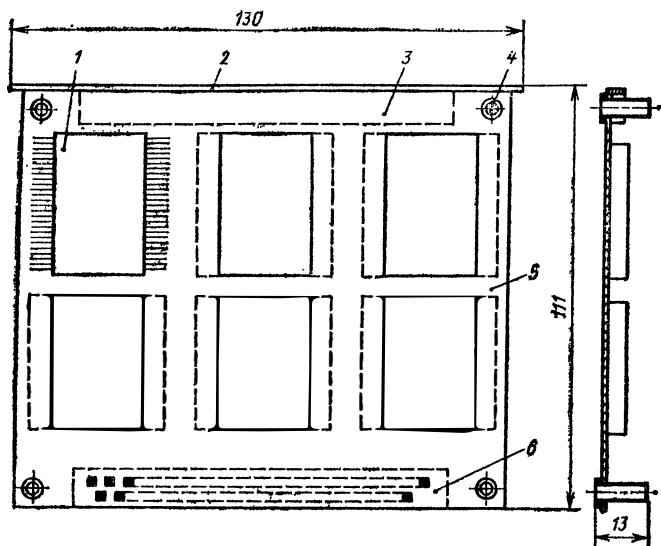


Рис. 7.3. Конструкция цифровой функциональной ячейки из корпусированных ИС:

1 — ИС; 2 — планка ячейки; 3 — зона контактной колодки; 4 — втулка крепления, 5 — МПП; 6 — зона выводных контактных площадок ячейки,

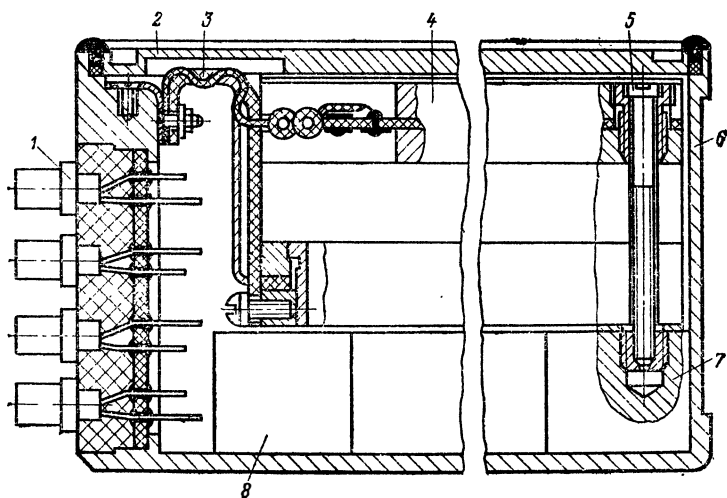


Рис. 7.4. Книжная компоновка блока МЭА:

1 — разъем блока; 2 — крышка корпуса; 3 — гибкая матрица-ремень; 4 — функциональная ячейка; 5 — стяжной винт; 6 — корпус; 7 — бобышка; 8 — субблок питания.

так как большая часть соединений в ячейке переходит на подложки микросборок, где разрешающая способность и прочность сцепления проводников гораздо выше, чем на МПП;

— модель II имеет объем и массу примерно в 1,5 раза меньше, чем модель I, и удельную мощность рассеивания примерно на 25% больше, чем модель I; однако наличие более высоких корпусов ИСЗ не позволяет значительно увеличить плотность упаковки; кроме того, низкое значение показателя функционального расчленения в модели II ПФР (50 выводов на корпус) требует применения большого числа слоев в МПП, что ухудшает технологичность конструкции;

— преимуществом моделей I и II перед моделью III является возможность применения стандартных микросхем и более освоенных в современном производстве способов печатного монтажа.

Оценивая в целом влияние выбора компоновочной схемы (модели) конструкции цифрового блока на ее основные свойства и показатели, можно прийти к заключению, что для микроэлектронных ЭВМ наземного стационарного типа в настоящее время рациональны модели I и II, в то время как для портативных, в том числе для бортовых ЭВМ — модель III. Конструирование МЭА с применением корпусированных микросхем, печатных плат и МПП, в особенности при увеличении уровня интеграции ИС, обладая рядом достоинств, является одним из основных методов конструирования на современном этапе. Однако тенденция увеличения функциональной сложности устройств, дальнейшего улучшения их технических характеристик и надежности приводит разработчиков МЭА к поискам новых прогрессивных методов конструирования, улучшающих основные свойства и показатели конструкций. Ориентировочные расчеты по-

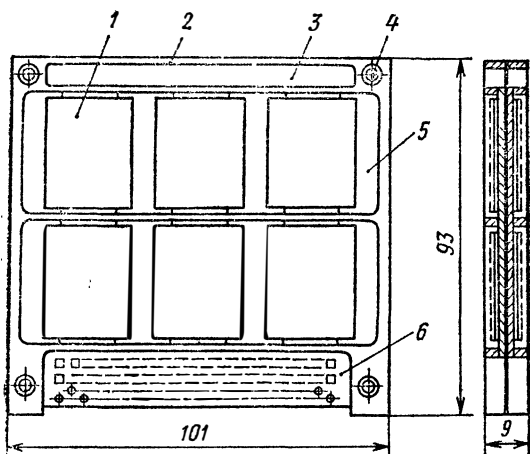


Рис. 7.5. Конструкция цифровой функциональной ячейки из бескорпусных микросборок:

1 — бескорпусная микросборка; 2 — рамка ячейки; 3 — зона навесных дискретных ЭРЭ; 4 — развальцованная втулка; 5 — МПП; 6 — зона выводных контактных площадок ячейки.

казателей конструкции микроэлектронных цифровых блоков, выполненных на облегченных металлических рамках с применением микросборок повышенной степени интеграции (на подложках 48×30 мм, 60×48 мм) по принципу «непрерывной микросхемы» (без МПП) [7.1], показывают, что можно уменьшить объем до 6 раз, массу до 3...4 раз и увеличить удельную мощность рассеивания примерно в 2,5 раза по сравнению с этими показателями для модели I.

Приведем также ряд частных выводов, полученных в результате промежуточных расчетов моделей конструкций микроэлектронных цифровых блоков. Графически эти результаты представлены на рис. 7.6.

Значение коэффициента дезинтеграции в общем случае может быть рассчитано по выражению (1.2). Для пакета функциональных ячеек модели I эта величина может быть оценена через их геометрические размеры по формуле

$$q = \frac{\{2a_k + a_x [n_p + (n_p - 1) k_x]\} \{a_b + a_p + a_y [m_p + (m_p - 1) k_y]\} \times \times [h_p + h_{\text{КТЕ}} + l_n \Delta + (l_n - 1) a_z]}{2n_p m_p l_n a_x a_y h_{\text{КТЕ}}}, \quad (7.15)$$

где a_k, a_b, a_p — значение кратчайших зазоров от установочной площади ИС до бокового края, верха и низа ячейки соответственно; $a_x, a_y, k_x = \Delta_x/a_x, k_y = \Delta_y/a_y$ — установочные размеры ИС

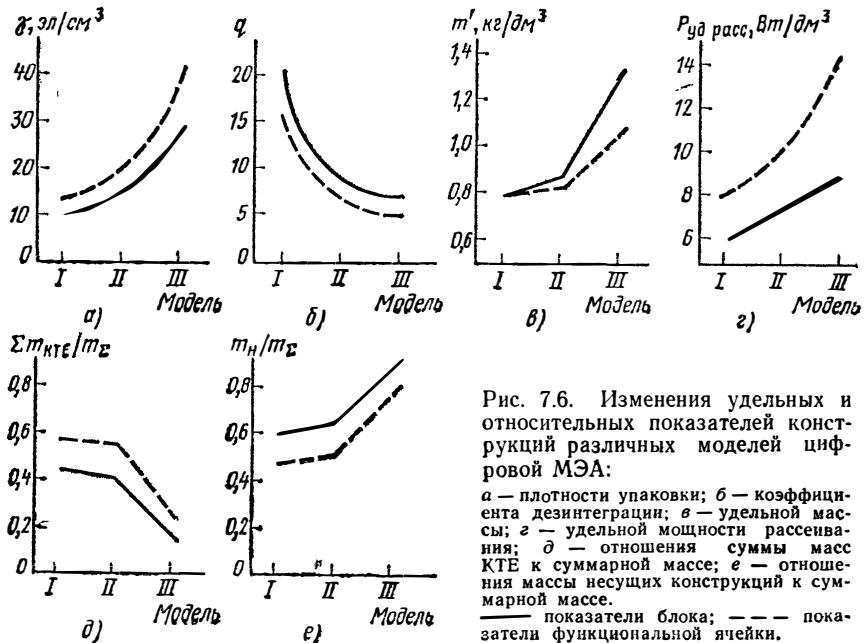


Рис. 7.6. Изменения удельных и относительных показателей конструкций различных моделей цифровой МЭА:

а — плотности упаковки; б — коэффициента дезинтеграции; в — удельной массы; г — удельной мощности рассеивания; д — отношения суммы масс КТЕ к суммарной массе; е — отношения массы несущих конструкций к суммарной массе.

— показатели блока; --- показатели функциональной ячейки.

в плоскости печатной платы и соответствующие им коэффициенты зазоров; Δ_x, Δ_y — значения зазоров между ИС в плоскости печатной платы, определяемые правилами конструирования МЭА на микросхемах [7.2]; $h_p, h_{КТЕ}, \Delta, a_z$ — соответственно высота разъема, высота ИС, толщина МПП и расстояние между МПП по вертикали; n_p, m_p, l_y — соответственно число рядов ИС по осям x и y в плоскости печатной платы и число ячеек в пакете.

При расчете коэффициента дезинтеграции для пакета функциональных ячеек модели II в формуле (7.15) из третьего сомножителя числителя (в квадратных скобках) необходимо исключить величину $h_{КТЕ}$, а из знаменателя цифру 2, поскольку в этом случае используется односторонняя компоновка микросхем. Для пакета функциональных ячеек модели III коэффициент дезинтеграции может быть рассчитан по формуле

$$q = \frac{\{2a_k + a_x [n_p + (n_p - 1) k_x]\} \{a_b + a_n + a_y [m_p + (m_p - 1) k_y]\} h_{рам}}{2n_p m_p a_x a_y h_{КТЕ}}, \quad (7.16)$$

где a_k, a_b, a_n — соответственно кратчайшие расстояния от краев бескорпусной микросборки до бокового края, верхнего и нижнего торцов рамки; a_x, a_y — размеры подложки бескорпусной микросборки в плане; $h_{КТЕ}$ — установочная высота бескорпусной микросборки (с учетом высоты навесных бескорпусных компонентов); $h_{рам}$ — высота металлической рамки; k_x, k_y, n_p, m_p — величины, аналогичные входящим в формулу (7.15).

Следует заметить, что выражениями (7.15), (7.16) удобно пользоваться для устройств, скомпонованных из однотипных структур; для разнородных (нерегулярных) компоновок рационально проводить расчет по общей формуле (1.2), хотя это и более трудоемко. Отметим также, что при расчете коэффициента дезинтеграции для указанных уровней компоновки эта величина для КТЕ условно была принята за единицу, т. е. график на рис. 7.6, б оценивает лишь потерю полезного объема при компоновке КТЕ, не учитывая аналогичные потери в самих микросхемах и микросборках. При определении отношения массы несущих конструкций (m_n) к суммарной массе блока (m_Σ) в первую величину была включена также масса корпуса.

Анализ графиков показывает, что общей закономерностью являются наибольшие изменения большинства удельных и относительных показателей при переходе от модели II к модели III. Значительное уменьшение коэффициента дезинтеграции при переходе от модели I к модели II объясняется тем, что в данном частном примере плотность упаковки ИС в корпусах К421 меньше, чем в корпусах 401.14-2. Однако это нельзя признать типичным для других вариантов выбора ИС. Для компоновок на уровне функциональных ячеек изменения плотности упаковки и коэффициента дезинтеграции для крайних рассмотренных случаев могут составлять 300% и больше, для компоновок блоков — порядка 250..280%, соот-

ветственно изменение допустимой удельной мощности рассеивания— 80 и 50%, изменения отношений масс и удельной массы в среднем могут изменяться в пределах 30...50%.

Аналоговая МЭА. В качестве объекта анализа конструкций аналоговой МЭА были выбраны три модели функциональных ячеек приемоусилительных трактов высокой частоты. Модель I (рис. 7.7) представляет собой функциональную ячейку из 10 корпусированных ИС (универсальных усилителей в корпусе 151.15-4), 6 малогабаритных каркасных контурных катушек и 12 навесных дискретных ЭРЭ (резисторов и конденсаторов), собранных на МПП и помещенных в металлический корпус-экран. Добротность катушек составляет 40...50. Модель II (рис. 7.8) выполнена в виде функциональной ячейки в корпусе типа «пенал» на МПП с применением 10 бескорпусных микросборок (8×15 мм), 8 тонкопленочных индуктивных элементов ($Q = 30 \dots 40$) и тех же дискретных ЭРЭ, что и в модели I. Модель III (рис. 7.9) собрана по принципу «непрерывной микросхемы» из 4 бескорпусных микросборок (10×30 мм), 10 тороидальных контурных катушек ($Q = 20 \dots 30$) и 4 навесных ЭРЭ. Микросборки приклеиваются компаундом к корпусу-тепловоду, а катушки и навесные ЭРЭ устанавливаются по бокам на специальных печатных вставках. Верхнюю крышку корпуса (на рисунке не показана) припаивают к его профильным обводам «пайкой по шву», что обеспечивает высокую герметичность. Расстояние от нее до торцев катушек составляет 2,5...3 мм.

Функциональная сложность рассматриваемых моделей ячеек примерно одинакова (6...10 каскадов усиления высокой частоты), при этом число катушек выбиралось в соответствии с их добротностью.

Исходные данные и результаты расчета основных показателей конструкций ячеек представлены в табл. 7.2.

Приведем сравнительные оценки для рассмотренных моделей. Из данных табл. 7.2 следует, что:

— при последовательном переходе от модели I к модели III приемоусилительной ячейки возможны значительные улучшения массо-габаритных характеристик конструкций (до 5...6 раз), значительное повышение удельной мощности рассеивания (более чем в 4 раза) и вибропрочности конструкций;

— наиболее резкие изменения таких показателей, как масса и объем, представленные в относительной форме, наблюдаются при переходе от модели I к модели II, а при переходе от модели II к модели III значительно увеличивается собственная частота конструкции (в три с лишним раза); удельная масса конструкций изменяется почти линейно; значительное уменьшение объема и массы при переходе к модели II объясняется устранением разновысоких элементов конструкции и переводу ее из трехмерной в планарную, а также уменьшением потерь на корпусирование микросхем.

По аналогии с конструкциями цифровой МЭА для конструкций функциональных ячеек аналоговой МЭА были оценены изменения

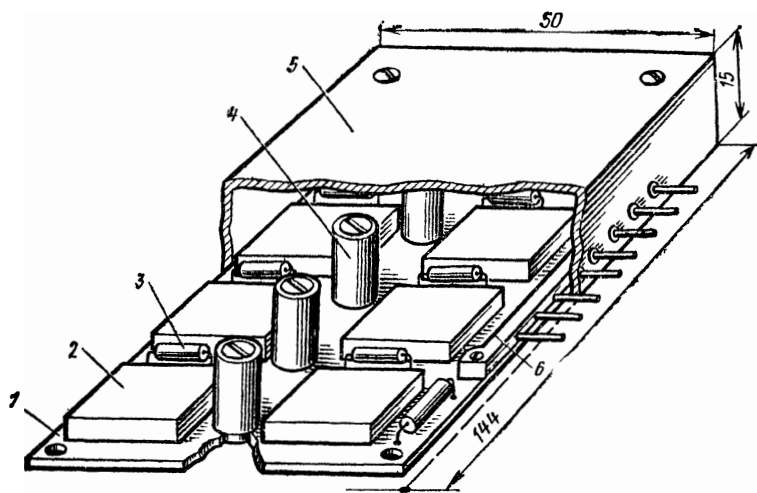


Рис. 7.7. Конструкция аналоговой функциональной ячейки из корпусированных ИС и каркасных катушек:

1 — МПП; 2 — ИС; 3 — навесной ЭРЭ; 4 — каркасная катушка индуктивности с магнитным сердечником; 5 — корпус-экран; 6 — разъем ячейки.

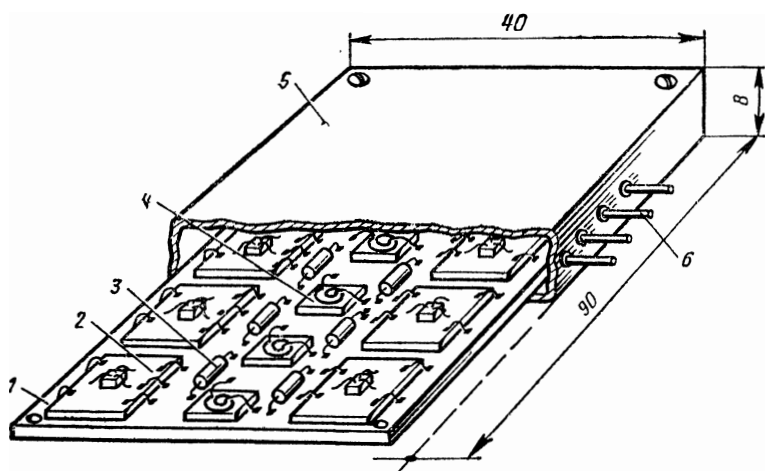


Рис. 7.8. Конструкция аналоговой функциональной ячейки из бескорпусных микросборок и тонкопленочных индуктивных элементов:

1 — МПП; 2 — бескорпусная микросборка; 3 — навесной ЭРЭ; 4 — тонкопленочный индуктивный элемент; 5 — корпус-экран; 6 — выводные штыри ячейки.

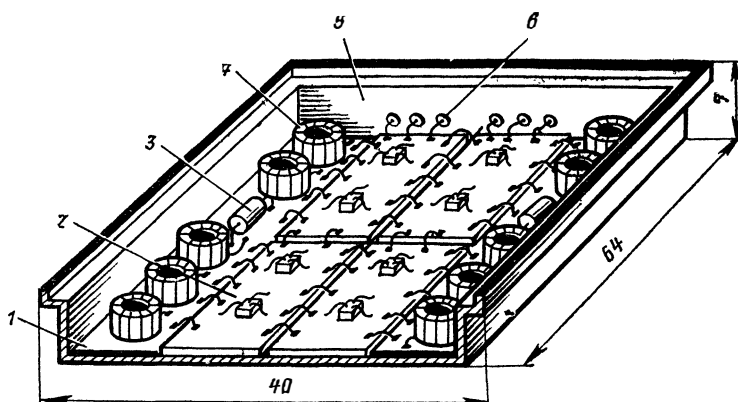


Рис. 7.9. Конструкция аналоговой функциональной ячейки из бескорпусных микросборок и тороидальных катушек:

1 — печатная вставка; 2 — бескорпусная микросборка; 3 — навесной ЭРЭ; 4 — тороидальная катушка; 5 — корпус-экран; 6 — выводные штыри («слезки») ячейки.

удельных и относительных показателей различных моделей, которые представлены на рис. 7.10. Из графиков видно, что изменения плотности упаковки, удельной мощности рассеивания и коэффициента дезинтеграции могут составлять 300...400%, а изменения удельной массы и отношения масс — 15...25%.

Таблица 7.2

Наименование показателя	Значение показателя для модели		
	I	II	III
Число элементов в КТЕ, шт.	15	15	35
Число КТЕ в ячейке, шт.	10	10	4
Число навесных ЭРЭ, шт.	18	20	14
Объем, усл. ед.	6,0	1,6	1
Масса, усл. ед.	4,8	1,4	1
Удельная масса, усл. ед.	1	1,1	1,25
Удельная мощность рассеивания, усл. ед.	1	3,6	4,5
Собственная частота, усл. ед.	1	2,0	7,3

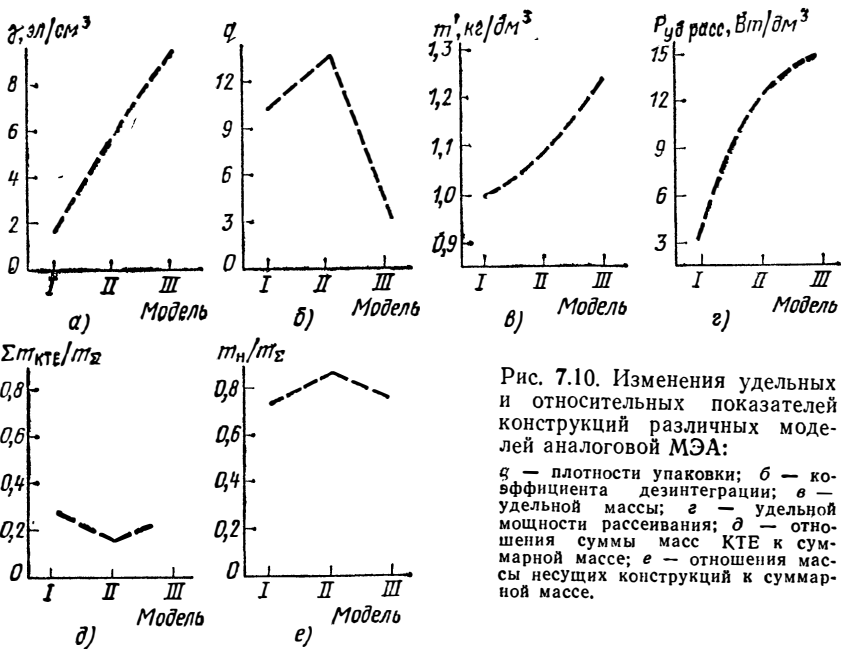


Рис. 7.10. Изменения удельных и относительных показателей конструкций различных моделей аналоговой МЭА:

а — плотности упаковки; б — коэффициента дезинтеграции; в — удельной массы; г — удельной мощности рассеяния; д — отношения суммы масс КТЕ к суммарной массе; е — отношения массы несущих конструкций к суммарной массе.

Наличие изломов кривых изменения коэффициента дезинтеграции и отношения масс объясняется для данного частного случая прежде всего необходимостью обеспечивать принятый в расчетах минимальный зазор от верхней стенки корпуса до неэкранированных пленочных катушек в модели II, равный 3...3,5 мм, сравнимый с высотой ячейки ($h_n \approx 7$ мм). При меньших значениях зазора, а также для других вариантов конструкций частотно-избирательных узлов, например интегральных фильтров, эти изломы отсутствуют, т. е. они нехарактерны для общего случая.

Сравнительная характеристика конструкций цифровой и аналоговой МЭА. Сравнивая полученные результаты для конструкций цифровой и аналоговой МЭА и учитывая при этом, что в конструкциях блоков аналоговой МЭА происходит дальнейшая дезинтеграция элементной базы, уменьшается плотность упаковки и увеличивается удельная масса несущих конструкций (в среднем по всем показателям в 1,5...2 раза), можно сделать следующие обобщающие выводы:

— плотность упаковки в конструкциях цифровых устройств гораздо больше, чем в конструкциях аналоговых устройств (в 7...8 раз для первых моделей и в 4...5 раз для последних); это обусловлено наличием большого числа регулярных структур в цифровой МЭА;

— конструкции аналоговых устройств обладают несколько большей удельной массой по сравнению с конструкциями цифровых устройств (примерно на 15...20%) за счет большего отношения массы несущих конструкций к общей массе устройства; последнее объяс-

няется необходимостью экранирования функциональных ячеек, т. е. наличием индивидуальных корпусов ячеек;

— возможные уменьшения массы и объема устройств аналогового типа при переходе к прогрессивным методам конструирования в 1,5...2 раза больше, чем у цифровых устройств, т. е. возможности совершенствования их конструкций еще недостаточно исчерпаны; это связано с коренным изменением конструкций частотно-избирательных устройств, с переходом от объемных конструкций к планарным и внедрением частотно-избирательных микросхем (интегральных кварцевых фильтров, фильтров поверхностных волн и т. п.), а также с появлением линейных БИС;

— компоновка цифровых и аналоговых ячеек по принципу «непрерывной микросхемы» позволяет уменьшить объем примерно в 6 раз и массу примерно в 4...5 раз; дальнейшее совершенствование конструкций даже при непрерывном увеличении степени интеграции ИС сдерживается прочностными и технологическими требованиями к несущим конструкциям и монтажу; это значит, что дальнейшие усилия должны быть направлены на разработку новых материалов и совершенствование технологии производства МЭА.

В заключение отметим, что рассмотренные модели цифровой и аналоговой МЭА, а также результаты расчетов, приведенных для них, не являются «абсолютными», а лишь иллюстрируют возможности и тенденции прогрессивных методов компоновки.

7.3. Основные тенденции в конструировании МЭА

Значительные достижения в области интеграции элементной базы МЭА, техники монтажа, развитие новых принципов компоновки и защиты аппаратуры определили следующие основные тенденции в конструировании МЭА:

— широкое внедрение модульного метода конструирования на уровне БГИС;

— увеличение плотности упаковки монтажных соединений и повышение их надежности;

— увеличение эффективности систем теплоотвода и уменьшение масс и габаритов систем охлаждения.

Модульное конструирование из БГИС. Применение БГИС в конструкциях МЭА отражает качественно новый этап развития конструирования радиоэлектронных устройств. Эта тенденция в конструировании, обусловленная резким повышением степени интеграции ИС и дальнейшим развитием техники монтажа, в зависимости от назначения устройств может иметь несколько направлений.

Так, для бортовых радиоустройств, к надежности, массе и объему которых предъявляются жесткие требования, наиболее целесообразна разработка БГИС в виде бескорпусных микросборок (МСБ) повышенной степени интеграции на тонкопленочных или толстопленочных многослойных подложках. По многокристальной компоновочной схеме на этих подложках могут быть размещены

свыше 50 навесных БИС со степенью интеграции в несколько тысяч элементов. Например, бортовая ЭВМ Micro Millie фирмы Westinghouse [7.3], построенная по этой схеме на поликремневых подложках, имеет массу всего 3,6 кг. Разработанный фирмой Allogex 16-разрядный бортовой компьютер [7.4] собран на 10-слойной толстопленочной подложке $50,8 \times 50,8$ мм из 75 БИС вместе с дискретными компонентами. Примеры подобных конструкций устройств представлены на рис. 1.7, 1.8.

Компоновать бескорпусные БГИС в функциональные ячейки можно на металлических рамках, как, например, в рассмотренных моделях III, и непосредственно на печатных платах или больших толстопленочных подложках, например, размером $22,8 \times 22,8$ см, устанавливая свыше 220 БИС на специальных лентах-носителях [7.4]. Первый случай характерен для бортовой МЭА со значительным тепловыделением, а второй может быть рекомендован для БИС с малым потреблением мощности, например для К-МОП-БИС. Применение БГИС в виде бескорпусных микросборок в бортовой МЭА не ограничивается только цифровой аппаратурой, а возможно и в аппаратуре аналогового типа. Этому во многом способствует появление в последнее время линейных БИС, выполняющих функции как отдельных каскадов, так и частей трактов усилительных устройств. Создание микропроцессоров на БИС, быстродействие которых к 1980 г. предположительно достигнет очень высокого уровня [7.5], позволит применять их и в аппаратуре обработки информации, например в радиолокации и радиуправлении.

Модульное конструирование из бескорпусных микросборок находит применение и в других областях назначения МЭА, а именно при разработке карманных микрокалькуляторов и измерительных приборов. Так, например, отечественный карманный микрокалькулятор на дополняющих МОП-структурах «Электроника БЗ-04» [7.1] собран из 4 БИС (до 3400 элементов на кристалл) на общей стеклянной трассировочной подложке вместе с индикатором на жидких кристаллах и имеет массу около 200 г при габаритах $120 \times 80 \times 20$ мм (рис. 7.11). Фирмой Fluke разработан многопредельный цифровой измерительный прибор на БИС с плотностью упаковки 3000 элементов на кристалл, собранных на общих подложках в виде бескорпусных микросборок [7.6]. Для карманного счетно-решающего устройства фирмой Hewlett — Packard разработано аналогичное ПЗУ на МОП-БИС с памятью 2048 бит [7.7].

Развитие направления конструирования БГИС на многослойных подложках обусловлено тем, что последние позволяют доступным способом получить более высокую степень разрешения монтажных соединений (до 30...50 мкм), чем при известных способах печатного монтажа, наиболее широко освоенных промышленностью. Однако конструирование БГИС на подложках предполагает значительные первоначальные затраты на создание производственной базы и пока затруднено из-за того, что не все процессы изготовления и контроля БГИС могут быть автоматизированы, например, одновременная раз-

варка проволочных выводов, контроль структур и параметров БИС и т. п. Поэтому такой способ конструирования может быть оправдан лишь тогда, когда основное внимание уделяется минимизации масс и габаритов, повышению надежности, а вопросы технологичности и стоимости играют второстепенную роль.

Для аппаратуры массового назначения и большинства наземных стационарных радиоустройств, например ЭВМ промышленного и специального назначения, для которых в первую очередь ставится задача уменьшения стоимости, трудоемкости и повышения автоматизации производства на базе существующей технологии, характерно конструирование на печатных платах с использованием корпусированных БИС. Одним из примеров высокоавтоматизированного процесса является производство БИС на лентах-носителях [7.8] (рис. 7.12). В качестве основания ленты-носителя обычно выбирают полиимидную пленку, на которую наклеивают медную фольгу толщиной 35 мкм. По краям и в центре с определенным шагом лента перфорирована и напоминает киноленту с кадрами. Далее аддитивным фотографическим способом получают тонкие печатные проводники на ленте (метод Photoforming), в результате чего в каждом «кадре» ленты создаются «паукообразные» консольные проводники-выводы БИС на ленте-носителе. Автоматизированная приварка (рис. 7.13) шариковых выводов БИС к консольным выводам осуществляется на станках-автоматах. Производительность такого оборудования составляет 2...4 тыс. БИС в час, в то время как при автоматизированной приварке проволочных выводов

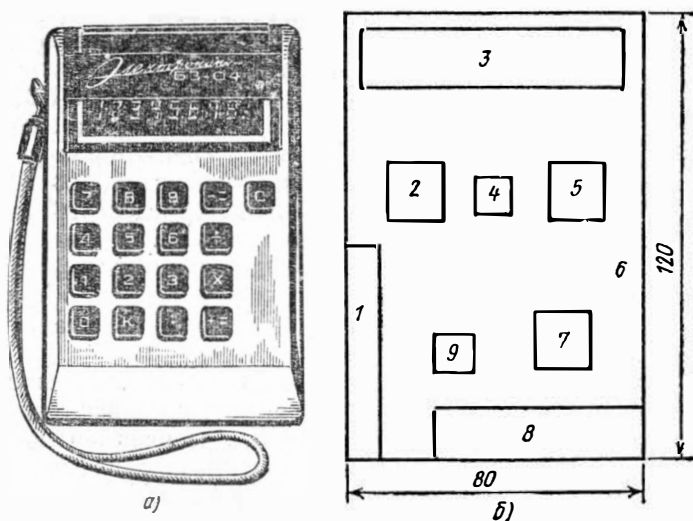


Рис. 7.11. Карманный микрокалькулятор:

a — внешний вид; *b* — компоновочная схема; 1 — преобразователь напряжения; 2 — БИС управления сегментами индикатора; 3 — индикатор на жидких кристаллах; 4 — БИС селектора; 5 — БИС — набор управляющих схем; 6 — трассировочная подложка; 7 — БИС процессора; 8 — элемент питания типа 316; 9 — БИС 3У.

к подложкам — 600 БИС в час, а при ручных способах — всего 60 БИС в час. БИС на ленте-носителе имеет 3 зоны: внутреннюю, в которой приваривается кристалл; среднюю, которая вырезается вместе с внутренней перед установкой БИС в корпус; и внешнюю, в которой расположены крупные контактные площадки для контроля БИС перед их установкой в корпус и которая после этого удаляется. Размеры внутренней зоны обычно составляют 5...6 мм, средней — 9...12 мм, а внешней определяются размерами «кадров» в зависимости от ширины ленты (11...35 мм и более).

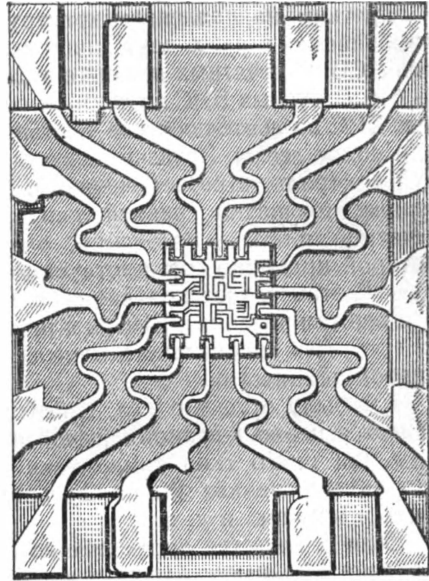


Рис. 7.12. БИС на ленте-носителе.

При установке в корпуса БИС на лентах-носителях развариваются также автоматически. Достоинствами таких корпусированных БИС является высокая технологичность, низкая стоимость, увеличенная прочность выводов (до 30 г на отрыв) и лучший теплоотвод от кристалла за счет того, что консольные выводы имеют сечение 75×35 мкм вместо 30 мкм в диаметре у проволочных.

Однако корпусирование БИС на ленте-носителе не решает проблемы уменьшения площади печатной платы, отводимой для их трассировки, поскольку шаг между выводами корпуса (1,25 мм и более) и их геометрические размеры (0,5 мм при планарных выводах) не позволяют использовать все достоинства аддитивной технологии с разрешающей способностью 75 мкм.

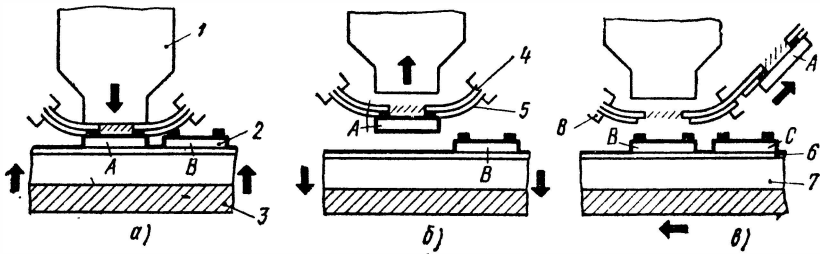


Рис. 7.13. Автоматизированная приварка БИС на ленту-носитель:

а — сварка; *б* — подъем головки; *в* — совмещение; *1* — сварочная головка (термод); *2* — БИС; *3* — координатный стол; *4* — медные соединения; *5* — полиимидная пленка; *6* — клей; *7* — стеклянная подложка; *8* — неподвижная направляющая для ленты.

Третьим направлением конструирования БГИС можно считать комбинацию первых двух направлений, а именно: конструирование МСБ на печатных платах с высокой разрешающей способностью из бескорпусных БИС на лентах-носителях. В этом случае приваренные БИС на ленте-носителе поставляют заказчику в виде рулонов или полос ленты. Заказчик-изготовитель МЭА осуществляет входной контроль, отрезает внешнюю зону в ленте и приваривает выводные площадки средней зоны БИС к контактным площадкам печатной платы — основания, разрешающая способность рисунка которой примерно соответствует разрешающей способности подложек. В этом случае получается более компактная компоновка, чем при корпусированных БИС, и в то же время в процессе изготовления не требуется специального пылительного оборудования для гибридной технологии.

Как было отмечено в гл. 1, выбор направления конструирования является первостепенной задачей разработки МЭА. Поэтому выбор того или иного типа компоновки должен основываться на количественных оценках таких показателей, как объем, масса, надежность, стоимость и т. д.

Если в качестве определяющего показателя принять выигрыш в объеме ΔV , выраженный в абсолютных единицах, то его можно оценить по следующей приближенной формуле (при одинаковой сложности устройств, равной числу применяемых БИС — кристаллов $N_{\text{БИС}}$):

$$\Delta V = N_{\text{БИС}} (h'_1/\gamma_{S1} - h'_2/\gamma_{S2}), \quad (7.17)$$

где h'_1, h'_2 — высота БГИС или функциональной ячейки на корпусированных БИС в рассматриваемых вариантах с учетом правил их компоновки, см; γ_{S1}, γ_{S2} — плотность упаковки БГИС или функциональной ячейки на площади, БИС/см².

Оценочные расчеты для компоновок БИС на печатных платах и подложках дают следующие ориентировочные значения плотности упаковки для различных типов компоновок (порядок величин совпадает с приведенными на рис. 1.6): корпусированные БИС на печатной плате — 0,1 БИС/см², бескорпусные БИС на лентах-носителях на печатных платах с высокой разрешающей способностью — 0,55 БИС/см², бескорпусные БИС на однослойных тонкопленочных подложках — 1,4 БИС/см² и бескорпусные БИС на многослойных толстопленочных подложках — 3 БИС/см². Зная эти примерные оценки и задавая сложность устройства, можно ориентировочно определить выигрыш в объеме и на его основании решить вопрос о выборе типа компоновки.

Техника монтажа. Задачи увеличения плотности упаковки монтажных соединений и повышения их надежности включают в себя следующее: повышение разрешающей и коммутационной способности печатных плат; создание многослойных трассировочных подложек взамен МПП; внедрение гибких шлейфов и плоских кабелей для межъячеечной коммутации; развитие микропроволочного мон-

тажа; разработку микроминиатюрных разъемов для межблочной коммутации.

Печатный монтаж Известные достоинства печатного монтажа (автоматизация изготовления, пайки и сборки компонентов, планарная конструкция) обуславливают дальнейшее применение печатных плат в качестве второго уровня коммутации в конструкциях МЭА, в том числе и на БГИС. Однако недостатки, свойственные печатным платам (малая разрешающая способность, недопустимость пересечения проводников, наличие сквозных металлизированных отверстий и т. п.), затрудняют повышение плотности монтажа и не позволяют в полной мере использовать их площадь. В настоящее время разрешающая способность печатных плат составляет 0,2 ... 0,3 мм как по минимальной ширине печатного проводника, так и по минимальным зазорам между ними, а минимальный диаметр отверстий для установки ЭРЭ равен 0,8 мм, при этом коэффициент использования площади печатной платы обычно не превышает 50 ... 60%. Это значительные потери площади, а следовательно, и объема конструкции МЭА.

Для повышения плотности заполнения монтажа печатных плат ведутся работы, направленные на уменьшение указанных минимальных размеров до 0,1 ... 0,15 мм как за счет усовершенствования технологии изготовления, так и за счет других способов, например золочения печатных проводников для уменьшения миграции металла. Применение двухстороннего печатного монтажа и многослойных печатных плат из гибких оснований повышает коммутационную способность монтажа, но не может считаться оптимальным. Это связано с тем, что разрешающая способность плат остается прежней, а многослойность приводит к снижению доли выхода годных, к усложнению технологического процесса и ухудшению надежности конструкции.

Значительное увеличение разрешающей способности печатных плат и пленок достигнуто в последнее время за счет внедрения в производство нового метода их изготовления по аддитивной технологии (метод Photoforming) [7.4]. Он позволяет получить расстояния между проводниками 75 мкм при их толщине 35 мкм. Суть его состоит в том, что изображение рисунка на плате получается не методом применения фоторезистов и травливания фольги, а путем нанесения на плату водного раствора солей меди, при экспонировании которого ультрафиолетовым излучением происходит фотокатализ ионов меди из раствора и образование отчетливого изображения. Разрешающая способность этого метода определяется разрешающей способностью негатива.

Трассировочные подложки. Создание однослойных и многослойных трассировочных подложек представляет дальнейший шаг к повышению плотности упаковки соединений. Разрешающая способность в этом случае при применении фотолитографических методов получения рисунка может составить 30...50 мкм, что примерно в 6 раз выше разрешающей способности на печатных платах. Кроме

того, перенос значительной доли соединений со второго уровня коммутации на первый в несколько раз уменьшает число металлизированных отверстий (паек) и тем самым позволяет обеспечить более высокую надежность.

Многослойные трассировочные подложки можно изготовить тонкопленочными методами с применением боросиликатного стекла в качестве межслойной изоляции и лазерной сваркой соединений между слоями. Использование многослойных толстопленочных подложек более эффективно, так как технология их изготовления позволяет избежать ненадежных мест между слоями, в которых возможно короткое замыкание.

Гибкие шлейфы и плоские кабели. Для межъячеечной коммутации в блоках МЭА широкое применение находит монтаж гибкими шлейфами. При этом масса и трудоемкость монтажа меньше, а его надежность выше, чем при использовании кросс-плат. Основой гибких шлейфов являются полиимидные (ФДИ) или лавсановые (ФДЛ) пленки толщиной 0,1...0,2 мм с нанесенными на них печатными проводниками, как правило, прямолинейными и параллельными друг другу. Полиимидные пленки способны выдерживать температуру до 400°С. Соединяют шлейфы с печатными платами ячеек пайкой или сваркой. Шлейфы позволяют изменять направление монтажа до 90°. Однако низкая разрешающая способность, свойственная печатному монтажу, и недостаточная гибкость в изменении рисунка являются основными недостатками этого вида соединений между ячейками.

В настоящее время разработаны более совершенные конструкции межъячеечной и межблочной коммутации, так называемые «гибкие кабели» [7.9]. Такие кабели имеют плоскую конструкцию и состоят из металлических тонких проводников, которые заливают гибкой пластмассой или запрессовывают между двумя лентами. Гибкие плоские кабели можно использовать в конструкциях с механическими перемещениями. Плотность упаковки проводников в них больше, чем у шлейфов, так как при сравнительно толстой пластмассовой основе в них могут быть запрессованы или залиты весьма тонкие проводники (микропровод) без опасения их поломки при скручивании и изгибе. Плоские кабели можно применять вместо коаксиальных кабелей и полосковых линий, которые имеют высокую стоимость, малую гибкость и требуют специальных высокочастотных разъемов. Так, фирмой Ansley Electronic разработаны плоские кабели для передачи сигналов с субнаносекундными фронтами [7.9]. Система чередующихся сигнальных и заземленных проводников помещена в полиэтиленовую изоляцию, обеспечивающую требуемое волновое сопротивление, скорость распространения сигнала и коэффициент затухания, а снаружи для уменьшения внешних паразитных помех покрыта пластиком из поливинилхлорида с высоким значением диэлектрической постоянной. Толщина кабеля составляет 1,4...2 мм, угол гибки 45°.

Микропроволочный монтаж. Для межъячеечной коммутации МЭА в мелкосерийном производстве (до 500 устройств в год) при значительной плотности упаковки высокую эффективность можно получить, применяя микропроволочный монтаж с диаметром проводников до 30 мкм и толщиной изоляции 10 мкм [7.10]. По сравнению с печатным монтажом (минимальные ширина проводников и зазор между ними 150 мкм) это позволяет получить выигрыш в плотности упаковки проводников по сечению в 10 раз. Кроме того, монтаж является гибким и его можно прокладывать в виде жгутов как в ячейках, так и в определенных зонах между ними. Для закрепления жгутов применяют обычно клей-мастику или другие клеи и смолы.

Микроразъемы. Известно, что основной задачей комплексной микроминиатюризации радиоаппаратуры является устранение диспропорций в массах и габаритах всех РЭУ, входящих в комплекс. Аналогичная задача ставится и при разработке конструкции любого РЭУ, т. е. должны быть микроминиатюрированы все элементы конструкции (КТЕ, корпуса, несущие конструкции, разъемы). Если же использовать существующие в настоящее время многие типы разъемов, например ШР, 2РМ и др., то неминуема диспропорция в соотношении масс и габаритов этих разъемов и собственно блоков МЭА. Например, в блоке ОЗУ объем разъемов может составлять до 30% общего объема блока.

Чтобы устранить такие диспропорции, в последнее время были разработаны микроразъемы. Так, например, для межблочной коммутации серийно выпускается разъем марки РПС, имеющий габариты $31,5 \times 10 \times 5,2$ мм при шаге выводов 1,3 мм. Разъем имеет 7, 15, 21 контакт при однорядном расположении и 37 контактов при двухрядном [7.11]. Контактная пара состоит из штыря-«витка» и гнезда-штулки, находящегося в стеклоспае-изоляторе (рис. 7.14). Штырь-

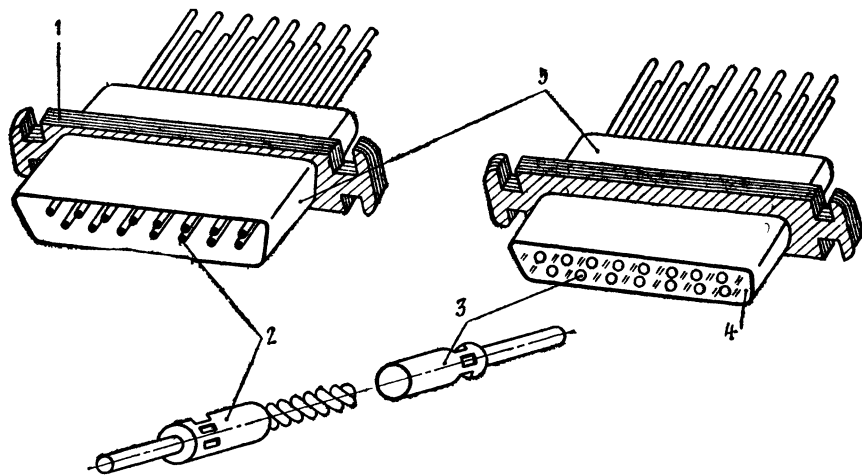


Рис. 7.14. Конструкция разъема РПС:

1 — каркас; 2 — штырь; 3 — втулка; 4 — стеклянный изолятор; 5 — корпус.

«виток» обладает хорошей упругостью, что обеспечивает простоту соединения и надежность контактирования в нескольких точках касания. Разработан также еще более миниатюрный разъем, при шаге выводов всего 0,8 мм имеющий 37 контактных пар (габариты разъема $19 \times 6 \times 3$ мм) [7.11]. Можно также упомянуть о разъеме типа PГС, применяющемся в ЭВМ при большом числе абонентов, имеющем 32 и 50 выводов с шагом 2,5 мм. Подобные микроразъемы разработаны и за рубежом [7.10]. Например, фирма Ansley Electronic выпускает разъем с шагом выводов 1,27 мм. Разъем имеет корпус из нейлона со стеклянным наполнителем. Контакты изготовлены из бериллия, раздвоены и обладают предварительным натягом. Фирмой AmphenoI разработан штепсельный разъем с высокой плотностью коммутации, имеющий 28 контактов с межцентровым расстоянием 2,54 мм.

Защита от перегрева. Проблема отвода тепла в МЭА, возникающая вследствие значительного увеличения ее плотности упаковки, является одной из наиболее трудно решаемых при разработке конструкции. Именно она сдерживает дальнейшее уменьшение масс и габаритов. Для ее решения наметились следующие пути: обеспечение максимально возможного теплоотвода от кристалла ИС к корпусу блока; улучшение теплопередачи от корпуса к среде; уменьшение масс и габаритов систем охлаждения.

Максимальный теплоотвод. Для получения минимального теплового сопротивления от кристалла ИС к корпусу рекомендуют увеличивать площадь перехода эмиттера полупроводниковых структур и транзисторов. Немаловажным фактором является также метод монтажа кристаллов на подложках. Например, при приклеивании кристалла на подложку и разварке гибких проволочных выводов тепловое сопротивление будет в несколько раз меньше, чем при монтаже кристалла с шариковыми выводами в перевернутом виде (flip — chip).

В качестве материалов СВЧ микросхем следует выбирать материалы с повышенной удельной теплопроводностью, например, поликор или брокерит-9, теплопроводность которых соответственно в 20 и 100 раз выше, чем у ситалла. Если первый часто используют для изготовления подложек СВЧ схем, то второй — для теплоотводящих вставок — оснований мощных транзисторов в эти подложки. Уменьшить тепловое сопротивление также можно, помещая мощные транзисторы непосредственно на металлическое основание — теплоотвод (рис. 7.15) или создавая в конструкциях ИС теплоотводящие шины (рис. 7.16, 7.17).

Бескорпусные микросборки отводят тепло на шины, а с последних оно передается крышке через непосредственный контакт. Для этого в крышке сделаны углубления с отверстиями. При сборке углубления заполняют припоем, который через отверстия контактирует с шинами.

Улучшение теплопередачи. Улучшить теплопередачу от корпуса к среде, как известно, можно с помощью принудительной циркуля-

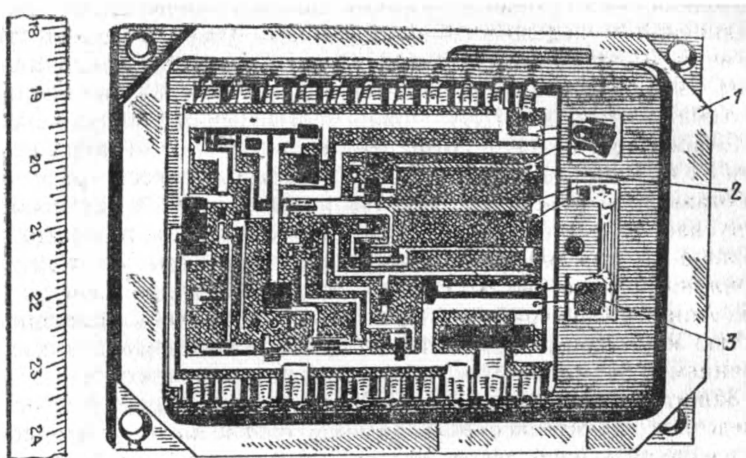


Рис. 7.15 Мощная (50 Вт) усилительная ИС:
 1 — основание-тепловод; 2 — ИС на поликорковой подложке; 3 — мощный бескорпусный транзистор.

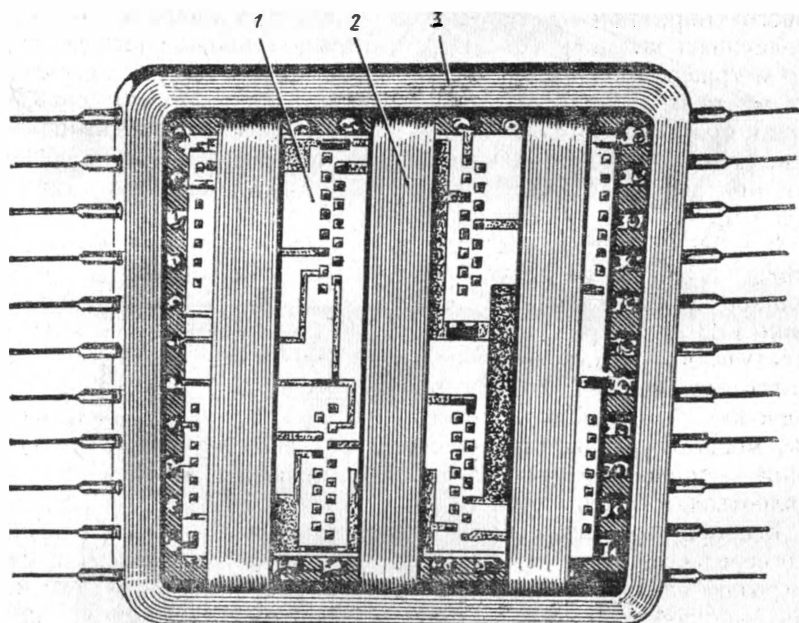


Рис. 7.16. Сборка коммутационной подложки с тепловодящими шинами для шестиканального усилителя
 1 — коммутационная поликорковая подложка; 2 — шина; 3 — пластмассовый корпус.

ции воздуха или жидкости. Эффективность теплопередачи при этом соответственно возрастает примерно в 5 и 100 раз. Однако при использовании таких систем охлаждения значительно увеличиваются массы и потребление энергии. Кроме того, для бортовой аппаратуры при малых атмосферных давлениях воздушные системы охлаждения становятся малоэффективными. Поэтому применение таких методов повышения теплопередачи, по мнению авторов, целесообразно лишь при значительных общих габаритах всего комплекса радиооборудования на летательном аппарате, например для систем с преобразованием забортного воздуха (воздушно-инжекционной и т. п.). Немаловажным фактором в увеличении теплопередачи в среду является окраска корпуса и его форма. При увеличении степени черноты и отношения поверхности корпуса к его объему (оптимизация формы) эффективность теплового излучения может составить около $10 \text{ Вт/м}^2 \text{ } ^\circ\text{C}$.

Уменьшение масс и габаритов систем охлаждения. Для обеспечения заданных тепловых режимов устройств МЭА необходимо разрабатывать малогабаритные и вместе с тем высокоэффективные системы охлаждения. По-видимому, простое уменьшение размеров существующих систем охлаждения не приведет к увеличению их

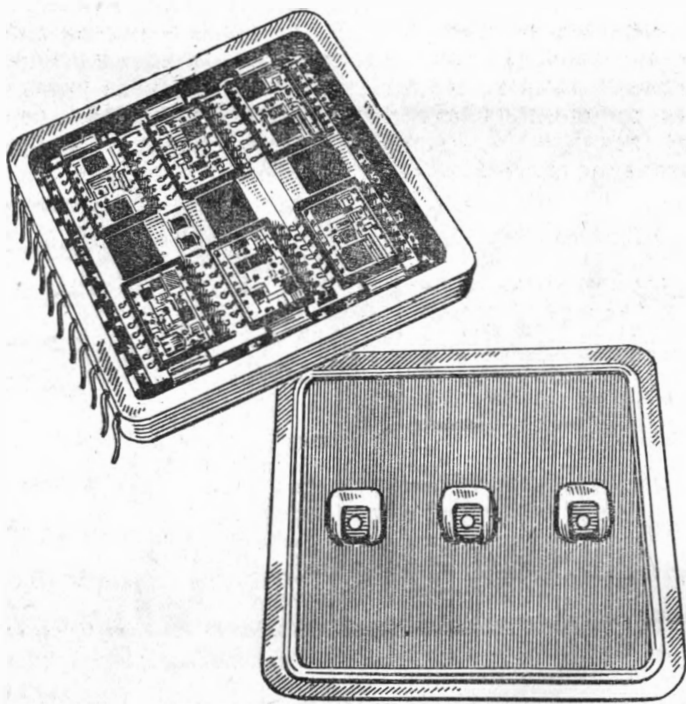


Рис. 7.17. ИС шестиканального усилителя со снятой металлической крышкой.

эффективности, и для МЭА необходимо разрабатывать системы охлаждения, основанные на других принципах. Одним из способов, позволяющих резко увеличить эффективность охлаждения (в 10 и более раз по сравнению с жидкостными) при массах и габаритах, сравнимых с таковыми для МЭА, является использование тепловой «испарительной трубки». В металлическом полом корпусе-цилиндре, заполненном по внутренней поверхности стенок пористым фитилем, имеется испарительная жидкость. При нагреве одного конца трубки («горячего») жидкость переходит в пар, который движется к другому («холодному») концу трубки. Отдав там тепло конденсаторной секции (радиатору), пар вновь превращается в жидкость и стекает по капиллярам фитиля обратно к «горячему» концу. Образуется замкнутая система охлаждения. Тепловое сопротивление существующих в настоящее время тепловых трубок составляет $0,034^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$ и в пределе может достигнуть $0,01^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$ [7.10]. Однако их применяют сейчас лишь в наземной аппаратуре. Объясняется это тем, что с увеличением высоты полета конвекция испарителя ухудшается и, кроме того, эффективность этих трубок значительно уменьшается, если они работают в горизонтальном положении.

Другим способом повышения эффективности систем охлаждения является использование эффекта Пельтье для создания теплоотводящих столбиков. Эти столбики могут иметь весьма малые размеры, однако значительная теплопередача через них возможна лишь при протекании большого тока, т. е. при мощном источнике питания.

Поскольку масса и габариты мощных источников питания значительны, то, применяя такой способ охлаждения в МЭА, нарушаем основной принцип ее конструирования — принцип комплексной микроминиатюризации.

Список литературы

- 7.1. Конструирование микроэлектронной аппаратуры. Под ред. Б. Ф. Высоцкого. Массовая б-ка инженера. Серия «Электроника». М., «Сов. радио», 1975. Авт.: Б. Ф. Высоцкий, А. И. Головин, В. В. Марков, А. С. Назаров, А. В. Фомин.
- 7.2. Узлы и блоки радиоэлектронной аппаратуры на микросхемах. Конструирование. ОСТ 4 ГО.010.009, ред. 2—73. Л., 1973.
- 7.3. «Electronics», 1973, v. 46, № 12, p. 39, 40.
- 7.4. «Электроника», 1975, т. 48, № 21, с. 70—79.
- 7.5. «Onde electron», 1973, v. 53, № 5, p. 155, 156.
- 7.6. «Electronic Design», 1973, v. 21, № 7, p. 64.
- 7.7. «Computer Design», 1973, v. 12, № 8, p. 16.
- 7.8. «Электроника», 1975, т. 48, № 26, с. 30—41.
- 7.9. «Электроника», 1973, т. 46, № 14, с. 32—45.
- 7.10. Радиоэлектроника в 1973 году (обзор по материалам иностранной печати). Вып. 4. НИИЭИР, 1974, с. 82.
- 7.11. Преснухин Л. Н., Шахнов В. А., Кустов В. А. Основы конструирования микроэлектронных вычислительных машин. М., «Высшая школа», 1976.
- 7.12. Вальков В. М., Ильющенко Ю. М. Конструирование управляющих вычислительных комплексов на основе бескорпусных БИС. — «Электронная промышленность», 1976, вып. 6 (54).

БАЗОВЫЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ ПРОИЗВОДСТВА БОЛЬШИХ ГИБРИДНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ И МИКРОСБОРОК

В гл. 1 было показано, что полупроводниковая и пленочная технологии взаимно дополняют друг друга, открывая новые возможности в реализации все более сложных радиоэлектронных устройств. Используя только один вид технологии, создать микросхемы, реализующие сложные функции, бывает затруднительно. Поэтому даже в производстве монокристаллических кремниевых микросхем, изготавливаемых в основном по полупроводниковой технологии, применяют методы, характерные для пленочных микросхем, например, вакуумное осаждение алюминия для получения внутрисхемных соединений. Еще в большей степени эта взаимосвязь проявляется при производстве гибридных интегральных схем, изготавливаемых по совмещенной технологии.

В настоящее время основными факторами, определяющими перспективность применения и развития того или иного вида технологии при производстве интегральных схем, являются техническая потребность и экономическая целесообразность.

Известно, что стоимость проектирования, подготовки и освоения производства полупроводниковой микросхемы высока. Однако при массовом производстве их себестоимость может оказаться значительно ниже себестоимости микросхем в гибридном исполнении (рис. 8.1). Существует ряд причин схмотехнического и технологического характера, стимулирующих разработку гибридных схем. К числу таких причин относится, например, необходимость иметь в одном корпусе мощные и маломощные каскады, конденсаторы большой емкости, транзисторы и другие элементы, которые при современном уровне схмотехники и технологии трудно реализовать в одном кристалле. Создание БГИС позволяет значительно увеличить плотность упаковки элементов по сравнению с плотностью упаковки, достигаемой при сборке полупроводниковых ИС в индивидуальных корпусах на печатных платах. Применение БГИС улучшает не только

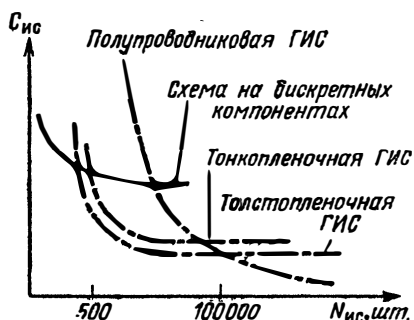


Рис. 8.1. Зависимость себестоимости ИС и схем из дискретных компонентов от объема их производства.

технические, но и экономические показатели производства радиоэлектронной аппаратуры.

Общая тенденция в развитии микроэлектроники такова, что гибридную технологию сейчас интенсивно осваивают как предприятия, изготавливавшие ранее элементы электронной аппаратуры, так и предприятия радиоаппаратостроения. Разработаны и внедрены типовые технологические процессы производства гибридных интегральных схем на основе толсто пленочной и тонко пленочной технологий. Дальнейшее совершенствование конструкции и технологии радиоэлектронной аппаратуры связано с применением методов гибридной технологии при создании системы межслойной изоляции и коммутации, а также монтажа микросборок. Перевод электронных блоков в аппаратуре на БГИС и постепенная замена печатных плат на платы, изготавливаемые методами гибридной технологии, сегодня определяют основное направление работ в области технологии производства радиоэлектронной аппаратуры.

8.1. Общая характеристика технологических процессов изготовления БГИС [8.8—8.12]

Технологические процессы, применяемые при изготовлении микроэлектронной аппаратуры, можно разделить на основные и вспомогательные. Основные и вспомогательные процессы отличаются по своим задачам и функциям, но применяют их в микроэлектронной технологии только в совокупности.

К основным технологическим процессам относят процессы получения пленок и формирования структур. К вспомогательным — процессы придания элементам определенной конфигурации и подготовку оснастки и исходных материалов.

Базовые технологические процессы создания гибридных микросхем основаны на применении толсто пленочной и тонко пленочной технологий, упрощенные схемы которых приведены на рис. 8.2, а, б. Тонко пленочная и толсто пленочная технологии отличаются не столько толщиной рабочих слоев, сколько процессами формирования пленок: в первом случае это физико-химические процессы, а во втором — механическое нанесение и вжигание пасты.

Сущность толсто пленочной технологии заключается в том, что на диэлектрическую подложку через трафарет последовательно наносят и вжигают слои различных проводящих, резистивных и диэлектрических паст. В результате получают слои заданной конфигурации, которые служат для формирования проводников, резисторов и конденсаторов толсто пленочной микросхемы. В качестве материала подложки, как правило, используют керамику с развитой шероховатой поверхностью для повышения сил сцепления пленки с подложкой.

К достоинствам толсто пленочной технологии можно отнести: — наличие паст с большим разнообразием составов и электрических свойств (от проводников до диэлектриков);

- возможность получения широкого диапазона номинальных значений резисторов и конденсаторов;
- значительные номинальные мощности рассеивания пассивных элементов;
- простоту технологического оборудования и технологического процесса.

С другой стороны, область применения толстопленочной технологии ограничена из-за наличия ряда крупных недостатков, среди которых отметим следующее:

- низкие разрешающая способность процесса и воспроизводимость геометрических размеров элементов (± 30 мкм);
- малая величина адгезии пленок на полированных поверхностях и ее снижение во времени;
- невысокая степень интеграции (число элементов на единицу объема);
- неоднородная крупнозернистая структура пленок, приводящая к увеличению уровня шума и уменьшению добротности элементов.

При тонкопленочной технологии пленки получают методами, использующими химические и физические явления, например

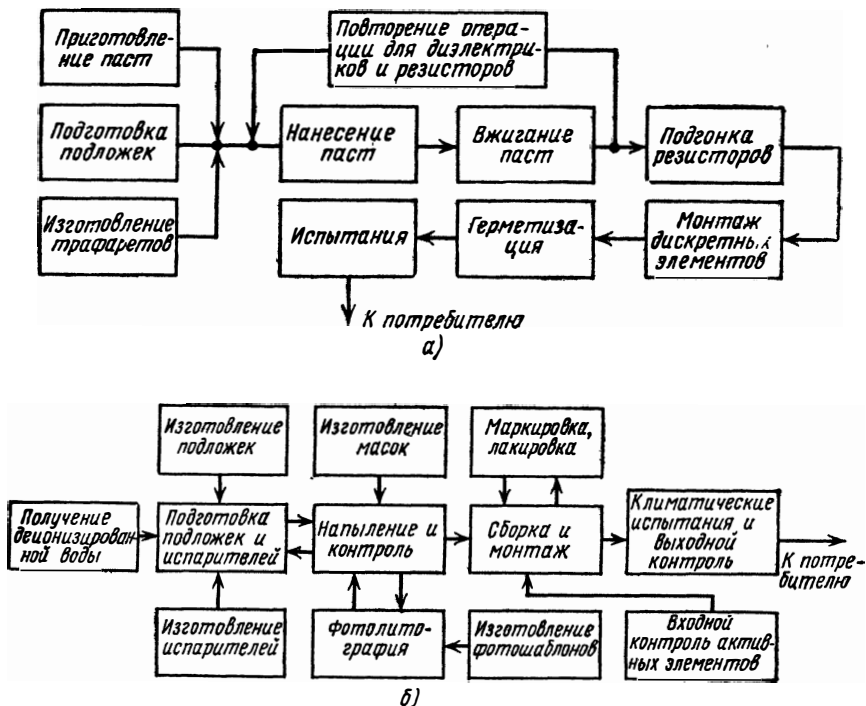


Рис. 8.2. Упрощенные схемы технологических процессов изготовления толстопленочных (а) и тонкопленочных (б) БГИС.

термическое испарение, катодное распыление, электрохимическое осаждение, газовые реакции и др.

Для придания пленкам определенной конфигурации для формирования на их основе пассивных элементов применяют четыре основных способа: свободной маски; контактной фотолитографии; контактной маски; трафаретной печати.

В первом случае используют механическое маскирование, т. е. рисунок элементов микросхемы выполняют последовательным нанесением различных пленок на подложку через окна в металлической маске заданной конфигурации соответствующего ей слоя. В качестве достоинств метода свободной маски следует отметить простоту и возможность получения в едином технологическом цикле нескольких слоев заданной конфигурации их последовательным совмещением. Самым существенным недостатком является невозможность получения компонентов сложной конфигурации типа «гребенки», «спирали», «меандра» и т. д.

Методы фотолитографии и контактной маски позволяют получать элементы любой конфигурации, однако при этом технологические процессы достаточно трудоемки и на современном этапе иногда включают ручные операции, например ретуширования и др.

Тонкопленочная технология, базирующаяся на множестве различных способов и приемов создания элементов гибридных микросхем широкого функционального назначения любой конфигурации и применении групповых методов обработки материалов, обеспечивает высокую идентичность параметров микросхем.

Процесс изготовления гибридных микросхем начинается с изготовления шаблонов, масок (или трафаретов), обработки подложек и последующего формирования слоев и элементов микросхем. Указанные этапы проводятся независимо один от другого и представляют в совокупности многооперационные технологические процессы. Причем первые три являются общими как для толстопленочной, так и для тонкопленочной технологии. Рассмотрим их несколько подробнее.

Изготовление фотошаблонов и трафаретов. Фотошаблон является основным инструментом, с помощью которого создается рисунок микросхемы, а также трафарет (или маска). Фотошаблон — точная фотокопия изображения топологической структуры микросхемы или ее части. Для пленочных микросхем фотошаблоны, как правило, изготавливают фотолитографическим способом. Вначале с помощью координатографа (например, М-701, М-703, КПА-1200, К-800А) создают оригинал изображения, размер которого в 10...20 раз превышает действительное изображение микросхемы. Оригиналы вычерчивают на плотной мало деформирующейся бумаге или вырезают в тонком слое графировальной эмали, нанесенной на полированное стекло. Современные прецизионные координатографы позволяют выполнять эти операции с точностью ± 30 мкм. Изготовленный в заданном масштабе оригинал фотографируют с помощью репродукционной камеры (ПП-12, ЭМ-503), позволяющей получать большое число

однотипных изображений, уменьшенных до действительного размера микросхем. В последнее время все чаще стали использовать фотонаборные установки, позволяющие получать непосредственно действительное изображение топологических слоев микросхемы на фотопластинах. После проявления и фиксации, а при необходимости и ретуширования изображения на фотопластине, эталонные фотошаблоны размножают на контактно-копировальных станках (например, КП-10).

Современные средства, применяемые для изготовления фотошаблонов, обеспечивают точность линейных размеров не хуже 5...10 мкм, что в большинстве случаев достаточно при изготовлении гибридных пленочных схем.

Трафареты (или маски) применяют для получения рисунка микросхем методом трафаретной печати — основного способа в толсто-пленочной технологии.

Трафареты изготавливают из шелковой, капроновой или металлической сетки с размерами ячейки 100...200 мкм. Такую сетку натягивают на металлическую раму с помощью специального устройства, обеспечивающего равномерное натяжение по всей плоскости. Сетку и раму промывают последовательно горячей водой и перекисью водорода и тщательно высушивают. Далее процесс изготовления трафаретов может быть реализован двумя способами. Один из них сводится к нанесению на сетку слоя фоторезиста (сенсibiliзированной эмульсии из поливинилового спирта) толщиной 20...30 мкм, который после сушки экспонируют ультрафиолетовым светом через фотошаблон. После проявления в теплой воде образовавшийся рисунок на фоторезистивной пленке упрочняют нагревом до температуры 110° С. Другой способ состоит в использовании очувствленной пигментной бумаги, заранее нанесенной на фотошаблон, проэкспонированной через него в ультрафиолетовом свете и проявленной непосредственно на фотошаблоне в потоке теплой воды. Фотошаблон с полученной топологией из пигментной бумаги накладывают на подготовленную сетку и прижимают грузом. В результате давления пигмент проникает в ячейки сетки и после высыхания прочно закрепляется в ней. После отделения фотошаблона полученный сетчатый трафарет будет иметь рисунок, соответствующий топологии микросхемы.

Металлические маски изготавливают фотохимическим, электроискровым, электронно-лучевым методами или с помощью лазера.

Подготовка подложек. Подложка является частью микросхемы, в объеме которой или на ее поверхности формируют элементы. Подложку используют не только как механическую опору носителя микросхемы и теплоотводящего элемента, но и как элемент, выполняющий определенные функции при работе микросборки в целом. Например, в схемах с пересечениями подложка может являться межслойной изоляцией, в СВЧ микросхемах подложка вместе с металлическим покрытием образует полосковую линию передачи мощности.

Применяемые для гибридных интегральных микросхем подложки должны отвечать ряду специфических требований, к числу которых относятся: плоскостность, высокий класс чистоты обработки поверхности, большая механическая прочность, хорошая теплоустойчивость и теплопроводность.

Для гибридных толсто пленочных микросхем в качестве материала подложек обычно применяют высокоглиноземистую керамику (96 или 99% окиси алюминия), бериллиевую керамику, для специальных целей — металлы, покрытые термостойкой диэлектрической пленкой. Для тонко пленочных микросхем используют ситаллы, поликор, анодированный алюминий и полиимидную пленку.

Требование высокой плоскостности и высокой гладкости поверхности подложки диктуется необходимостью обеспечить равномерную толщину пленки. Волнистость, шероховатость, наличие загрязнений и другие дефекты поверхностной структуры подложек существенно ухудшают воспроизводимость характеристик пленок, уменьшают долю выхода годных изделий и надежность микросхем. Поэтому поверхность подложек тщательно обрабатывают: шлифуют, полируют и очищают от различных загрязнений. Способ очистки зависит от материала подложки. Для подложек из керамики применяют химическую очистку, химическое и ультразвуковое эмульгирование, прокаливание (термическую очистку).

При очистке пористых поверхностей лучшие результаты получают, применяя сочетание ультразвукового и химического эмульгирования. Воздействие ультразвуковых колебаний существенно ускоряет процесс эмульгирования и делает его возможным даже в микропорах, царапинах, благодаря чему эффективность очистки значительно возрастает. Затем керамические подложки прокаливают в специальных электрических печах при температуре 500...600° С. При такой температуре все загрязнения на поверхности подложки обычно выгорают.

Контролировать чистоту поверхности подложек можно различными методами, среди которых наибольшее распространение получил метод «деионизованной» воды. Промывая такой водой подложку и сравнивая электропроводность воды до и после промывки, можно по увеличению электропроводности количественно оценить степень чистоты подложки. Целесообразность этого метода заключается в дополнительной очистке подложек деионизованной водой.

Необходимо отметить, что хорошо очищенные поверхности подложек обладают большим уровнем свободной энергии, что приводит к быстрому повторному загрязнению их пылью и влагой из атмосферы. Опасность повторных загрязнений состоит в том, что химический состав их неизвестен и не всегда одинаков. Поэтому такие загрязнения могут вызвать нежелательные последствия. Для предотвращения повторных загрязнений подложек их хранят в специальных камерах, наполненных очищенной от пыли и влаги средой. Иногда поверхности подложек защищают тонкой коллоидной пленкой («коллоидная» защита).

Формирование рисунка микросхемы. Как отмечалось ранее, наиболее простым способом формирования рисунка микросхемы является напыление элементов через свободные маски. Если при этом зазор между маской и подложкой отсутствует, линейные размеры элементов строго соответствуют размерам щелей в маске. Наличие зазора между подложкой и маской, устранить который полностью невозможно, приводит к образованию «зоны размытости» рисунка. Причем размер этой зоны, как показывает практика, увеличивается с ростом толщины маски и клинообразности профиля ее вырезов. С уменьшением же толщины снижается жесткость маски и увеличивается ее «провисание» под подложкой, что, в свою очередь, также приводит к росту зоны размытости. Кроме того, вследствие неодинаковости коэффициентов линейного расширения материалов маски и подложки в процессе осаждения происходит разогнет и взаимное смещение маски и подложки. Все эти факторы ограничивают применение метода свободной маски областью получения простых по конфигурации элементов микросхемы, требования к точности параметров которых невысоки.

Уменьшение размеров микросхем и повышающиеся с каждым годом требования к точности выполнения геометрических размеров их элементов привели к широкому внедрению в производство методов фотолитографии, которые по разрешающей способности и точности значительно превосходят метод свободной маски. В табл. 8.1 сравнивается разрешающая способность различных методов получения рисунка.

Таблица 8.1

Метод получения конфигурации элементов	Разрешающая способность, мкм		
	предельно возможная		достигнутая
	теоретически	практически	
Свободной маски	5	10...15	20
Электролитография	0,001	0,025	7
Фотолитография: контактная	0,1	0,5	2,5
проекционная	0,1	0,35	1,0

При фотолитографии рисунок микросхемы получается за счет переноса изображения с фотошаблона на фоторезистивный слой, покрывающий пленку.

При контактной фотолитографии фотошаблон с помощью специальной установки совмещения и экспонирования прижимают к покрытой фоторезистивным слоем пленке. Затем фоторезистивный слой экспонируют через фотошаблон пучком параллельных лучей

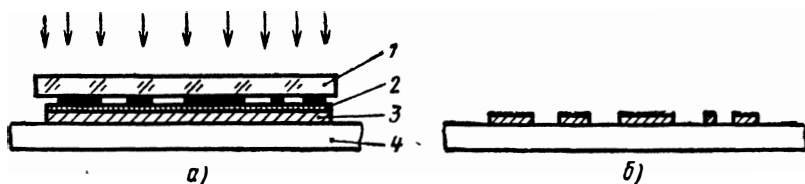


Рис. 8.3 Получение пленочных элементов методом контактной фотолитографии:
а — экспонирование фоторезистивного слоя; *б* — пленка после проявления и травления;
 1 — фотошаблон; 2 — фоторезистивный слой; 3 — пленка; 4 — подложка.

света, проявляют и через окна, образовавшиеся в фоторезистивном слое, пленку травят с помощью специально подобранных травителей. После удаления фоторезистивной маски получается рисунок микросхемы требуемой конфигурации (рис. 8.3).

В проекционной фотолитографии изображение фотошаблона проецируется на пленку, покрытую фоторезистивным слоем, через специальный объектив с высокой разрешающей способностью. При этом отсутствует контакт фотошаблона с поверхностью пленки на операциях совмещения и экспонирования, благодаря чему существенно повышается долговечность фотошаблонов.

8.2. Технология элементов толстопленочных БГИС [8.1, 8.2, 8.11, 8.12]

С начала 50-х годов в развитых промышленных странах стали активно проводиться исследования и опытно-конструкторские работы по созданию толстопленочных микросхем и разработке промышленного оборудования для их производства. Повышенный интерес к толстопленочной технологии объяснялся рядом ее существенных достоинств и прежде всего сравнительной простотой и невысокой стоимостью технологического оборудования, гибкостью и мобильностью технологии, позволяющей сравнительно быстро наладить промышленное производство микросхем различного функционального назначения.

Приведенная на рис. 8.2 упрощенная схема технологического процесса изготовления гибридных толстопленочных микросхем показывает состав и последовательность технологических операций, основные из которых — нанесение и вжигание паст — многократно повторяются для различного их состава и назначения.

Характеристика паст. Состав паст определяет их физические (электрические, тепловые) и технологические свойства. В зависимости от назначения пленок пасты разделяются на проводящие, резистивные и диэлектрические.

Основой проводящих паст являются порошки благородных металлов: серебра, золота, платины. Эти материалы обладают хорошей электропроводностью и высокой химической инертностью. Однако по

техническим или экономическим причинам монометаллические порошки не применяют в составах паст. Поэтому обычно в проводящих пастах используют два, реже три металла. Наиболее широкое распространение нашли пасты на основе композиций: палладий — серебро, палладий — золото. Проводящие пасты на основе палладий — серебро имеют малую стоимость и позволяют получать пленки с высокой начальной адгезией и осуществлять их проволоочный монтаж. Пасты на основе платины — золота характеризуются минимальной растворимостью в припое, их можно восстанавливать. Полученные пленки обладают высокой адгезией, почти не меняющейся при старении. Однако из-за высокой стоимости применять такие пасты целесообразно только тогда, когда в микросхемах требуется обеспечить высокую надежность паяных соединений.

В качестве основы, определяющей свойства резистивных паст, применяют системы металлов или их окислов. Наиболее распространенными являются резистивные пасты с использованием палладия и серебра, металлического рутения и окиси рутения, окислов таллия, олова и пасты на основе нитрида тантала. Резистивные пленки на основе паст композиции палладий — серебро имеют диапазон удельных сопротивлений 500...200 000 Ом/□. Если в такую пасту добавить некоторое количество свинцовоборосиликатного стекла с флюсом из триоксида висмута, то можно получить пленки с удельным сопротивлением до нескольких мегаом на квадрат. Температурный коэффициент сопротивления серебряно-палладиевых паст снижают, вводя в них двуокись циркония или окислы щелочно-земельных металлов.

Основу диэлектрических паст составляют порошки титаната бария, стекол или стеклокерамики. Сложные многослойные структуры создают, используя кристаллизующиеся стекла.

Трафаретная печать. В зависимости от типа трафарета и способа его расположения относительно поверхности подложки различают два метода трафаретной печати: контактный и неконтактный.

При контактной печати применяют металлические маски, которые плотно прижимают к поверхности подложки. Такую маску после нанесения пасты отделяют от подложки одновременно по всей ее поверхности, чем обеспечивается получение очень четких границ и заданной формы пленочных элементов.

При неконтактном методе трафарет (обычно сетчатый) располагают на некотором расстоянии (0,35...0,5 мм) от поверхности подложки. Под давлением ракеля на участках, где наносится паста, ячейки трафарета пригибаются и соприкасаются с подложкой. Когда ракель перемещается на соседний участок, зазор между трафаретом и подложкой восстанавливается, а паста остается на подложке.

Важнейшими факторами, определяющими качество трафаретной печати при неконтактном методе, являются: параллельность подложки, сетчатого трафарета и плоскости перемещения ракеля; расстояние между подложкой и трафаретом, давление при печатании, угол касания и скорость движения ракеля. От изменения каждого

из этих факторов зависит толщина пленки, четкость и воспроизводимость рисунка микросхемы.

Термическая обработка паст. Нанесенные на подложку пасты следует выдерживать при комнатной температуре в течение 10...20 мин для устранения отпечатка ячеистой структуры трафарета и выравнивания поверхностного профиля. После выдержки пасты подвергают термической обработке, чтобы структура пленок стала монолитной. Термообработку проводят для сушки и вжигания паст. Вжигают пасты в два этапа. На первом этапе при температуре 300...400° С органическое связующее разлагается, выгорает или испаряется. На втором этапе при температуре 550...800° С стеклянная фритта расплавляется и обволакивает частицы металлического (или диэлектрического) порошка. При этом металлическая основа пасты спекается со стеклом.

Режим первого этапа выбирают таким, чтобы органические связующие разлагались и выгорали раньше, чем полностью расплавится стеклянная фритта. Оптимальной считается скорость возрастания температуры 20° С/мин. Процесс вжигания влияет на адгезию и паяемость проводников, плотность диэлектрических пленок, удельное сопротивление, коэффициент шума, стабильность параметров и температурный коэффициент сопротивления резисторов. В связи с этим особенно важным является спекание резисторных паст. Температура и длительность на этом этапе становятся весьма критичными, так как химические реакции, определяющие состав пленки и ее свойства, протекают со скоростью, которая почти удваивается при повышении температуры всего на 10° С. Поэтому температуру и время вжигания следует поддерживать постоянными с хорошей точностью. Для резистивных пленок точность поддержания температуры составляет $\pm 1^\circ \text{C}$.

Многослойные коммутационные структуры. Технологическое оборудование, методы и материалы, применяемые при изготовлении толстопленочных схем малого уровня интеграции, оказались пригодными и для производства многослойной коммутации БГИС. Необходимо было дополнительно разработать лишь материалы для изолирующих слоев.

Так как многослойная толстопленочная структура получается последовательным нанесением и вжиганием проводящих и изолирующих слоев, материал изолирующего слоя должен быть хорошо согласован по коэффициенту линейного расширения с подложкой и с материалами ниже- и вышележащих слоев, должен быть инертным и сохранять стабильность физических свойств и структуры после многократных термообработок. При спекании изолирующей пасты должны образовываться плотные беспористые слои.

Наилучшим образом этим требованиям отвечают так называемые стеклокристаллические цементы, свойства которых приведены в табл. 8.2.

Основным требованием к технологии изготовления многослойной коммутационной структуры является обеспечение высокого

Таблица 8.2

Наименование параметра	Значения параметра цемента марки	
	СЦ-273	СЦ-45
Температура плавления, °С	650	600
Температура кристаллизации, °С	750	700
Коэффициент линейного расширения, 1/°С	$5,2 \cdot 10^{-6}$	$3 \cdot 10^{-6}$
Диэлектрическая проницаемость	17	7...8
Тангенс угла диэлектрических потерь	$2,5 \cdot 10^{-3}$	$3 \cdot 10^{-3}$
Удельное объемное сопротивление при 20° С, Ом·см	10^{13}	10^{13}

значения выхода годных по пересечениям и межслойным переходам. Изготовление двухслойной коммутационной структуры не встречает существенных трудностей, и можно обеспечивать выход годных 80...90%. Однако при однократной печати и вжигании изолирующего слоя вследствие его пористости не гарантируется отсутствие коротких замыканий по пересечениям проводников. Поэтому для получения высокого значения выхода годных, а иногда с целью уменьшения цепей паразитной связи изолирующий слой приходится получать двух- или даже трехкратным нанесением и вжиганием пасты.

Плотность проводникового рисунка в многослойной коммутационной структуре определяется не разрешающей способностью трафаретной печати, а шагом между межслойными переходами. В настоящее время трафаретной печатью на поверхности керамической подложки можно легко получать параллельные проводники с шагом 350 мкм. В то же время получение большого числа сквозных отверстий в изоляционном слое с шагом меньше 700 мкм является сложной технологической задачей. Чтобы при нанесении и вжигании изолирующего слоя предотвратить затекание сквозных отверстий, следует уменьшить вязкость пасты. Чтобы избежать затекания пасты в сквозные отверстия при двукратной печати изолирующего слоя из-за несомещения трафаретов, размеры отверстий на них нужно увеличивать на 0,2 мм. В результате шаг между переходами в многослойной коммутационной структуре составляет около 0,8...1 мм. Растекаемость одной и той же пасты на керамической подложке и на изолирующем слое существенно отличается. Технологический процесс и применяемые материалы оптимизируют, используя различные рецептуры проводниковых паст с учетом их физико-химических свойств и режимов вжигания. В табл. 8.3 приведены рекомендуемые и предельные конструктивно-технологические параметры систем многослойной коммутационной структуры толсто пленочных БГИС.

Следует отметить, что принципиально можно изготовить коммутационную структуру из 5 проводниковых слоев. Однако изго-

Таблица 8.3

Наименование параметра	Значение параметра	
	рекомендуемое	предельное
Число слоев проводниковой коммутации	2	5
Расстояние между центрами (шаг) межслойных переходов, мм	1	0,6
Расстояние между центрами параллельных проводников, мм	0,5	0,3
Ширина проводников (минимальная), мм	0,25	0,15
Удельное сопротивление проводников внутри слоя, Ом/□	0,03	—
Удельное сопротивление проводников наружного слоя (после лужения), Ом/□	0,005	—
Диапазон удельных сопротивлений резисторов, Ом/□	$\leq 300\ 000$	—

товление свыше трех слоев нецелесообразно из-за значительного уменьшения значения выхода годных, усложнения технологии и удлинения технологического цикла.

8.3. Технологические принципы изготовления многослойных керамических подложек [8.6, 8.7, 8.12]

Процесс изготовления многослойной керамики состоит из следующих основных этапов:

- подготовки исходных материалов;
- приготовления сырых керамических лент;
- штамповки листов и пробивки отверстий;
- металлизации;
- формирования многослойной заготовки;
- спекания монолитной структуры.

Керамические ленты чаще всего получают методом холодного литья. В качестве материала основания, на котором формируется керамическая лента, можно рекомендовать: стекло, майлар, тефлон, сталь. Непосредственно после сушки трудно обеспечить заданную толщину и плотность ленты. Поэтому после литья ленты прокатывают на валах.

Для получения эластичных керамических лент применяют также различные вспомогательные материалы: связующие, пластификаторы и дефлокулянты (поверхностно-активные вещества). Эластичная керамическая лента представляет собой наполненную керамическим порошком структуру. Роль связующего полимера заключается в том, чтобы придать порошку удобное для обработки состояние, а также служить материалом для склеивания раздельно изготов-

ленных листов в многослойную структуру и удерживать керамический порошок в заданной форме до начала спекания. В качестве связующего находят применение различные каучуки и полимеры, которые при нагревании или под давлением способны полимеризоваться, т. е. «склеиваться» на операции получения монолитной пластины. Связующее растворяют в растворителе, затем добавляют порошок. Суспензию тщательно перемешивают. При разливе суспензии растворитель испаряется. Растворителем служат различные легколетучие органические жидкости. Применение воды ограничено из-за высокой температуры ее испарения, хотя вода является наиболее дешевым растворителем, она не вызывает воспламенения и не действует на здоровье работников.

Для улучшения технологических характеристик суспензия может содержать кроме порошков, связующего и растворителя различные пластификаторы и дефлокулянты. Они улучшают эластичность ленты, препятствуют агрегации порошка и способствуют созданию устойчивых коллоидных суспензий, улучшают смачиваемость частиц порошка.

Керамические ленты напоминают по эластичности обработанную кожу, клеенку. Они легко режутся, сверлятся и штампуются. В зависимости от выбранного варианта технологии одновременно штампуются одна или две группы отверстий: для межслойных переходов и для совмещения необожженных листов при последующих операциях. Необожженные листы металлизуют обычно методом трафаретной печати. К пастам для металлизации сырой керамики предъявляются дополнительные требования: совместимость органических связок в пасте и в керамической ленте, одинаковая и синхронная усадка металла и керамики, чтобы свести к минимуму внутренние напряжения в спеченном изделии. Формирование межслойных переходов является узловой операцией в технологическом процессе изготовления многослойных керамических подложек.

Сборка сырой многослойной заготовки состоит в том, что листы со сформированными межслойными переходами и рисунком проводниковой коммутации укладывают согласно топологии в пакет и спрессовывают. Под действием температуры и давления листы образуют монолитную сырую заготовку. Температуру и давление подбирают экспериментально для каждой выбранной связки.

Спекание структуры керамика — металл — органическое связующее требует применения управляемой газовой среды по температурным интервалам. Сначала в слабо окисленной среде ($H_2 + H_2O$) выжигают связующее. Затем структуру спекают либо в вакууме, либо в восстановительной среде.

Материал подложки должен иметь максимальное удельное сопротивление и минимальную величину диэлектрической проницаемости. При выборе материала для подложки обычно принимают во внимание его теплопроводность и величину коэффициента линейного расширения. Поскольку коэффициенты линейного расширения кремния и большинства материалов многослойных керамических под-

ложек не согласованы, хотя и близки, то приходится предусматривать специальные меры по снижению тепловых напряжений в конструкции полупроводник — подложка.

При проектировании гибридных БИС наблюдается тенденция использовать диэлектрическую подложку как элемент корпуса. Это связано со стремлением уменьшить массу, размеры и тепловое сопротивление конструкции. Поэтому при выборе материала учитывают не только его тепловые, но и механические свойства.

Для изготовления многослойных подложек чаще всего применяют чистую окись алюминия или окись бериллия. Хотя окись бериллия имеет лучшую теплопроводность и хорошие механические свойства, ее применение лимитируется токсичностью, высокой пористостью, а также высокой стоимостью (табл. 8.4).

Таблица 8.4

Наименование параметра	Значения параметра	
	Al ₂ O ₃	Be ₂ O ₃
Плотность монокристалла, г/см ³	3,99	3,02
Температура плавления, °С	2050	2570
Теплопроводность для монокристалла, Вт/(м·К)	21,318	219,45
Коэффициент линейного расширения в интервале 25...200°С, 1/°С	5,7·10 ⁻⁶	5,5·10 ⁻⁶
Предел прочности при изгибе, кг/см ²	2500...4500	1500.. 2500
Удельное объемное сопротивление, Ом·см	10 ¹⁶	10 ¹⁴
Диэлектрическая проницаемость	9,6...11,5	7,33
Тангенс угла потерь	2·10 ⁻⁴	—
Пористость, %	2	10

При выборе материала проводника учитывают его совместимость с керамикой и электрическую проводимость. Совместимость предполагает выполнение следующих условий:

— температура плавления металла должна быть выше температуры спекания керамики;

— коэффициенты линейного расширения и усадки должны быть согласованы;

— прочность сцепления металла с керамикой должна быть удовлетворительной.

Прочность сцепления металла с керамикой можно не принимать во внимание, когда проводник расположен в теле керамики. Если металлизирована наружная поверхность и она служит для крепления наружных выводов, которые несут значительные нагрузки, то

этот вопрос становится принципиальным. Для улучшения прочности сцепления к металлу добавляют различные присадки, роль которых сводится к химическому взаимодействию с керамикой и металлом. Присадки, рекомендованные для металлизации спеченной керамики, не всегда можно использовать для совместного обжига металла и керамики тех же составов.

В процессе термообработки керамика и металл не должны химически взаимодействовать ни между собой, ни с окружающей средой, чтобы исключить потери материалов за счет испарения летучих соединений, а также избежать ухудшения конструкционных и электрофизических характеристик изделия. Для сохранения металлических свойств нанесенного слоя необходима восстановительная или нейтральная среда, а для сохранения стехиометрии керамики — окислительная среда. Компромиссное решение состоит в применении контролируемой среды. Состав среды оценивают термодинамическим расчетом равновесия всех возможных химических реакций в системе керамика — металл — среда.

После того как керамический материал выбран с учетом указанных условий, подбирают полупроводниковый материал. При этом следует иметь в виду, что объемное сопротивление спеченного металла может оказаться больше минимально достижимого (указанного в паспорте на пасту). Это объясняется тем, что завершенность процесса спекания определяется по состоянию керамики, в то время как металл еще имеет значительную пористость.

Учет перечисленных требований налагает жесткие ограничения на выбор системы керамика — металл и сужает номенклатуру применяемых материалов. Совместно с керамикой на основе окиси алюминия чаще всего применяют молибден или вольфрам.

В настоящее время технология многослойной керамики широко внедряется в производство керамических корпусов ИС и многослойных керамических подложек гибридных БИС. Высокая теплопроводность, механическая прочность и химическая стойкость спеченной окиси алюминия в широком диапазоне температур определяют высокую надежность конструкции. Относительно толстые изолирующие слои (100 мкм и более) обеспечивают незначительную паразитную связь и высокую электрическую прочность. Удельное поверхностное сопротивление проводников из тугоплавких металлов при толщине 10...15 мкм не превышает 0,03 Ом/□.

В зависимости от выбранного керамического материала наружный проводящий слой может быть сформирован как методами трафаретной печати, так и методами тонкопленочной технологии. В последнем случае на подложке можно получать в едином технологическом цикле резисторы и конденсаторы, т. е. всю пассивную часть ВГИС.

При проектировании многослойных керамических подложек следует учитывать ограничения, обусловленные современным уровнем технологии, приведенные в табл. 8.5.

Таблица 8.5

Наименование параметра	Значение параметра	
	возможное	рекомендуемое
Ширина проводников минимальная, мм	0,15	$0,15 \pm 0,05$
Расстояние между проводниками минимальное, мм	0,10	0,10
Диаметр межслойных отверстий, мм	0,25	$0,25 \pm 0,05$
Шаг между отверстиями минимальный, мм	0,10	0,80
Толщина изолирующего слоя, мм	0,10	0,35
Сопrotивление проводников внутри слоя, Ом/□	0,01	0,03
Размер подложки максимальный, мм ± %	$150 \times 150 \pm 0,5\%$	$50 \times 50 \pm 1\%$
Допуск на толщину подложки, %	5	10
Искривление на длине 50 мм, мм	0,05	0,1

8.4. Тонкопленочная технология пассивных микросхем [8.4, 8.5, 8.13—8.19].

Характерной особенностью и большим достоинством тонкопленочной технологии является возможность использования широкого набора материалов для получения пассивных элементов микросхемы с оптимальными характеристиками и почти любой конфигурации. При этом допуски на параметры элементов могут быть доведены до 1...2%, что особенно важно, когда точное значение номиналов и стабильность параметров имеют решающее значение. Современное технологическое оборудование и методы тонкопленочной технологии обеспечивают разрешающую способность рисунка микросхемы на порядок выше, чем при толстых пленках, что позволяет в 10 и более раз повысить уровень интеграции элементов в микросхеме. Упрощенная схема технологического процесса, приведенная на рис. 8.2, б, отражает основные этапы производства и их взаимосвязь.

Рассмотрим кратко содержание и особенности технологического процесса изготовления тонкопленочных элементов и микросхем широкого функционального назначения.

Получение тонкопленочных структур. Технологические методики получения тонкопленочных структур базируются на использовании физических и химических процессов. Физические процессы составляют основу термического испарения в вакууме и катодного или ионно-плазменного распыления. На основе химических процессов разработаны следующие технологические методики: электрохимическое анодирование, гальваническое наращивание и осаждение из газовой фазы. Кроме того, в микроэлектронной технологии

применяют иногда методики, в которых удачно сочетаются химические и физические процессы, например при катодном распылении в реактивной среде, плазменном анодировании, термическом окислении.

Выбор метода создания тонкопленочной структуры определяется ее функциональным назначением и характеристиками, а также технологичностью изготовления. При таком подходе наибольшее распространение получили термическое испарение, катодное распыление и электрохимическое наращивание. Значительно реже применяют осаждение из газовой фазы и электрохимическое анодирование. Однако в ряде специальных процессов эти методики, имеющие самостоятельное значение, широко используют (например, получение SiO_2 из газовой фазы в полупроводниковой технологии и глубокое анодирование в пленочной технологии схем с многоуровневой разводкой).

Термическим испарением в вакууме получают пленки на установках типа УВН, которые состоят из трех основных узлов: пульта управления процессом (электрическая часть), системы откачки с вакуумными агрегатами, рабочей камеры с подколпачным устройством для крепления и перемещения подложек и масок, а также для нагрева подложек и исходного вещества. В рабочей камере с помощью вакуумных агрегатов создают вакуум порядка $1,33 \cdot (10^{-3} \dots 10^{-4})$ Па, затем, подавая напряжение от пульта управления, нагревают подложки и вещество, подлежащее напылению, до температуры его испарения. Образующийся поток пара конденсируется на подложке, температура которой значительно ниже температуры испарения материала.

Таким образом, процесс напыления тонких пленок можно разделить на два основных этапа: формирование потока вещества и конденсацию его в виде пленок на подложке. Чтобы обеспечить высокую воспроизводимость свойств пленок, необходимо в течение всего процесса с достаточно высокой точностью поддерживать основные технологические параметры: скорость осаждения, степень вакуумирования и температуру подложки.

Заключительным этапом процесса напыления является термостабилизация пленок. Термостабилизация заключается в выдержке подложки с напыленной пленкой при повышенной температуре и постепенном охлаждении. В процессе термостабилизации снимаются внутренние напряжения и упорядочивается структура пленок, что способствует улучшению электрофизических характеристик пленочных элементов.

При катодном распылении молекулярный поток формируют, распыляя материал с помощью газоразрядной плазмы. Для получения плазмы тлеющего разряда в вакуумной камере создают разряджение $1,33 \cdot (10^{-3} \dots 10^{-4})$ Па, после чего ее заполняют инертным газом (чаще всего аргоном), давление которого устанавливают в пределах $1,33 \cdot (10 \dots 1)$ Па. При подаче к электродам высокого напряжения возникает автоэлектронная эмиссия. Электроны, вырываемые с по-

верхности катода электрическим полем, ионизируют инертный газ. Положительные ионы инертного газа, ускоренные полем катода, бомбардируют его, а при достаточной энергии распыляют катод. Распыленные частицы, двигаясь направленно к поверхности подложки, оседают на ней и образуют пленку.

Метод катодного (или ионно-плазменного) распыления имеет ряд достоинств, к числу которых относится возможность при сравнительно низкой температуре получать пленки из таких тугоплавких металлов, как вольфрам, молибден, тантал и др.; получать пленки из сплавов, более однородные по составу и более равномерные по толщине, чем при термическом испарении в вакууме. Адегезия пленок при ионном распылении лучше, и сами пленки имеют состав, более близкий к составу исходного материала. Процесс распыления практически безынерционен, режим распыления сравнительно легко регулируется, и весь процесс в целом легче автоматизировать, чем процесс термического испарения в вакууме.

Гальваническое осаждение (или электрохимическое наращивание) основано на диссоциации солей металлов, растворенных в электролите, под действием тока и движения положительных ионов металла к катоду, на котором помещена подложка. Данным методом в основном получают проводящие покрытия толщиной более 10 мкм.

Получение тонкопленочных микросхем. Пассивная часть тонкопленочных БГИС может состоять из резистивных микросхем, содержащих только резисторы, контактные площадки и коммутационные проводники, а также из резистивно-емкостных, содержащих дополнительно многослойные пленочные конденсаторы.

Для создания резистивных и резистивно-емкостных микросхем применяют танталовую технологию и термическое испарение в вакууме в сочетании с процессами фотолитографии. Танталовая технология получила широкое распространение в зарубежной практике. У нас в стране чаще используют методы термического испарения в вакууме. Ограниченное применение танталовой технологии обусловлено рядом существенных недостатков, связанных со сложностью технологического процесса и низким значением удельного сопротивления резистивных пленок на основе тантала и нитрида тантала. Процесс изготовления резистивно-емкостных микросхем по танталовой технологии предполагает использование разнородных методик: катодное распыление, термическое испарение, электрохимическое анодирование и многократные процессы фотолитографии. Кроме того, процесс характеризуется низкой технологичностью и высокой трудоемкостью. Простейшие микросхемы изготавливают термическим испарением в вакууме с применением метода свободных масок. При повышении плотности элементов и усложнении их конфигурации используют метод двойной фотолитографии. Микросхемы с конденсаторами создают с применением метода свободных масок, а в случае повышенной сложности — комбинированного метода. При этом резистивные и емкостные элементы формируют напылением через маски, а проводящие элементы — с применением

фотолитографии. Применение двойной фотолитографии в этом случае ограничено растравливанием поверхности подложки при создании рисунка резистивных элементов, в результате чего снижается как адгезия при напылении последующих слоев, так и надежность микросхем в целом.

Для формирования резистивных элементов применяют металлосилицидные сплавы и металлокерамические смеси. Резистивные материалы напыляют на подложки, нагретые до температуры не менее 250°C , непрерывно подавая порошки из вибробункера на ленточный испаритель, нагретый до температуры $1800\text{--}1900^{\circ}\text{C}$. Удельное сопротивление резистивных пленок на основе металлосилицидных сплавов составляет $50\text{--}3000\text{ Ом}/\square$, а на основе металлодиэлектрических смесей — $500\text{--}10\,000\text{ Ом}/\square$ при толщине пленок не менее $0,03\text{ мкм}$.

В качестве контактных площадок и коммутационных проводников используют пленки золота или алюминия с подслоем хрома и ванадия, а также многокомпозиционные сплавы с разной температурой испарения составляющих.

Конденсаторы формируют в виде многослойной структуры на основе диэлектрических материалов: алюмосиликатного или боро-силикатного стекла, окиси германия или кремния. В качестве обкладок конденсатора служат пленки алюминия, иногда с подслоем титана. Удельная емкость такой структуры составляет $10^{-8}\text{--}10^{-7}\text{ Ф}/\text{см}^2$. Для повышения удельной емкости необходимо увеличить число слоев в многослойной структуре. Однако выход годных и надежность конденсаторов при этом уменьшаются.

Для обеспечения прецизионных свойств пленочных микросхем необходимо строго контролировать и поддерживать режимы нанесения пленок. Кроме того, для получения номинальных значений элементов с точностью $\pm 1\text{--}0,1\%$ необходимо предусмотреть специальные подстроечные элементы. Юстировку параметров элементов выполняют различными способами: перепайкой или перерезанием шин, удалением части рабочего слоя механическим путем или электронным и лазерным лучами. Групповую подгонку номинальных значений сопротивлений резисторов осуществляют химическими способами или терморегулирующим отжигом.

Получение микросхем с пересечениями. Основная трудность создания микросхем с пересечениями заключается в получении изолирующего слоя без сквозных пор, которые вызывают короткие замыкания между коммутирующими элементами в процессе изготовления и эксплуатации микросхемы. Такие поры могут быть образованы, например, твердыми микроскопическими частицами, выброшенными из испарителя, дефектами на поверхности подложки, а также за счет локального распада конденсата и диффузии металлических частиц во время эксплуатации микросхем.

Поры, загрязнения, неоднородности структуры подложки, механические повреждения в изолирующем слое определяют относительно низкую надежность тонкопленочной многослойной комму-

тационной структуры. В связи с этим возникает необходимость в поиске новых технологических приемов и материалов, применение которых обеспечивало бы изготовление бездефектной многослойной коммутационной структуры. В настоящее время наиболее удачным, по-видимому, следует считать технологический процесс изготовления многослойной коммутационной структуры, в которой изолирующим слоем служит полиимид.

Полиимиды являются термостойкими высокомолекулярными соединениями, не окисляются вплоть до температур 250...275° С, допускают термообработку до 400° С в течение нескольких часов без значительных изменений свойств. Применяя полиимид в качестве изолирующего слоя, можно построить два варианта технологического процесса. Первый вариант полностью основан на известных методах тонкопленочной технологии. Во втором случае металлизация первого уровня представляет собой напыление, например, меди с подслоем хрома на подложку из ситалла и последующую фотолитографию. Затем методом центрифугирования наносят полиимид. На высушенном слое полиимида методом фотолитографии вскрывают сквозные отверстия для межслойных переходов. Причем полиимид в окнах фоторезиста растворяют в гидрозингидрате. Чтобы исключить образование сквозных пор в слое полиимида, операции нанесения и формирования сквозных отверстий в слое полиимида повторяются два, иногда даже три раза.

В принципе применение полиимида позволяет создавать трехуровневую коммутацию, однако из-за значительного усложнения технологии и уменьшения числа выхода годных на практике ограничиваются двухслойной тонкопленочной коммутационной структурой.

Весьма интересным технологическим решением является изготовление двухслойной тонкопленочной коммутационной структуры на основе готовой полиимидной пленки толщиной 50...60 мкм. Вырубленные из такой пленки заготовки промывают ацетоном от загрязнений и высушивают в среде сухого азота в течение нескольких часов. Затем на одну сторону пленки напыляют медь с адгезионным подслоем хрома. Во избежание деформации необходимо, чтобы при напылении температура пленки не превышала 50° С. Выполнение этого требования весьма важно, так как адгезия тонкой пленки к полиимидной подложке очень критична к напряжениям, возникающим из-за разницы коэффициентов линейного расширения тонкой напыленной пленки металла и подложки. Отсюда ясно, что основной задачей при разработке технологии двухслойной структуры на полиимидной подложке является поиск таких условий металлизации, при которых обеспечивается требуемая величина адгезии.

Полиимидная подложка с тонкопленочной двухсторонней коммутацией обеспечивает получение высокой плотности монтажа. В связи с этим она находит применение там, где определяющим фактором при выборе технологии является достижение высокой плотности упаковки.

8.5. Сборка и герметизация БГИС [8.3, 8.9—8.12]

Сборка. Основным требованием к сборочно-монтажным процессам создания БГИС является обеспечение высокой плотности монтажа и высокой надежности монтажных соединений, высокой производительности и низкой стоимости. Процесс сборки и монтажа БГИС сводится к установке бескорпусных активных элементов на подложку или коммутационную плату и подсоединению внешних выводов этих элементов к пленочным контактным площадкам. Метод монтажа в значительной степени определяется типом выводов активных элементов. В настоящее время наиболее широкое распространение получили бескорпусные микросхемы с проволочными, шариковыми (столбиковыми), балочными и паучковыми выводами (рис. 8.4). Соответственно и методы монтажа называют по типу выводов ИС: метод проволочного монтажа, метод перевернутого кристалла, метод балочных и паучковых выводов.

В табл. 8.6 даны сравнительные характеристики бескорпусных ИС, применяемых в БГИС.

С точки зрения обеспечения отвода тепла (табл. 8.7) наилучшие характеристики имеет конструкция ИС с проволочными выводами. В сочетании с эвтектической пайкой она обеспечивает минимальное тепловое сопротивление. ИС с паучковой конструкцией выводов имеет такие же тепловые характеристики, что и ИС с проволочными выводами.

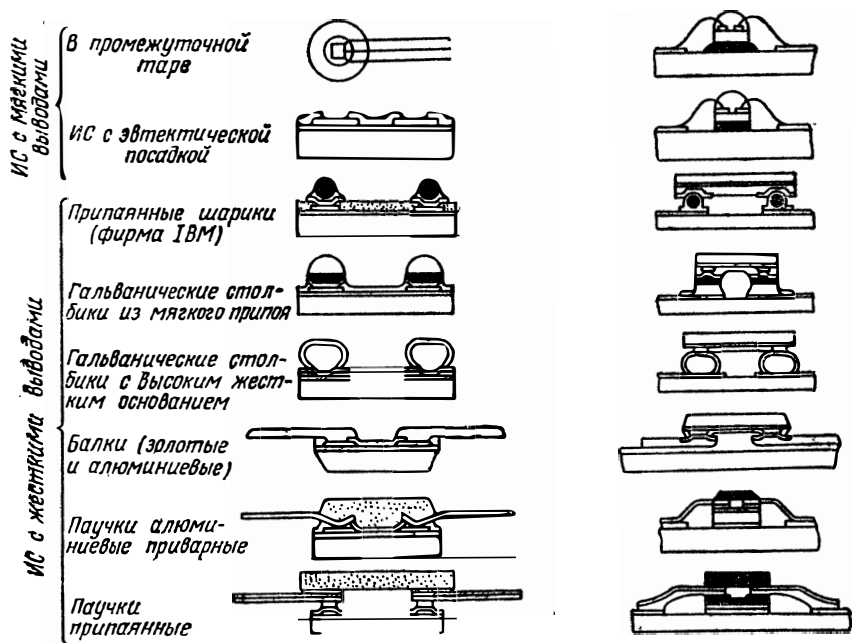


Рис. 8.4. Виды конструкций бескорпусных ИС.

Столбиковая конструкция выводов, а также паучковая и балочная позволяют устранить основной недостаток проволочного монтажа — индивидуальную ручную сборку. При всех указанных методах монтажа, кроме метода перевернутого кристалла, имеется возможность визуально контролировать качество контактирования.

Наиболее простым вариантом сборки гибридных ИС является сборка полупроводниковых ИС одной конструкции. Однако такой вариант не всегда возможен: на одной подложке приходится совмещать несколько ИС с различной конструкцией выводов. В этом случае предъявляются повышенные требования к материалам подложки, проводящим пленочным покрытиям и материалу выводов.

Наилучшим материалом для контактных площадок пассивных плат является золото. Однако применение золота повышает стоимость микросборок, создает трудности в производстве и требует дополнительных мер для уменьшения его растворения в припое. Достаточно широкое применение в качестве материала контактных площадок получило припойное покрытие. Полупроводниковые ИС со столбиковыми и паучковыми выводами, покрытыми припоем, при монтаже на припойные контактные площадки обеспечивают трехкратную их смену.

Столбиковые (шариковые) выводы могут быть выполнены в двух вариантах: выводы из чистого припоя и полужесткие выводы с медным основанием, покрытым припоем. Конструкция с припойными выводами из мягкого припоя является ненапряженной и нежесткой. Она обеспечивает высокую надежность соединения и, в частности, устойчивость соединения к циклическим воздействиям температуры. Однако технология изготовления пассивной части для монтажа ИС с выводами из припоя достаточно сложна. Это связано с необходимостью иметь изолированные контактные площадки равной площади.

На качество монтажа ИС с полужесткими выводами влияет разновысотность контактных площадок, материал и класс обработки поверхности подложки, число выводов ИС. Толстопленочная технология обеспечивает разновысотность в пределах одной группы контактных площадок около 10...12 мкм, вакуумные методы напыления — не более 0,5 мкм даже при толщине слоя 6...10 мкм. Допустимая разновысотность контактных площадок около 5 мкм, поэтому контактные площадки, полученные трафаретной печатью, требуют применения методов выравнивания.

В качестве материала припойного покрытия применяют обычно олово с добавками висмута (0,5%). Поскольку этот материал не смачивает диэлектрическую подложку и не имеет к ней адгезии, то приходится последовательно напылять хром, никель, олово. Напылением через маски нетрудно получить проводники с шириной и зазором между ними по 150 мкм. Толщины напыленных слоев никеля и олова зависят от класса обработки поверхности. Важно, чтобы максимальная толщина олова была всегда больше максимальной неровности подложки. Для подложек, имеющих 7-й класс чис-

Таблица 8.6

Вид конструкции		Вид защиты	Технологичность монтажа (автомат)	Ремонтопригодность	Удобство обращения при монтаже
Мягкие выводы	ИС в таре	Неорганическая и органическая То же	Низкая	Средняя	Хорошее
	ИС с эвтектической посадкой	То же	»	Низкая	Среднее
Шариковые и столбиковые выводы	Шариковые	Неорганическая	Хорошая	Хорошая	Хорошее
	ИС с мягким припоем	»	»	»	»
	ИС с большим твердым основанием	»	»	»	»
Жесткие консольные выводы	Балка Алюминиевые	» »	» »	Средняя Низкая	Среднее Хорошее
	Припойные	То же и органическая	»	Хорошая	»

тоты обработки поверхности, наилучшие значения выхода годных получаются при толщине никеля не менее 0,3 мкм и толщине олова не менее 8 мкм.

Одним из факторов, определяющих надежность контактирования с полужесткими столбиковыми выводами, является согласованность коэффициентов линейного расширения кремния и диэлектрической подложки. Чем больше число выводов и больше разница коэффициентов, тем меньше устойчивость соединения к циклическому воздействию тепла в интервале температур эксплуатации.

Применение толстых пленок для получения наружного слоя коммутации в гибридных БИС позволяет комплектовать их многовыводными (более 4-х) полупроводниковыми ИС с проволочными, паучковыми, балочными выводами. Тонкопленочная коммутация

Надежность соединений	Способность рассеивания тепла	Плотность упаковки	Пригодность к автоматизации измерительных операций	Температурный диапазон монтажа
Низкая	Средняя	Средняя	Средняя	Ограничен предельной температурой органической защиты
»	Хорошая	»	Низкая	То же
Высокая	Средняя	Высокая	Средняя	Ограничен температурой припоя
»	»	»	»	То же
»	»	»	»	Допускает кратковременные воздействия температуры до 500° С
Хорошая	Средняя	Средняя	Хорошая	То же
»	Средняя (хорошая при электрическом монтаже)	Средняя (низкая)	Хорошая (в ленте)	»
»	То же	То же	То же	Ограничен предельной температурой органической защиты и температурой припоя

не ограничивает применение полупроводниковых ИС с различными конструкциями выводов.

В процессе сборки бескорпусные ИС крепят на плате с помощью эпоксидных компаундов или эвтектических сплавов. В первом случае переход активный элемент — плата является электроизоляционным, во втором случае — омическим. Чаще всего применяют компаунд на основе эпоксидной смолы ЭД-6. Выбор этого компаунда обусловлен его высокой адгезией к различным материалам, малой усадкой при отвердевании, химической стабильностью. Подбирая отвердители, эпоксидным компаундам можно придать различные физические и технологические свойства: высокую теплопроводность, желаемые коэффициент линейного расширения, рабочую температуру, малую степень усадки и требуемую эластичность.

Таблица 8.7

Конструкция ИС	Тепловое сопротивление, °C/Вт			
	подложки	выводов	кремния	суммарное
Проволочные выводы с эвтектической посадкой	35	—	18	53
Балочные выводы	40	35 (при 36 выводах)	30	105
Столбиковые выводы	40	0,2 (при 36 выводах)	30	70

При эвтектическом спае на подложку в нужном месте наносят слой золота толщиной в несколько микрометров, на который и помещают полупроводниковую ИС. Затем подложку с микросхемой разогревают до температуры, несколько превышающей температуру эвтектики кремний — золото (370° С). При такой температуре и некотором равномерном давлении на кристалл взаимно растворяются кремний и золото и образуется эвтектический спай на границе раздела. Если толщина пленки золота мала, то между ней и кристаллом помещают таблетку эвтектического сплава толщиной 10... 20 мкм.

Мягкие проволочные выводы ИС подсоединяют к контактным площадкам чаще всего термокомпрессионной или ультразвуковой сваркой. В табл. 8.8 отражены методы монтажа, получившие широкое распространение в производстве гибридных БИС.

Термокомпрессионная сварка основана на одновременном воздействии на свариваемые участки повышенной температуры и давления. Уровень давления подбирают таким образом, чтобы проводник деформировался только после его разогрева. Давление 0,1...0,6 кг передается через сварочный инструмент. Место сварки нагревают тремя способами: специальным подогревателем (разогрев всей подложки), подогретым сварочным инструментом или подсоединяемой проволокой, через которую пропускают импульс тока в месте контакта. Режимы термокомпрессионной сварки не критичны и могут изменяться в достаточно широких пределах. В настоящее время разработана серия отечественных установок для термокомпрессионной сварки (ТН-01, Контакт-2А, Контакт-3, СКИН-1 и др.).

Существенными недостатками термокомпрессионной сварки является трудность ее автоматизации и сравнительно невысокая прочность свариваемого соединения. Более перспективной является ультразвуковая (УЗ) сварка, обеспечивающая лучшее качество соединений, разнородных по составу и толщине. Достоинством УЗ

Таблица 8.8

Конструкция выводов	Материал выводов	Методы монтажа полупроводниковых ИС при разных материалах контактных площадок пассивной платы		
		олово — висмут	золото	алюминий
Проволочная	Алюминий	—	УЗ	КН + УЗ
	Алюминий или медь, покрытые припоем	КН РЭ	КН + УЗ КН РЭ УЗ	УЗ —
Паучковая	Алюминий	—	РЭ УЗ + КН	УЗ РЭ
	Медь (никель), покрытые припоем	КН РЭ	КН	
Балочная	Алюминий	—	КН РЭ УЗ + КН	УЗ + КН КН РЭ
	Золото	—	КН РЭ	УЗ
Столбиковая	Припой	Пайка припойными пастами в печи или при помощи локального импульсного нагрева подложки		
	Медь	КН УЗ + КН	КН УЗ + КН	—
	Алюминий	КН УЗ + КН	КН УЗ + КН	КН УЗ + КН
	Золото	—	УЗ + КН	УЗ + КН

Примечание. 1. При всех методах монтаж на керамических подложках выполняют с их подогревом до 150...200° С.

2. КН — сварка или пайка импульсным косвенным нагревом; РЭ — сварка и пайка расщепленным (сдвоенным, строенным) электродом; УЗ — сварка или пайка при воздействии ультразвуковых колебаний.

сварки также является возможность ее выполнения групповым методом.

Метод ультразвуковой сварки основан на одновременном воздействии колебаний ультразвуковой частоты, возбуждаемых в свариваемых деталях, и давления в области сварки. Под действием продольных УЗ колебаний разрушается окисная пленка контактирующих поверхностей, обнажаются чистые слои металлов. В результате давления и ультразвуковых вибраций в месте контакта происходит металлургическое сращивание соприкасаемых поверх-

ностей. Образуется довольно прочное соединение. Современные промышленные установки для ультразвуковой сварки (например, УЗСКН7) снабжены устройствами перемещения инструмента, свариваемой проволоки и столика с микросхемой.

Герметизация. В реальных условиях эксплуатации микросхемы подвергаются воздействию различных факторов (тепла, влаги, агрессивных химических сред и т. п.), серьезно влияющих на их работоспособность и надежность. Для защиты от внешних воздействий микросхемы герметизируют. Степень необходимой герметизации и ее способы зависят от назначения микросхем и области их применения, материалов микросхем, герметизирующих материалов, уровня развития технологии и экономических соотношений.

По конструктивно-технологическим признакам герметизация разделяется на бескорпусную и корпусную. Бескорпусную герметизацию выполняют в основном заливкой микросборок в специальные заливочные формы. Герметизацию производят в вакуумной камере или при небольшом избыточном давлении. В качестве заливочных материалов применяют: эпоксидные, кремнийорганические и полиуретановые компаунды, а также полиэфир и полисульфиты. Наибольшее распространение получили компаунды с различными наполнителями, обеспечивающими необходимые физические и технологические свойства: механическую прочность, теплопроводность, эластичность и пр. При бескорпусной герметизации масса и габариты приблизительно в 1,5 раза, а стоимость примерно на 30% меньше, чем при корпусной. Однако бескорпусная герметизация, как и защита пластмассовыми корпусами, не обеспечивает надежной защиты микросхем от влаги. Дело в том, что даже в условиях нормальной влажности на поверхности защитного слоя микросхемы всегда имеется пленка воды толщиной около 0,01 мкм. А так как диаметр молекул воды значительно меньше размеров микропор и микротрещин защитных материалов, то проникновение влаги под защитный слой со временем неминуемо. И хотя этот процесс протекает очень медленно, со временем под защитной пленкой накапливается влага. Как известно, вода — химически активное вещество, способствующее образованию солей, щелочей, кислот. Поэтому появление под герметизирующим слоем воды приводит к образованию там концентрированного водного раствора солей. Так как с внешней стороны пленки раствор солей менее концентрированный, создаются условия для интенсивного проникновения влаги под пленку. В результате под пленкой возникает значительное давление, приводящее к вспучиванию и отслаиванию защитного слоя. Поэтому для микросхем более надежным способом защиты от влаги является вакуум-плотная герметизация с использованием специальных корпусов.

В зависимости от материала, применяемого для изготовления корпусов, и способа герметизации их внешних выводов вакуум-плотные корпуса подразделяют на стеклянные, металлостеклянные, металлические, керамические и металлокерамические. Для герме-

тизации толстопленочных БГИС применяют в основном металлические, керамические и металлокерамические корпуса.

Металлические корпуса штампуют из алюминиевого сплава, а затем анодируют для придания им декоративного вида. Для герметизации толстопленочные микросхемы устанавливают в анодированный корпус и заливают эпоксидным компаундом (например, ЭК-16Б) со стороны штырей (выводов).

Керамические и металлокерамические корпуса, как и металло-стеклянные, состоят из двух частей — основания и крышки. Основание корпуса изготавливают из вакуум-плотной алюмосиликатной керамики или окиси бериллия, характеризующихся повышенной стойкостью к термоударам, а крышку — либо из этой же керамики, либо из металла. При герметизации в металлокерамическом корпусе коэффициенты линейного расширения материалов крышки и основания должны быть одинаковыми. Обычно металлическую крышку изготавливают из кобальта, никеля, меди. Чтобы обеспечить прочное соединение крышки с керамическим основанием, плоскости их контактирования металлизуют молибдено-марганцевой пастой с последующим осаждением слоя никеля или меди. Крышку припаивают к основанию серебряным припоем.

Качество герметизации определяется скоростью натекания газов из внешней среды. Герметичность проверяют масс-спектрометрическим методом с помощью гелиевого течеискателя типа ПТИ-6 или ПТИ-7.

8.6. Краткая характеристика производственных площадей и оборудования

Размеры производственной площади для изготовления БГИС зависят от объема производства, трудоемкости и нормированного значения выхода годных. Требования, предъявляемые к условиям производства, определяют для каждого участка отдельно. Они должны соответствовать установленной инструкции по электронно-вакуумной гигиене предприятия электронной промышленности. При проектировании помещений для производства микросхем необходимо предусматривать дополнительную площадь для создания и поддержания чистоты в помещении, для контроля влажности и температуры воздуха в помещениях и на отдельных рабочих местах, дополнительное кондиционирование некоторых рабочих мест.

Количество оборудования рассчитывают исходя из общей трудоемкости по видам работ и годового фонда работы оборудования. В табл. 8.9, 8.10 приведены перечни оборудования для изготовления БГИС на основе толстопленочной и тонкопленочной технологий и указано количество необходимого оборудования.

В табл. 8.11 и 8.12 приведены технико-экономические характеристики производственных участков по изготовлению БГИС на базе толстопленочной и тонкопленочной технологий.

Таблица 8.9

Наименование оборудования для производства 1 млн. в год толстопленочных БГИС II—III степени интеграции	Марка	Количество, шт.
1. Координатограф	К-800	2
2. Фотокамера	ЭМ-503 или ПП-12	2
3. Контактно-копировальный станок	КП-10	3
4. Микроскоп	МБС-1	84
5. Микроскоп	УИМ-23	7
6. Микроскоп	УИМ-21	1
Фотомножительное и светокопировальное		
7. Установка для нормализованного про- вления		1
8. Установка для экспонирования	ОН-31	2
Сварочное		
9. Монтажно-сварочный стол с конден- саторным дозирующим устройством		21
10. Полуавтомат лазерный или лазерная установка	ЛУЧ-1П СУ-1	7 27
Контрольно-испытательное		
11. Прибор для определения удельной поверхности порошков	УСХ-2	1
12. Измеритель емкостей	Б9-4	2
13. Источник питания	ЛИПС-11-10	32
14. Цифровой вольтметр	В7-8	36
15. Микроамперметр	М-95	51
16. Выпрямитель	ВСМР-600	4
17. Мост сопротивлений	Р-336	5
18. Генератор	Г5-15	19
19. Осциллограф	С1-17	19
20. Камера холода	КТХБ-0.5	4
21. Камера тепла	КТВ-0,5	2
22. Полуавтомат для контроля номина- лов резисторов	ОН-272	2
23. Стенд для контроля электрических параметров	УПМ-2М	23
24. Полуавтомат для измерения статиче- ских параметров	ПАКТ-1	4
25. Прибор для контроля динамических параметров		2
Термическое		
26. Сушильный шкаф	Ш 005	3
27. Сушильный шкаф	Электродело № 3	27
28. Электропечь	УБ-237	10
29. Электропечь	УВП-1	4
30. Сушильный шкаф	19-324-000	1

Продолжение табл. 8.9

Наименование оборудования для производства 1 млн. в год толсто пленочных БГИС II—III степени интеграции	Марка	Количество, шт.	
Разное			
31. Полуавтомат для лужения армированных плат	С-93	2	
32. Маркировочный станок		4	
33. Установка для получения мелкодисперсного серебра		1	
34. Рабочий стол для фильтрации и просеивания		1	
35. Пастотерка		3	
36. Ванна травления алюминия		1	
37. Ванна горячей промывки		2	
38. Ванна холодной промывки		4	
39. Ванна осветления		3	
40. Ванна анодирования		2	
41. Ванна с красителем		2	
42. Пульт управления к ванне анодирования		2	
43. Пресс однокривошипный		К-2322	2
44. Пресс однокривошипный		К-230А	2
45. Виброустановка		ПР-376А	1
46. Ультразвуковая ванна	УЗВ-16М	3	
47. Ультразвуковой генератор	УЗГ-10У	2	
48. Шкаф вытяжной	ЗШ-НЖ	4	
49. Шкаф вытяжной	2Ш-НЖ	3	
50. Электрохолодильник	ЗИЛ	3	
51. Планетарная 4-местная мельница	М-36Л	1	
52. Установка для нанесения паст		13	
53. Скафандр для заливки	И0290002	14	
54. Скафандр для промывки и приклейки активных элементов	ОН-356	18	
55. Полуавтомат для армирования плат	ОН-214	2	
Итого		478	

Таблица 8.10

Наименование оборудования для производства 100 тыс. в год тонко пленочных БГИС	Марка	Количество, шт.
Оптико-механическое		
1. Микроскоп	ММИ-1	2
2. Микроскоп	МБС-1	23
3. Микроскоп	УИМ-21	1
4. Микроскоп	МИИ-4	1
5. Микроскоп	УИМ-23	1

Продолжение табл. 8.10

Наименование оборудования для производства 100 тыс. в год тонкопленочных БГИС	Марка	Количество, шт.
Фотомонтажное и фотокопировальное		
6 Координатограф	К-800А	1
7. Фотокамера	ЭМ-503	1
8. Контактно-копировальный станок	КП-10	1
9. Установка для совмещения и экспонирования	УСЭ-1	1
10. Установка светокопировальная двухсторонняя	ОН-31	1
Напылительное		
11. Установка вакуумного напыления	УВН-2М-2	6
12. Вакуумная установка	УВН-2М-1	2
Монтажное		
13. Сварочный стол с конденсаторным дозатором энергии	И0200002	4
14. Сварочная установка	СКИН или Контакт-3М	1
Контрольно-испытательное		
15. Прибор для контроля сопротивлений пленок (к УВН-2М-2)	КС-2	2
16. Омметр	М-218	1
17. Цифровой мост	Р-336	2
18. Измеритель емкости	Е12-1А	2
19. Прибор для контроля толщины пленок и скорости напыления	ИСТИ-1	2
20. Электрический потенциометр со шкалой температур 0...300° С	ЭПВ2-11А	5
21. Прибор для измерения удельного сопротивления резистивной пленки		1
22. Цифровой вольтметр		3
23. Частотометр	43-11	2
24. Вторичный эталон частоты	Г4-18А	2
25. Установка для измерения статистических параметров	ПАКТ-1	1
26. Генератор меток времени	ГМВ-45-7	1
27. Установка для измерения динамических параметров		1
28. Камера тепла	КТВ-0,5	1
29. Камера холода	КТХБ-0,5	1
30. Установка контроля герметичности методом гелиевого течеискателя		1
31. Установка контроля герметичности вакуумно-жидкостным методом		1

Продолжение табл. 8.10

Наименование оборудования для производства 100 тыс. в год тонкопленочных БГИС	Марка	Количество, шт
Термическое		
32. Печь вакуумная	МПВ-3	1
33 Сушильный шкаф	Электродело № 3	10
34. Сушильный шкаф с автоматической регулировкой температуры	11	5
Разное		
35. Установка для электрохимического никелирования		1
36. Ванна и приспособление для химиче- ского травления металлов		2
37. Ванна для проявления и обезжирива- ния		1
38. Центрифуга горизонтальная		4
39. Вытяжной шкаф	2Ш-НЖ	4
40. Вытяжной шкаф	3Ш-НЖ	4
41. Скафандр для лужения		10
42. Скафандр вспомогательный		5
43. Весы аналитические	АДВ-200М	1
44. Весы технические	Т-200	1
45. Ножницы гильотинные	НГ-1	1
46. Станок для маркировки	С-93	1
Итого		126

Таблица 8.11

Наименование производ- ственных участков изготовления Толсто пленочных БГИС с годовым выпуском 1 млн. шт.	Про- пускная способ- ность в смену	Основная производ- ственная площадь, м ²	Число работников		Количе- ство обо- родования	Категория помещения
			ИТР	основ- ных рабо- чих		
Изготовление фотосабло- нов	50 шт.	150	2	14	20	I
Изготовление трафаретов	50 шт.	70	1	18	9	I
Приготовление мелкодис- персных порошков:						
серебра	0,25 кг	—	—	—	—	—
окиси серебра	0,125 кг	—	—	—	—	—
палладия	0,125 кг	30	1	3	4	II
Приготовление паст	160 г	40	1	10	10	I
Металлизация	5 600 шт.	400	5	55	55	I
Входной контроль актив- ных элементов	20 000 шт.	180	2	38	49	II

Продолжение табл. 8.11

Наименование производственных участков изготовления толстопленочных БГИС с годовым выпуском 1 млн шт	Пропускная способность в смену	Основная производственная площадь, м ²	Число работников		Количество оборудования	Категория помещения
			ИТР	основных рабочих		
Изготовление корпусов	2 500 шт.	180	3	20	29	III
Сборка и монтаж микросхем	1 650 шт.	600	10	118	109	I
Контроль электрических параметров	1 800 шт.	175	2	26	143	I
Герметизация и маркировка	1 800 шт.	140	2	32	36	I
Климатические испытания	—	100	2	10	14	II
Итого . . .		2065	31	344	478	

Таблица 8.12

Наименование производственных участков изготовления тонкопленочных БГИС с годовым выпуском 100 тыс. шт.	Пропускная способность в смену, шт.	Площадь, м ²	Число работников		Количество оборудования	Категория помещения
			ИТР	основных рабочих		
Химико-заготовительный	600	30	1	8	17	II
Изготовление фотошаблонов	4	150	—	3	7	I
Изготовление масок	15	40	1	12	12	I
Фотолитографический	100	100	3	13	10	I
Вакуумно-напылительный	400	100	3	13	10	I
Сборка и монтаж микросхем	1 000	150	4	30	35	I
Маркировка и лакировка	350	40	1	4	7	II
Контроль электрических параметров	1 500	40	—	10	14	I
Климатические испытания	300	100	—	4	4	II
Входной контроль	5 000	60	2	8	5	II
Итого . . .		810	15	105	126	

Список литературы

- 8.1. Juter Electronique, 1971, 171 XII, № 32, p. 28.
- 8.2. Колесов Л. Н. Введение в инженерную микроэлектронику. М., «Сов. радио», 1974.
- 8.3. Гибридные интегральные схемы. — «Радиоэлектроника в 1975 г.» М., НИИЭИР, 1976 (обзор по матер. иностр. печати, вып. IV).
- 8.4. Куров Г. А., Жильков Э. А. Макроскопические поры в тонких пленках. — «Микроэлектроника». М., «Наука», 1972. т. 1, вып. 2.

8.5. Куров Г. А., Жильков Э. А., Хурошвили Ш. Г. Макроскопические поры в пленочных структурах металл—диэлектрик. — «Микроэлектроника». М., «Наука», 1973, т. 2, вып. 4.

8.6. Санторо С., Толливер Д. Многослойная металлизация для БИС. — В кн.: Технология толстых и тонких пленок. Под ред. А. Рейсмана и К. Роуза. М., «Мир», 1972.

8.7. Ченс Д., Уилкокс Д. Требования к металлокерамическим материалам многослойных структур с электронными приборами. — В кн.: Технология толстых и тонких пленок. Под ред. А. Рейсмана и К. Роуза. Пер. с англ. М., «Мир», 1972.

8.8. Данилин Б. С. Вакуумная техника в производстве интегральных схем. М., «Энергия», 1972.

8.9. Берри Р., Холл П., Гаррис М. Тонкопленочная технология. М., «Энергия», 1972.

8.10. Иванов-Есипович Н. К. Технология микросхем. М., «Высшая школа», 1972.

8.11. Гимпельсон В. Д., Родионов Ю. А. Тонкопленочные микросхемы для приборостроения и вычислительной техники. М., «Машиностроение», 1976.

8.12. Воженин И. Н., Сергеев В. С. Технология микросхем. М., «Сов. радио», 1973.

8.13. Бондаренко О. Е., Букреев И. Н., Воженин И. Н., Кандыба П. Е., Коробов А. И., Костаян Р. Х. Создание пассивных микросхем с RC-элементами. — В кн.: Микроэлектроника. Под ред. Ф. В. Лукина. Вып. 1, М., «Сов. радио», 1967.

8.14. Готра Э. Ю. Тонкопленочные резисторы микросхем. Львов, «Камень», 1976.

8.15. Гимпельсон В. Д., Родионов Ю. А. Тонкопленочные микросхемы для приборостроения и вычислительной техники. М., «Машиностроение», 1976.

8.16. Введение в фотолитографию. Под ред. В. П. Лаврищева. М., «Энергия», 1977.

8.17. Иванов Р. Д. Получение микросхем катодным распылением. М., «Сов. радио», 1973.

8.18. Грамм С. А., Васильева З. И., Шатрова Л. Е. Изготовление коммутационной платы для больших гибридных интегральных схем. — «Электронная техника. Сер. 3. Микроэлектроника», 1973, вып. 1 (41).

8.19. Попов В. И. Фракционирующие сплавы на основе меди и технология изготовления гибридно-пленочных микросхем. — «Электронная техника. Сер. 3. Микроэлектроника», вып. 1 (41), 1973.

СОКРАЩЕНИЕ ЦИКЛА ПРОЕКТИРОВАНИЯ И ПРОИЗВОДСТВА МЭА НА ОСНОВЕ МАШИННЫХ МЕТОДОВ

Начиная с начала 60-х годов в инженерной практике проектирования стали широко использовать вычислительные машины высокой производительности. Дальнейшим развитием этого направления является создание вычислительных систем машинного проектирования микроэлектронной аппаратуры.

При традиционных методах использования вычислительных средств разрабатывают программы для каждой конкретной задачи, отлаживают их и получают результаты счета, обычно в цифровом виде. Эти результаты, являясь исходными для анализа, требуют последующей ручной обработки. Использование вычислительных средств при этом требует от пользователя достаточно хорошего знания алгоритмических методов формулировки той или иной физической задачи и языков программирования.

Каждую программу обычно отрабатывают в течение длительного времени. Счет по таким задачам носит эпизодический характер. При этом не требуется организовывать хранение результатов счета в машинных архивах. Обработка результатов ручная; машинное получение документации при этом не предусматривается.

Резкое усложнение радиоэлектронной аппаратуры, выполненной на микроэлектронной элементной базе, и связанная с этим широкая номенклатура схем потребовали решения на ЭВМ новых задач схемотехнического и конструкторского проектирования, которые не могут быть выполнены старыми методами. В этом случае необходимо создавать специальное математическое обеспечение, позволяющее описывать входную информацию на привычном для схемотехника языке схемных связей с автоматическим разворачиванием этой схемы в математическую модель соответствующего класса.

Сложность решения такой задачи можно пояснить на примере. Схема средней сложности содержит несколько сотен пассивных (например, резисторов, конденсаторов, индуктивных катушек) и активных нелинейных элементов. Описать ее можно системой дифференциальных уравнений высокого порядка, что весьма трудоемко. Поэтому совершенно необходимо разрабатывать формальные методы, обеспечивающие автоматической перевод схем при их широкой номенклатуре в математические модели.

9.1. Принципы построения систем машинного проектирования

Основные особенности систем машинного проектирования. Автоматизация проектирования микроэлектронной аппаратуры потребовала поиска принципиально новых методов компоновки и разме-

щения элементов и компонентов, а также проектирования топологии схемных цепей связи.

Потребовалось также создание специального математического обеспечения и периферийного оборудования, обеспечивающих выпуск конструкторской документации. Трудоемкость основных операций при производстве ячеек и блоков микроэлектронной аппаратуры обусловила автоматизацию ряда основных технологических операций изготовления и контроля.

Помимо этого оказалось необходимым создавать машинные архивы для длительного хранения всей информации, ее информационную увязку и возможности пополнения и редактирования этой информации.

Развитие математических методов, совершенствование вычислительных машин и периферийного оборудования позволяют решать все эти задачи на основе системного подхода.

Таким образом, к основным особенностям систем машинного проектирования можно отнести следующие:

1. Наличие специальных проблемно-ориентированных языков, позволяющих просто описывать схемы заданного класса на уровне электрических элементов и цепей связи, задавать форматы документации и описывать модели и конструкции на различных уровнях.

2. Наличие универсального математического обеспечения и библиотек базовых элементов, позволяющих разворачивать схему заданного класса в математическую модель и осуществлять процедуры ее автоматизированного проектирования, выпуска документации и управляющей информации для автоматизированного производства на высокопроизводительном оборудовании.

3. Наличие архивов машинной информации для хранения, поиска и редактирования входной, выходной документации и промежуточных данных проектируемого устройства.

4. Сквозной процесс проектирования при едином входном задании и автоматизации информационного обмена между отдельными программами проектирования.

5. Наличие выходных графических построителей и буквенно-цифровых печатающих устройств для выпуска документации и исполнительных технологических автоматов, предназначенных для изготовления и контроля микроэлектронной аппаратуры.

Системы, предназначенные для машинного проектирования, должны базироваться на высокопроизводительных вычислительных комплексах с хорошо развитой оперативной и внешней памятью и алгоритмическими языками различного уровня для создания их математического обеспечения. Чтобы рабочие программы машинного проектирования были универсальными, компактными и с высоким быстродействием, их следует выполнять на машинно-ориентированных языках.

Современные системы машинного проектирования строят в учете простоты и доступности языков заданий схем, а также терминов схемотехников и конструкторов, позволяющих отображать

на графических автоматах и дисплеях результаты проектирования и оперативно формировать задания на проектирование и их редактирование.

Общая архитектура систем. При машинном проектировании достаточно четко определились два класса задач, требующих для своего решения различной архитектуры вычислительного и исполнительного оборудования.

Задачи первого класса связаны с подготовкой заданий, их первичной обработкой, хранением и контролем всей информации в машинных архивах, выпуском документации и управляющей информации для производства. Задачи второго класса — собственно проектирование — связаны с выполнением программ моделирования и анализа схемных и конструкторских решений, программ синтеза структуры и параметров проектируемых схем, а также проектированием компоновок и топологии монтажных соединений.

Соответственно вычислительный комплекс системы машинного проектирования целесообразно строить по иерархическому принципу с комплексированием вычислительных машин различного уровня (рис. 9.1).

Для решения задач первого класса используют вычислительные машины средней производительности (периферийный процессор) с хорошо организованным архивом большой емкости на магнитных барабанах (МБ) и лентах (МЛ) или дисках (МД), с набором специализированных исполнительных устройств и устройств ввода—

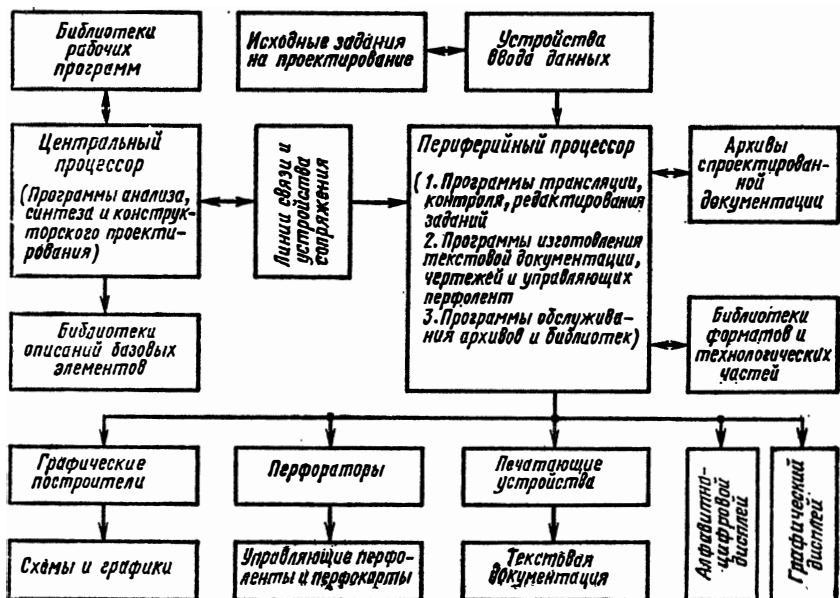


Рис. 9.1. Вариант структуры вычислительного комплекса системы машинного проектирования.

вывода. В состав этого оборудования должны входить устройства ввода с перфокарт и перфолент, ленточные и перфокарточные устройства вывода, быстрые графические построители и алфавитно-цифровые печатающие устройства. При необходимости в состав периферийного оборудования могут быть включены графические и алфавитно — цифровые дисплеи, обеспечивающие оперативное взаимодействие пользователя с системой. Для решения задач второго класса нужны вычислительные машины высокой производительности (центральный процессор) с большой оперативной памятью и штатным набором устройств ввода и вывода. Вычислительные машины аппаратно связаны между собой линиями обмена.

Следует отметить, что для периферийного процессора наиболее эффективен режим работы, позволяющий одновременно удовлетворять заявки на ввод, вывод и отображение информации по нескольким каналам. Для центрального же процессора наиболее рационален пакетный режим работы, при котором отработанные на периферийной машине задания на проектирование ранжируются загрузчиком и последовательно обсчитываются на центральном вычислителе.

Рассмотренная структура вычислительной системы (см. рис. 9.1) выгодна, во-первых, с точки зрения рационального использования вычислительных возможностей современных машин, во-вторых, с точки зрения организации вычислительного процесса.

Подготовка, отображение и редактирование данных достаточно длительный процесс, и вместе с тем, мало зависящий от быстродействия ЭВМ. Скорость выполнения операций здесь в основном лимитируется быстродействием исполнительных устройств. При быстродействии ЭВМ порядка 10^6 операций в секунду она может обеспечивать в мультипрограммном режиме до нескольких десятков медленных каналов. Загружать подобными функциями ЭВМ высокой производительности нерационально. Задачи же собственно проектирования требуют предельного использования быстродействия ЭВМ; при их решении, как правило, полностью используется оперативная память ЭВМ. Рассмотренная структура и предусматривает распределение функций между двумя классами вычислителей.

С другой стороны, процесс машинного проектирования весьма сложен и имеет ряд специфических особенностей. К таким особенностям следует отнести организацию учета и хранения информации на машинных носителях, многообразие достаточно сложных устройств высокой надежности, связанных с выпуском документации и управляющей информации на перфокартах и перфолентах, наличие широкого круга пользователей и различных форматов заданий. Подобный состав задач машинного проектирования делает сам вычислительный процесс существенно отличным от привычного вычислительного процесса на универсальных ЭВМ и требует соответствующей подготовки обслуживающего персонала вычислительных центров, а также отработки различных методик и процессов.

Рассмотренная структура позволяет все вопросы эксплуатации системы машинного проектирования полностью сосредоточить на

специализированной для этих целей периферийной ЭВМ. Центральный вычислитель при этом работает в обычном штатном режиме и является поставщиком вычислительных ресурсов для системы машинного проектирования, как и любых других абонентов.

Несомненно, что система машинного проектирования принципиально может быть построена и на одной ЭВМ. В этом случае в зависимости от производительности вычислительной машины на систему могут быть возложены те или иные ограниченные задачи машинного проектирования.

Этапы и уровни проектирования. При разработке комплексов микроэлектронной аппаратуры характерными являются три основных этапа проектирования: 1) системное, 2) функциональное и 3) техническое.

При системном проектировании выбирают структуру аппаратуры, разбивают ее на функционально законченные узлы, выбирают систему элементов и базовых конструкций, определяют информационный обмен между блоками и разрабатывают частные ТЗ на их проектирование. С точки зрения машинного проектирования для этого этапа характерно отсутствие регламентированного технологического процесса проектирования с формализованными вычислительными процедурами.

При функциональном проектировании разрабатывают принципиальные схемы радиоэлектронной аппаратуры и выбирают ее параметры и структуру. Принципиально этот этап можно формализовать и свести к моделированию и анализу схем, а при более высоком уровне машинного проектирования — к параметрическому синтезу аналоговых схем и структурному синтезу схем цифровых автоматов.

Техническое проектирование — этап конструкторского синтеза. На этом этапе решают задачи компоновки и размещения элементов, проектирования печатного монтажа и проводных цепей связи для аппаратуры всех уровней (микросхемы, ячейки, блоки и т. д.). При проектировании микросхем могут решаться также задачи синтеза конструкций активных и пассивных элементов ИС. Этап технического проектирования завершается выпуском технической документации. Этот этап практически может быть полностью формализован. При автоматизации этого процесса, помимо выпуска технической документации, обеспечивается также выпуск управляющей информации на машинных носителях для автоматизированного изготовления аппаратуры и ее контроля.

Таким образом, машинными способами практически могут быть реализованы этапы функционального и технического проектирования. При этом как на одном, так и на другом этапах возможны два уровня проектирования. На первом уровне предполагается итерационный цикл проектирования с участием разработчика, на втором — автоматический синтез по заданным критериям.

С точки зрения алгоритмов и программ функциональное и техническое проектирование решают принципиально различные задачи.

При машинном проектировании РЭА можно ввести следующую классификацию: аналоговая аппаратура; цифровая аппаратура; аппаратура СВЧ.

Функциональное проектирование аппаратуры приведенных классов следует строить на различных принципах с использованием различных форм заданий, математических методов и организации вычислительного процесса. Методология же технического проектирования для указанных классов аппаратуры имеет много общих черт, связанных главным образом с алгоритмической общностью задач компоновки, размещения и проектирования монтажных соединений и выпуском документации.

9.2. Системы технического проектирования

Состав задач. Условием для перехода к формальному процессу технического проектирования является алгоритмическая определенность конструкций всех уровней. Для различных классов аппаратуры и уровней проектирования это понятие имеет различное содержание.

Простейшим и наиболее часто встречающимся является случай, когда конструкции элементов всех уровней выбраны (базовые конструкции). Более сложным является случай, когда конструкция элемента того или иного уровня синтезируется на основании определенных алгоритмических правил. И тот, и другой случай являются алгоритмически определенными. В первом случае описание конструкции «жесткое» и задается таблично, во втором — конструкция проектируется на основе синтеза геометрических размеров элемента по заданным критериям проектирования (параметрический синтез конструкции).

При техническом проектировании цифровых и цифроаналоговых схем со средней степенью интеграции характерна табличная форма задания базовых конструкций. Синтез конструкции можно использовать при проектировании полупроводниковых сравнительно несложных ИС (проектирование топологии ИС) и полосковых СВЧ устройств. В последнем случае может возникать итерационная связь между циклами технического и функционального проектирования, поскольку изменение геометрических параметров изменяет функциональные параметры синтезируемого устройства.

В процессе технического проектирования решаются задачи двух типов: собственно проектирования (конструкторского синтеза); выпуска технической документации и управляющей информации для автоматизированного производства, отображающие в документальной форме результаты конструкторского синтеза.

При решении задач первого типа получают абстрактное (кодовое) представление о синтезируемой конструкции, поэтому в литературе по методам формального проектирования часто используют термин «проектирование топологии». Выходная информация при

решении задач второго типа содержит уже развернутые геометрические параметры проектируемого устройства.

В качестве основных задач конструкторского синтеза аппаратуры могут быть названы следующие:

1. Распределение функциональных или конструктивных базовых элементов низшего уровня по конструктивным элементам более высокого уровня (синтез компоновки или покрытия). Характерным примером задачи этого типа является компоновка простейших функциональных элементов логических схем типа И, ИЛИ, НЕ в корпусах цифровых ИС средней степени интеграции, компоновка множества субблоков или ячеек в блоки и т. д.

2. Расстановка заданного множества элементов низшего уровня для получения конструкции более высокого уровня (синтез размещения элементов). Примером такой задачи является расстановка цифровых и аналоговых бескорпусных ИС на монтажном поле подложки гибридной ИС, размещение корпусов микросхем на монтажном поле платы, расстановка ячеек в блоке и т. д.

3. Распределение внешних и внутренних коммутационных контактов для присоединения схемных цепей (задача назначения контактов). Примером такой задачи может служить распределение внешних контактных площадок ИС или контактов внешнего разъема ячейки для подключения тех или иных схемных цепей, назначение номеров электрических цепей внутренним переходом ячейки и т. д.

4. Проектирование монтажных соединений (синтез топологии соединений). Эта задача является одной из центральных и трудоемких в процессе конструкторского синтеза. В число характерных задач этого класса входит проектирование топологии соединений между кристаллами на подложке ИС, печатного монтажа многослойных печатных плат, проектирование внутриблочных и межблочных угловых соединений и т. д.

5. Проектирование конструкций элементов (синтез геометрических размеров элементов заданной структуры). Примером такой задачи является проектирование топологии активных и пассивных элементов ИС, проектирование полосковой платы и т. д.

Поясним суть методики проектирования на примере конструирования микрополосковой СВЧ линии. Полосковая линия с точки зрения конструкторского синтеза представляет собой набор определенных, сопряженных между собой плоских геометрических фигур. Входным заданием структуру синтезируемого тракта определяют в виде графа, вершины которого отображают геометрические фигуры, а ребра — связь между ними. Если все геометрические размеры элементов, включая их ориентацию, известны, задача сводится к прямому развертыванию заданной структуры в геометрическую информацию, необходимую для воспроизведения микрополосковой схемы. Задача существенно меняется, если задается структура полоскового тракта, а ряд ее геометрических размеров является предметом синтеза. При этом синтез выполняется в итерационном цикле с функциональным проектированием (рис. 9.2). На рис. 9.2:

X — система варьируемых геометрических размеров, подлежащих синтезу; $S(\bar{x})$, $\bar{G}(\bar{x})$ — выходные характеристики модели, воспроизводящей электродинамические процессы, протекающие в полосковой линии; $S(\bar{x})$ — целевая функция синтеза; $\bar{G}(\bar{x})$ — функции условий; \bar{G}_0 — система ограничений, накладываемых на выходные характеристики проектируемого тракта.

Задача параметрического синтеза заключается в выборе среди множества значений геометрических размеров некоторых значений, удовлетворяющих условию максимума или минимума целевой функции при накладываемых ограничениях ($G(x) \leq G_0$). В качестве целевой функции можно использовать значение коэффициента передачи полосковой линии на основной частоте, в качестве ограничений — общие размеры размещения полосковой линии, требования к ширине полосы пропускания и т. д. Заметим, что методология синтеза как в части формальной постановки задачи (выбора критериев синтеза), так и описание самих процедур поиска достаточно сложна и не может быть изложена в пределах данной главы.

Рассмотрим основные типовые документы, изготавливаемые по результатам конструкторского синтеза. К ним относятся: 1) технологическая документация на машинных носителях (перфокарты, перфоленты и т. д.); 2) техническая документация, выполняемая на графических или алфавитно-цифровых печатающих устройствах.

Технологическая документация содержит информацию, необходимую для управления программными автоматами, выполняющими определенные производственные операции. Наиболее характерными автоматизированными процедурами при производстве аппаратуры являются:

- изготовление фотшаблонов слоев ИС и печатных плат;
- изготовление переходных контактов и крепежных отверстий;
- сборка ячеек (распределение элементов и присоединение компонентов на лицевых сторонах подложек или плат);
- контроль монтажных соединений на соответствие исходной электрической схеме;

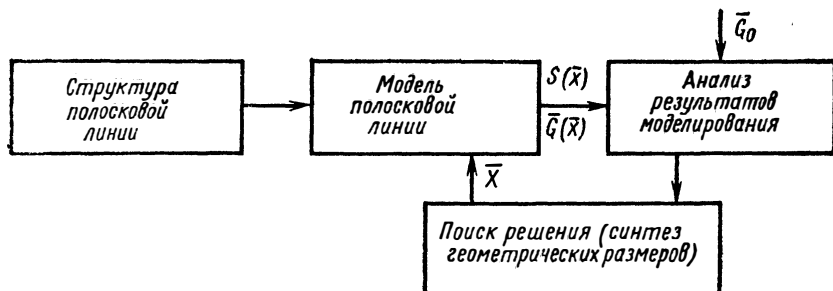


Рис. 9.2. Схема синтеза геометрических размеров элементов полоскового тракта заданной структуры.

— тестовый контроль собранной ИС или ячейки на соответствие ее функциональному назначению.

Заметим, что разработка контрольного теста не является предметом конструкторского синтеза. Однако исходя из соображения комплектности документации целесообразно документацию по контрольному тесту выпускать совместно со всей документацией, а необходимую информацию для этого получать на этапе функционального проектирования.

Техническая документация содержит графическую или текстовую информацию, необходимую как для эксплуатации аппаратуры, так и для определенных этапов ее производства. В число наиболее характерных документов этого типа входят: электрические схемы, сборочные чертежи, таблицы соединений, спецификации.

Электрические схемы, выполняемые графически, содержат схемные соединения и полный состав элементов. Сборочные чертежи содержат информацию о размещении всех элементов и компонентов на монтажном поле подложки ГИС или печатной платы той или иной конструкции. Таблицы соединений определяют позицию любого контакта и номер (окраску) его цепи. При этом группы контактов одного потенциала обычно объединяют в одно подмножество элементов. Спецификации содержат сводную информацию о типах и числе элементов, используемых в проектируемой аппаратуре.

Типовые структурные схемы. Рассмотрим в качестве типовой структурную схему технического проектирования многослойных печатных плат (рис. 9.3), широко используемых в цифровой аппаратуре. Аналогичным будет и проектирование многослойной подложки БГИС, на которой должны быть размещены кристаллы.

На основе печатной платы после присоединения ИС конструируется ячейка того или иного функционального назначения. Обычно конструкции ячеек унифицируются. Число унифицированных конструкций (типоразмеров) при этом предельно сокращается, что существенно упрощает как сам процесс проектирования, так и технологию их изготовления. В пределах этих типоразмеров проектируется множество ячеек различного функционального назначения. Номенклатура этих ячеек весьма многообразна. Число различных по функциональному назначению ячеек может достигать многих сотен. Поскольку каждая из них требует выпуска полного комплекта документации, становится очевидным, что их проектирование составляет один из центральных вопросов конструкторского синтеза аппаратуры в целом.

Существует ряд технологических методов изготовления печатных плат [9.1, 9.2]. Каждый из них имеет свои требования и ограничения, относящиеся к форме элементов печатного монтажа, производственным допускам, числу допустимых слоев, принципам послойного формирования трасс, методам межслойной коммутации и т. д. Соответственно в каждом конкретном случае алгоритмы и программы конструкторского проектирования должны соответствовать указанным требованиям. В пределах данной главы не представляется

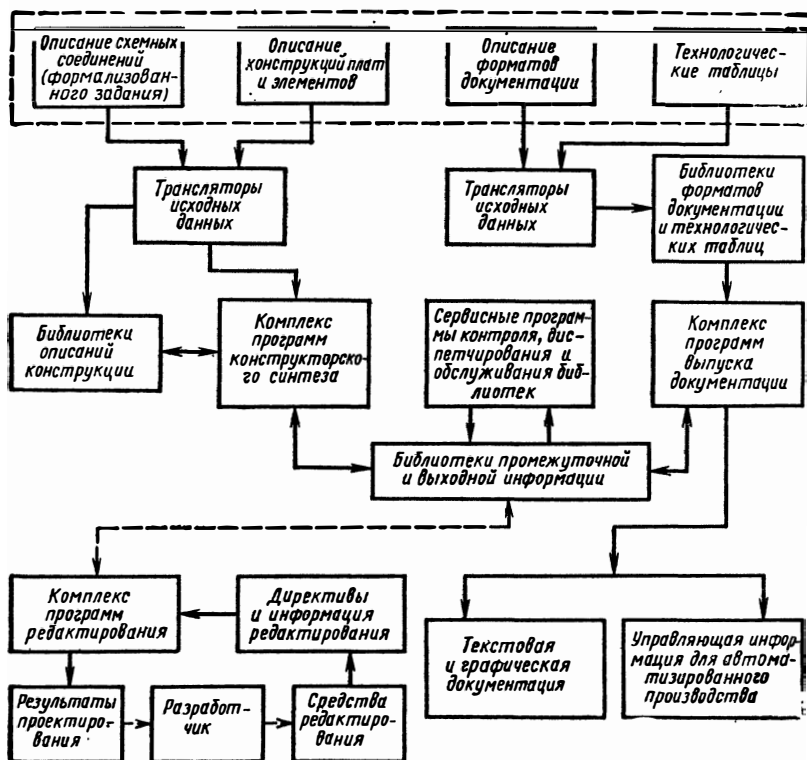


Рис. 9.3. Структурная схема технического проектирования.

возможным классифицировать все эти требования и тем более описать алгоритмы проектирования.

Отметим лишь, что в состав системы проектирования в данном случае обязательно включаются программы синтеза размещения элементов и назначения (окраски) контактов, а также проектирование монтажных соединений. Состав технологической документации определяется составом автоматов технологической линии. Приведенный на с. 274 состав технической документации является типичным для подобной системы проектирования.

Остановимся на основных вопросах, связанных с принципами организации вычислительного процесса.

Система имеет два основных входа. На первый вход подается информация для конструкторского синтеза, на второй — информация, необходимая для выпуска комплекта документации. Рассмотрим состав исходной информации на первом входе. Базисом проектирования являются описания конструкций самой платы, а также всех возможных элементов, входящих в проектируемые ячейки. Таким образом, в рассматриваемом случае этот базис двухуровневый. Первый уровень включает описания конструкции платы (описания

сание типоразмера), второй уровень — описание конструкций элементов, размещенных на поле платы (описание элемента). Приведем примерное содержание этих описаний.

Описание типоразмера включает в свой состав код типоразмера, его габаритные размеры, описание крепежа платы и возможных посадочных мест компонентов. Посадочные места входят в описание типоразмера при строгой их фиксации. При произвольном размещении компонентов эта позиция отсутствует. В свою очередь габаритные размеры описываются координатами точек поворота габаритных линий, крепеж платы содержит список кодов крепежных отверстий с координатами их размещения. Описание возможных посадочных мест платы состоит из таблиц геометрических координат узлов, в которых возможна установка компонентов.

Описание конструктивного элемента включает код элемента, списки кодов контактов и координат их размещения. В описание элемента могут также входить все геометрические размеры внутренних соединений элемента, подлежащих вычерчиванию, а также габаритные размеры. Все геометрические размеры и координаты, входящие в описание элемента, задаются относительно базовой точки элемента.

На основе этих описаний формируется библиотека описаний конструкций, пополняемая по мере появления новых конструкций плат и элементов. На уровне этого конструкторского базиса описывается формализованное задание конкретной ячейки.

Формализованное задание включает десятичный номер ячейки, код типоразмера, список кодов элементов, описание контактов каждого элемента, ориентацию элемента и координаты его размещения на поле платы. Две последние позиции в структуре формализованного задания не обязательны, присутствие их является указанием разработчика на принудительное размещение и ориентацию элемента. Схемные соединения в рассматриваемом задании представлены описанием контактов. Описание контактов представляет собой упорядоченный по номерам контактов список окрасок контактов. Под окраской понимается номер цепи, подключаемой к данному контакту. Помимо этого в состав задания могут включаться всевозможные директивные указания, связанные с выбором метода проектирования, типом выходных устройств, составом выходной документации, технологическими ограничениями, сеткой проектирования и т. д.

На основе рассмотренного состава информации на первом входе формируется топология начального рабочего поля платы и выполняются процедуры проектирования с помощью универсальных программ конструкторского синтеза. Результаты проектирования хранятся в библиотеках промежуточной и выходной информации. Далее эта информация поступает на вход комплекса программ выпуска технической документации, при этом используются дополнительные данные о форматах документации и всевозможные технологические требования, оформленные в виде специальных таблиц.

Описание форматов документации содержит данные о порядке размещения информации на листах текстовых документов, а также постоянную информацию об оформлении паспорта листов. Технологические таблицы содержат информацию о соответствии между кодами топологического представления всех элементов и символов чертежа и их геометрическими образами, необходимую для изготовления фотошаблонов, электрических схем и т. д. Помимо этого в технологические таблицы входят данные для формирования геометрической информации, связанной с оформлением отдельных слоев печатной платы, ее маркировкой и т. д. В результате использования этой дополнительной информации документация на машинных носителях и бумаге приобретает вид, полностью соответствующий принятым в производстве нормам.

На рис. 9.3 отоброжен еще один рабочий цикл, свойственный в той или иной степени современным системам машинного проектирования — цикл редактирования. Он осуществляется с помощью специальной диалоговой системы «разработчик — ЭВМ», которая обеспечивает отображение в графической или текстовой форме результатов конструкторского синтеза и с помощью специального языка директив вносит соответствующие редактирующие поправки. Для оперативного редактирования в состав диалоговой системы могут включаться алфавитно-цифровые и графические дисплеи.

В рассматриваемой системе машинного проектирования печатных плат редактированию могут подлежать результаты проектирования, расстановки элементов и топологии печатного монтажа. Следует заметить, что вмешательство человека в процесс проектирования нежелательно, так как оно вносит дополнительные ошибки. По мере совершенствования алгоритмов конструкторского синтеза степень редактирования сокращается. При решении задач конструкторского синтеза цифровых ячеек вполне реально построение алгоритмов, полностью исключающих вмешательство человека в промежуточные результаты проектирования. Роль пользователя системы при этом сводится только к формированию исходных данных.

Некоторые особенности технического проектирования аналоговой и цифроаналоговой аппаратуры. Рассмотренный процесс технического проектирования (см. рис. 9.3) является характерным для микроэлектронных схем, выполняемых на готовых стандартных элементах. Специфика проектирования схем различного класса связана здесь с изменением номенклатуры этих элементов. При проектировании цифровой аппаратуры число типовых конструкций относительно невелико. Поэтому, как правило, для машинного проектирования этой аппаратуры применимы практически все рассмотренные формальные процедуры.

При проектировании аналоговой и цифроаналоговой аппаратуры номенклатура этих элементов существенно возрастает, что устраняет, а иногда исключает возможность использования ряда рассмотренных процедур. Рассмотрим эти ограничения.

1. Аналоговые элементы ячеек или гибридных ИС имеют самые различные размеры. Поэтому помимо задачи размещения возникает проблема «упаковки» элементов разнообразной конфигурации на ограниченном поле подложки ИС или платы. При этом еще следует учитывать соображения электрической совместимости различных компонентов. Поскольку все эти требования разноречивы и трудно формализуемы, то задачи размещения элементов зачастую решают полностью или частично «вручную». Рассмотренный язык задания предусматривает такую возможность.

2. При наличии элементов разной конфигурации их контактные площадки располагаются на поле платы нерегулярно. Алгоритмические эти трудности преодолимы, и программы трассировки могут синтезировать топологию соединений. Проблема связана с контролем пленочного или печатного монтажа платы в производстве. Дело в том, что этот контроль осуществляется с помощью контактирующего устройства. В рассмотренной ситуации каждой плате должно соответствовать свое контролирующее устройство. Задачу можно решать, строго фиксируя возможные места расположения контактов, унифицируя конструкции внешних выводов компонентов. Это достаточно сложно, поэтому в ряде случаев формальную процедуру выпуска информации контроля монтажа платы не используют.

9.3. Системы функционального проектирования

Состав задач и основные принципы. Как было сказано в § 9.1, под функциональным проектированием будем понимать процесс синтеза принципиальной схемы устройства или СВЧ тракта.

Под функциональным проектированием устройства следует понимать решение следующих двух основных задач:

— выбор структуры устройства или структурный синтез устройства;

— выбор числовых значений параметров устройства (схемы) внутри заданной структуры или параметрический синтез устройства заданной структуры.

Под структурой следует понимать совокупность элементов устройства, связанных между собой информационными связями. Под параметром любое численное выражение характеристики элемента структуры. В электрических схемах элементами структуры могут являться емкость, индуктивность, сопротивление, нелинейные источники и т. д. В СВЧ устройствах — элементы СВЧ трактов, элементы излучения, среды и т. д. В логических цепях — логические элементы, описываемые булевыми выражениями. Соответственно параметрами электрических схем являются числовые значения указанных элементов (сопротивления, емкости и т. д.). Параметрами СВЧ устройств могут являться геометрические характеристики элементов тракта, численные значения фазовых и амплитудных распределений токов на излучателях, диэлектрическая постоянная и магнитная проницаемость сред и т. д.

В логических цепях понятие параметров вырождается, поскольку вырождается понятие числа, которым описывается параметр. Поэтому предметом проектирования электрических цепей и СВЧ трактов является структурный и параметрический синтез, а предметом проектирования логических цепей — только структурный синтез.

Рассмотрим типовую схему функционального проектирования (рис. 9.4). Вначале выбирается исходная структура устройства, на ее базе собирается макет. Перебором параметров макета подбирается их совокупность, в наибольшей степени удовлетворяющая исходным техническим требованиям (критериям синтеза при заданных входных воздействиях). Если изменение параметров заданной структуры не дает приемлемого решения, выбирается новая структура и т. д., до получения требуемого результата.

Если не удастся получить приемлемого решения среди обозримого числа структур, пересматриваются критерии синтеза и входные воздействия. Таким образом, функциональное проектирование устройства является достаточно сложным итерационным процессом, включающим следующие основные процедуры:

- формирование критериев синтеза и входных воздействий;
- выбор структуры устройства;
- формирование макета по заданной структуре;
- определение совокупности параметров, подлежащих вариации;
- организация перебора варьируемых параметров.

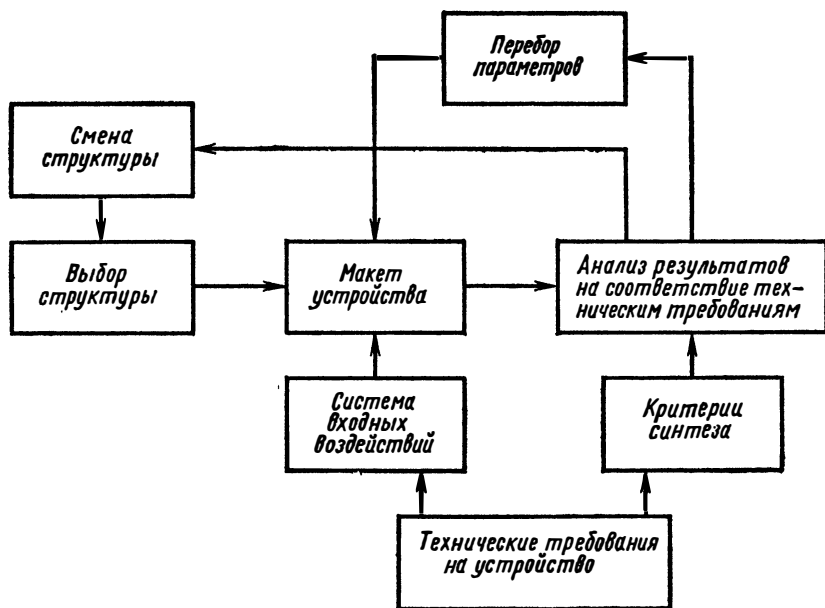


Рис 9.4. Типовая структурная схема функционального проектирования.

Рассмотрим приведенные процедуры с точки зрения возможности и целесообразности их формализации при машинном проектировании.

Формирование критериев синтеза и входных воздействий является по существу постановкой задачи проектирования и является прерогативой разработчика. Осуществляется оно обычно на основе требований технического задания по проектированию. Выбор структуры (структурный синтез) для электрических схем и СВЧ устройств также является трудно формализуемой процедурой. Можно создавать типовые структуры и перебирать их по определенным правилам, но создавать новые структурные схемы пока еще может лишь инженер. Структурный синтез цифровой аппаратуры возможен для большого класса логических схем.

Формирование макета по заданной структуре является одной из наиболее трудоемких процедур. Ее формализация — основа машинного проектирования. При этом создается универсальное математическое обеспечение, позволяющее разворачивать схемное описание структуры устройства определенного класса, заданного на уровне библиотечных базовых элементов, в его математическую модель.

Параметры, подлежащие вариациям, обычно определяет разработчик схемы, однако принципиально можно сформулировать алгоритм, автоматически выбирающий это множество, например, по критерию чувствительности схемы к изменению того или иного параметра. Здесь следует решать вопрос о целесообразности алгоритмизации этой процедуры.

Наконец, рассмотрим задачу организации перебора варьируемых параметров для получения наилучших решений с точки зрения заданных критериев. Эта процедура составляет основу параметрического синтеза. Совокупность варьируемых параметров образует ограниченное метрическое пространство поиска. Выходные функции проектируемого блока, формируемые на этом базисном пространстве, обычно не имеют разрыва. Наличие метрики и гладкость функций позволяют организовать направленный поиск решений. Благодаря этому процедура перебора варьируемых параметров принципиально формализуема. Создание универсального математического обеспечения для реализации этой процедуры — задача сложная. Первой предпосылкой для возможности организации направленного поиска является условие получения достаточно быстрой решаемой на ЭВМ математической модели.

Методология параметрического синтеза является специальным вопросом и рассмотрению в данной главе не подлежит. Частично теория поиска рассматривается в разделах современной математики (методы линейного и нелинейного программирования).

Таким образом, при функциональном проектировании электрических схем и СВЧ устройств возможны два основных уровня машинного проектирования: математическое моделирование устройства; параметрический синтез устройства. В обоих случаях осно-

вой проектирования является математическая модель, однако уровни и методология проектирования существенно различны.

При моделировании поиск конкретных решений не формализован и является основной задачей проектировщика. Области поиска определяются прикидочными расчетами с последующим моделированием различных вариантов внутри этих областей, анализом полученных решений и принятием наиболее рациональных вариантов.

При параметрическом синтезе поиск и принятие решения осуществляются на основе специально разрабатываемого алгоритма. При этом разработчик должен сформулировать ряд дополнительных требований, связанных с организацией процедур поиска. К числу этих требований относятся: математическая формулировка критериев синтеза, выбор шага поиска в пространстве варьируемых параметров, выбор метода поиска и т. д. Задача эта достаточно сложная и конкретная для каждой синтезируемой схемы. При создании систем машинного проектирования необходимо разрабатывать ряд универсальных процедур, позволяющих автоматизировать поиск решений.

Функциональное проектирование цифровых схем также может идти двумя путями:

- математическое моделирование схемы,
- структурный синтез логического устройства.

В первом случае основой проектирования является математическая модель. Техника проектирования при этом близка к рассмотренной для электрических схем с той разницей, что поиск решения осуществляется только изменением структуры модели.

При структурном синтезе логическая схема проектируемого устройства получается автоматически по исходному описанию алгоритма ее работы. В этом случае конкретные реализации зависят от дополнительных требований, налагаемых разработчиком, от используемых алгоритмов синтеза и базисной системы элементов.

Функциональное проектирование электрических схем. С точки зрения машинного проектирования схемы удобно классифицировать по характеру протекающих в них физических процессов и методам их математического описания. Исходя из этого под электрической схемой следует понимать схему, включающую в свой состав элементы с сосредоточенными постоянными, информационные связи между которыми определяются токами и напряжениями, текущими в ее цепях. Процессы, протекающие в таких цепях, в каждый момент времени могут быть описаны уравнениями Кирхгофа, составляющими основу для математической модели.

В состав схем входят два основных класса элементов:

— простые элементы типа сопротивления, индуктивности, емкости (R , L , C);

— сложные элементы (линейные и нелинейные).

Простые элементы не требуют предварительного описания записи в библиотеку. Сложные — нужно предварительно

описывать в виде эквивалентных моделей и, как правило, представлять в библиотеке базовых элементов на уровне стандартных процедур. Сложные линейные элементы — это совокупность R , L , C -элементов; к их числу относятся линейные фильтры, трансформаторы, индуктивные катушки и т. д. Эти элементы могут быть представлены в библиотеке в виде эквивалентных схем, хотя это и не обязательно, поскольку они могут быть развернуты непосредственно в исходной схеме. Сложные нелинейные элементы помимо R , L , C включают в свой состав также нелинейные элементы, входы и выходы которых связаны определенной функциональной (нелинейной) зависимостью. К таким элементам относятся в первую очередь диоды и транзисторы. В библиотеке они обычно представляются также эквивалентными схемами (типа Эберса—Молла), содержащими кроме R , L , C внутренние источники тока и напряжения

В системах машинного проектирования электронных схем могут обеспечиваться следующие основные режимы моделирования: 1) динамическое моделирование; 2) статическое моделирование; 3) частотно-временной анализ.

В режиме динамического моделирования рассчитываются переходные процессы. Для этих целей на исследуемую схему в заданных точках подаются типовые воздействия. Математическая модель воспроизводит динамические процессы, протекающие в схеме, и выдает в требуемых точках значения напряжений и токов в виде временной зависимости. Из указанных трех режимов этот является наиболее трудоемким, поскольку требует полного описания схемы с учетом всех нелинейностей при достаточно мелком шаге интегрирования.

В режиме статического моделирования рассчитываются значения токов и напряжений в различных точках схемы при условии, что входные воздействия постоянны и заданы в виде определенных констант. По существу задача сводится к определению коэффициентов передач между отдельными точками схемы, т. е. к получению функциональных зависимостей между значениями входных и выходных сигналов. Задача существенно проще решаемой в динамическом режиме, поскольку в режиме постоянного тока модель упрощается из-за исключения индуктивностей и емкостей, а число точек временной зависимости сводится к одной.

В режиме частотно-временного анализа могут рассчитываться следующие основные характеристики схемы: амплитудно-фазочастотные характеристики линеаризованных схем; спектральные составляющие переходного процесса для нелинейных схем.

При расчете частотных характеристик линеаризованных схем все нелинейные элементы исключаются и заменяются коэффициентами передач. Существует ряд алгоритмов для реализации этой задачи:

1. Подача на вход гармонического воздействия различной частоты и вычисление комплексных амплитуд напряжений и токов.

2. Обработка отклика (Фурье-преобразование) моделируемой схемы на импульсное воздействие.

3. Предварительное преобразование схемы с целью получения передаточной функции в аналитическом виде с последующим вычислением частотных характеристик.

В первых двух случаях частотные характеристики получаются прямым экспериментом на рабочей модели.

В третьем случае вводится специальный алгоритм анализа модели для получения ее передаточной функции в аналитическом виде. Для схем с большим числом R , L , C -элементов задача эта достаточно сложна и не всегда реализуема. Поэтому предпочтительнее прямые методы частотного анализа, которые являются универсальными.

Расчет спектральных составляющих переходного процесса для нелинейных схем методически соответствует второму из рассмотренных алгоритмов. Различие заключается в составе самой модели, в которую включаются все нелинейные элементы схемы.

В системах машинного проектирования достаточно просто реализуются методы статистического моделирования, дающие широкие возможности разработчику для анализа разрабатываемых схем. Для этих целей во входном языке предусматривается задание законов распределения интересующих параметров элементов схем (R , L , C , крутизна и т. д.), а также число требуемых реализаций со случайными изменениями параметров модели. По этим данным на каждом цикле моделирования элементы модели модифицируются по случайному закону и производится расчет для одного из рассмотренных режимов. Число циклов обычно выбирают в соответствии с имеющимся машинным временем.

Функциональная схема обрабатывается в итерационном цикле «разработчик—машина». Число обращений при отработке одной схемы может исчисляться многими десятками. Поэтому необходимо рационально организовать вычислительный процесс. Важное значение с этой точки зрения играет простота языка заданий схем и директивных указаний о выборе расчетных режимов, типовых воздействий и форм выходной информации. Бланки формализованного задания должны быть стандартизованы и помимо схемных связей и директив содержать также необходимые паспортные данные о проектируемой схеме.

Существенное значение имеет рациональная организация библиотек базовых элементов и их пополнения. Необходима четкая каталогизация базовых элементов. Методика их нормализации должна быть универсальной. Порядок отработки и внесения в библиотеку должен быть строго регламентирован специальными инструкциями.

Принципиальную роль играет простота и оперативность доступа пользователя систем машинного проектирования к вычислительным ресурсам. Оптимальной с этой точки зрения, по-видимому, является диалоговая система, работающая в режиме разделения

времени с использованием дисплеев. Реализация такой системы помимо специального оборудования для рабочих мест пользователя требует мощных вычислительных машин с большим объемом оперативной и быстродействующей внешней памяти. ЭВМ должны обеспечивать работу в мультипрограммном режиме и отрабатывать внешние прерывы.

В заключение остановимся на некоторых основных проблемах разработки математического обеспечения для функционального проектирования электронных схем.

Основными показателями программных комплексов в порядке их важности являются: универсальность программы; быстродействие; предельное число элементов моделируемых схем. Все эти показатели взаимосвязаны и противоречивы. Поэтому необходим поиск компромиссного решения, хотя достижение универсальности программ — главная задача машинного проектирования, поскольку программы должны обеспечивать моделирование любых электронных схем заданного класса без доработки математического обеспечения.

Быстродействие во многом зависит от выбора алгоритмов моделирования. Проблема обеспечения требуемого быстродействия имеет ряд аспектов. Схема содержит большое число элементов, поэтому матрица коэффициентов, имеющая размерность $W_m = N$, где N — число элементов схемы, очень большая. Известные классические методы основаны на обращении именно таких матриц, при этом время счета в них пропорционально N^3 . Вместе с тем элементы схемы соединены с небольшим числом других элементов, и поэтому матрицы коэффициентов в основном заполнены нулями. Разреженность матриц может быть учтена специальными алгоритмами. Такие алгоритмы рассмотрены в [9.3, 9.4] и основаны на определенной упорядоченности последовательности вычислений с учетом разреженности матриц. Другой аспект этой проблемы связан с выбором шага интегрирования и числа шагов при расчете переходных процессов. Особенно сложен расчет при моделировании нелинейных высокочастотных схем, где одновременно необходимо рассматривать и высокочастотное заполнение, и огибающую. Первое требует малого шага интегрирования, а второе — длительного наблюдения. Здесь необходима отработка алгоритмов, построенных с использованием экстраполяции данных. Учитывая, что программы должны быть универсальными, решить эту задачу довольно сложно.

Увеличение числа моделируемых программой элементов связано главным образом с объемом оперативной памяти. Следует отметить, что компактность представления программ и информационных массивов также способствует увеличению числа моделируемых элементов. Последнее во многом определяется выбором языков программирования. Наилучшие результаты при этом обеспечивают машинно-ориентированные языки.

Логический синтез цифровой аппаратуры. В общем процессе разработки и изготовления цифровой радиоаппаратуры этап логи-

ческого проектирования является технически сложным, требует высокой квалификации специалистов. С другой стороны, в настоящее время теория синтеза цифровых устройств уже в достаточной степени подготовлена. Поэтому от автоматизации этого этапа проектирования можно ожидать значительного эффекта.

Рассмотрим типовую схему системы логического проектирования цифровой аппаратуры, представленную на рис. 9.5 в виде крупноблочной структуры программных модулей. Система позволяет:

- 1) моделировать алгоритмы работы блоков и устройств;
 - 2) синтезировать управляющие автоматы, заданные на языке микропрограмм или таблиц переходов и выходов с записью схемы автомата в информационный архив;
 - 3) формировать по описанию межблочных связей и директивам, заданным разработчиком, конструктивную ячейку требуемого типоразмера в форме кодировочной схемы;
 - 4) строить проверяющие тесты на сформированную ячейку.
- Система включает в себя комплекс программ, обеспечивающий три основных этапа проектирования:

- функционально-логическое проектирование управляющих автоматов;
- функционально-техническое проектирование и формирование цифровых ячеек;
- синтез тестов.

На этапе функционально-логического проектирования разрабатываются принципиальные логические схемы управляющих автоматов. Метод синтеза — канонический [9.5]. Он предусматривает разделение автомата на память и комбинационную (управляющую) схему и сводит задачу синтеза автомата к синтезу комбинационной схемы, т. е. к задаче построения и минимизации булевых функций — функций возбуждения и функций выходов. Иначе говоря, в соответствии с заданным алгоритмом работы строятся канонические уравнения, определяющие все переключательные функции автомата. Функции возбуждения обеспечивают все переходы памяти автомата, заданные структурной таблицей переходов, функции выходов — все выходы, заданные структурной таблицей выходов. После минимизации булевы функции преобразовываются в операторную запись в виде суперпозиции элементарных функций, реализуемых (моделируемых) элементами заданного базиса. На основе различных критериев оценки сложности и методов построения строится таблица соединений и схема автомата. Такова в самых общих чертах методика алгоритмического проектирования цифровых автоматов.

В процессе синтеза решаются задачи противогоночного кодирования внутренних состояний автомата, получения и минимизации систем булевых функций, построения логической схемы на элементах заданного базиса, преобразования схемы к стандартной форме и запись ее в архив.

При логическом синтезе цифровой аппаратуры важное место

занимает контроль правильности алгоритмического описания исходного задания. Основным средством такого контроля для разработчика является программное моделирование. Поэтому в схеме логического синтеза на рис. 9.5 предусмотрено моделирование алгоритмов (блок 1). Это моделирование сводится к построению программной модели алгоритма и вычислению значений переменных и состояний устройства в соответствии с семантикой описания и связями этого устройства для каждого такта работы отдельно. Эта модель алгоритма представляет собой закон функционирования устройства, записанный на языке моделирования и транслирован-

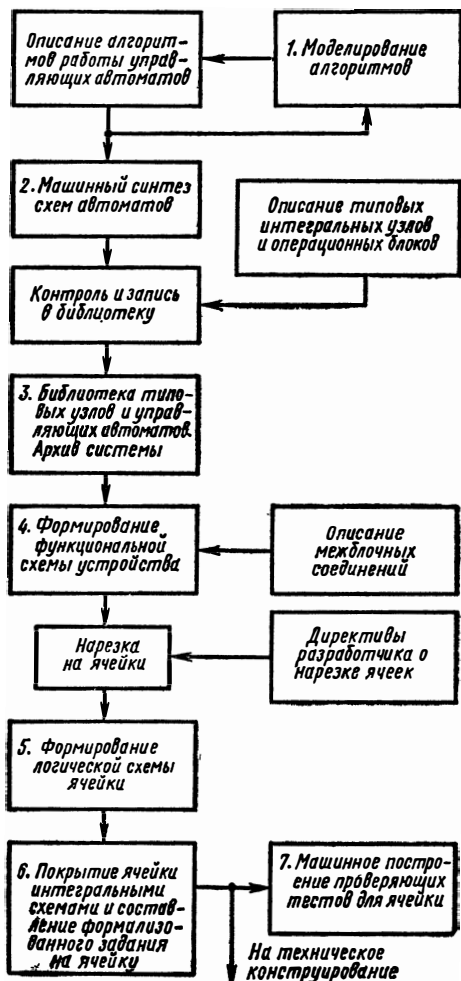


Рис. 9.5. Структурная схема системы логического синтеза цифровой аппаратуры.

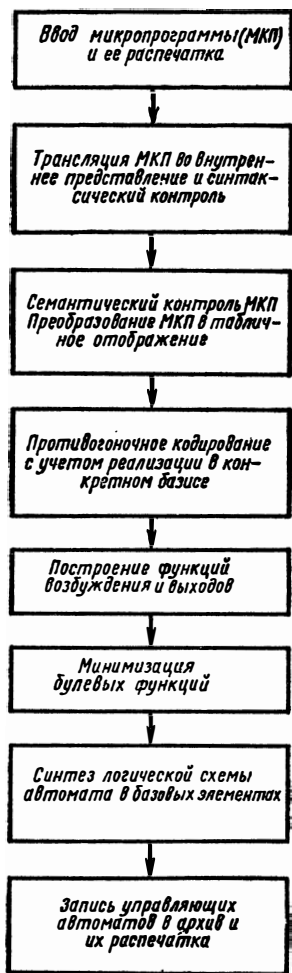


Рис. 9.6. Структурная схема синтеза управляющих автоматов, заданных на языке микропрограмм.

ный во внутреннее представление ЭВМ [9.6]. Моделирование алгоритмов позволяет выявить логические ошибки, откорректировать модели и получить точное формальное описание блоков и устройства в целом, что существенно облегчает и сокращает последующий процесс разработки аппаратуры.

Рассмотренная методика машинного синтеза схем автоматов (блок 2 на рис. 9.5) в зависимости от принятого входного языка и алгоритмов может видоизменяться. Для языка микропрограмм развернутая схема блока 2 имеет вид, изображенный на рис. 9.6.

На этапе функционально-технического проектирования формируются цифровые устройства из готовых функциональных узлов, имеющих типовую структуру, и соответствующих управляющих автоматов, схемы которых, как было указано, разрабатываются алгоритмически. Основная идея этого этапа проектирования заключается в организации информационно-программного архива (блок 3 на рис. 9.5) и использовании этого архива как банка данных. Функциональная схема устройства формируется (блок 4) по формальному описанию межблочных соединений. Нарезка схемы устройства на ячейки выполняется по директивам разработчика или алгоритмически. Формирование логической схемы ячейки реализуется блоком 5.

Результатом этапа функционально-технического проектирования является описание схемы ячейки, представленное в виде формализованного задания (блок 6). Форма представления информации на ячейку позволяет практически реализовать единую систему сквозного синтеза цифровой аппаратуры с автоматическим выходом на техническое конструирование и синтез тестов.

Заметим, что ряд операций машинного проектирования из-за несовершенства алгоритмов, например операции компоновки, может выполняться недостаточно качественно. Поэтому для повышения эффективности операций нарезки схемы на конструктивные ячейки, покрытия корпусами и т. д. в системе логического проектирования целесообразно использовать режим диалога и включить в систему разработчика, возложив на него задачи редактирования и оптимизации, которые сложно реализовать алгоритмически. Такая система в дальнейшем позволит облегчить машинное решение трудно формализуемых задач и эффективно контролировать процесс вычислений.

Рассмотренный способ построения системы логического проектирования цифровой аппаратуры практически реализован в системе «Автомат-М» [9.7]. Система построена на ЭВМ М-222, элементная база — ЛОГИКА-2.

При этом возможно проектирование конструктивной ячейки со следующими параметрами: число базовых элементов 300; число внешних полюсов 100; число входных сигналов 32; число выходных сигналов 64; число элементов памяти (триггер с отдельными входами) 32.

Все программы написаны на языке ЛЯПАС, для которого раз-

работана соответствующая программирующая система ПС ЛЯПАС [9.8]. Полученные результаты подтверждают работоспособность системы. Качество получаемых решений в среднем сравнимо (по числу базовых элементов) с инженерными решениями, время же проектирования существенно сокращается: машинное время проектирования ячейки средней сложности с выдачей результатов на алфавитно-цифровое печатающее устройство (АЦПУ) не превышает 1 ч, а составление исходного задания (микропрограмма) и подготовка исходных данных для ввода в машину — 2—3 человеко-дня, в то время как разработка аналогичной ячейки вручную занимает не менее 10 человеко-дней.

Современные тенденции в развитии радиоэлектроники, связанные с переводом ее на новую элементную базу с применением БИС, делает задачу автоматизации проектирования еще более актуальной. Это требует дальнейшей разработки и совершенствования алгоритмов синтеза, в частности, алгоритмов кодирования с учетом простоты логического преобразователя, алгоритмов компоновки программ анализа надежности схем, разработки методики синтеза цифровой аппаратуры на БИС. Появление ЭВМ нового поколения позволяет реализовать режим диалога, что требует, в свою очередь, разработки соответствующей операционной системы, создания библиотек информационного и программного обеспечения. Решение этих задач позволит создать системы автоматизированного проектирования, способные разрабатывать высококачественную цифровую аппаратуру различных классов и назначений с минимальными стоимостью и временем разработки.

Последним в общем комплексе логического проектирования цифровой аппаратуры (см. рис. 9.5) является машинное построение проверяющих тестов на сформированную ячейку (блок 7). Комплекс программ машинной диагностики (рис. 9.7) строит проверяющие тесты для цифровых ячеек, состоящих из микросхем малой и средней интеграции (например, ЛОГИКА-2). Класс проверяемых неисправностей — множество одиночных константных неисправностей типа 0 или 1 на всех контактах микросхем и внешних контактах разъема ячейки.

Первые четыре программы служат для предварительной подготовки входной информации и синтаксического контроля правильности описания ячейки. Программа 5 все множество неисправностей разбивает на классы неразличимых и строит список проверяемых неисправностей, в который включается по одной неисправности от каждого класса. В результате сокращается общее число проверяемых неисправностей, что значительно уменьшает время построения и моделирования теста и необходимый объем памяти машины. Программа 6 производит обрыв цепей обратной связи и ранжирование схем. Это необходимо для уменьшения объема памяти и времени вычисления при моделировании, а также при построении итеративных схем методом многомерных путей.

Для построения теста в системе диагностики используются

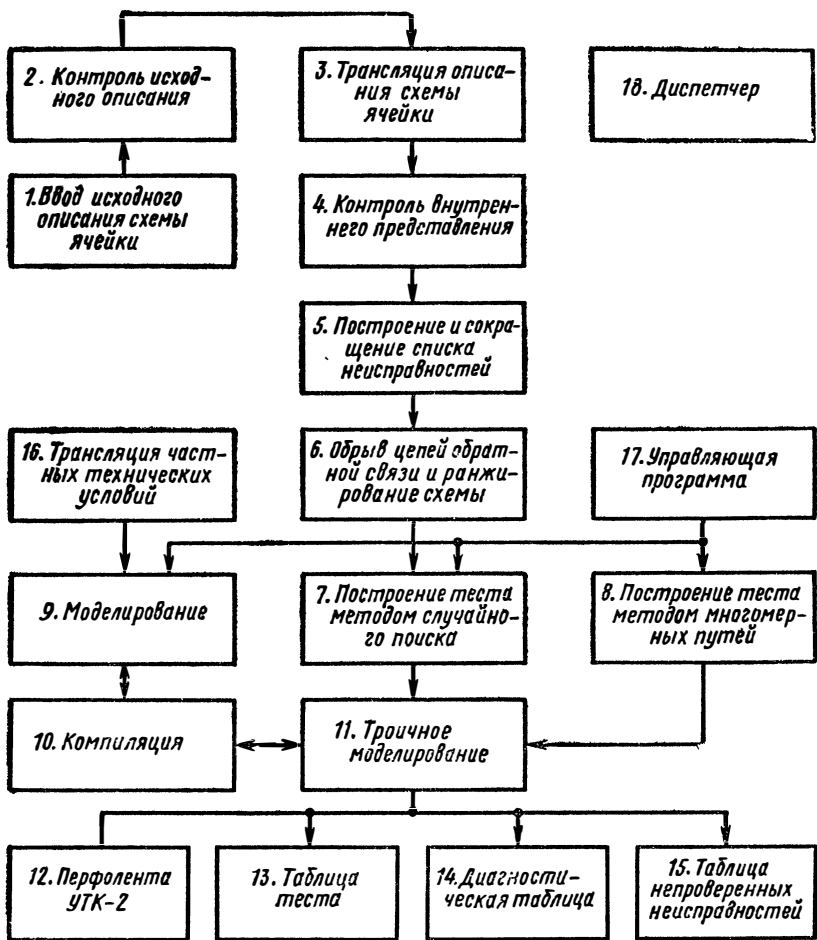


Рис. 9.7. Структурная схема системы машинного построения проверяющих тестов.

вначале быстрые ненаправленные алгоритмы, основанные на методе случайного поиска входных наборов (пограмма 7). С уменьшением числа непроверенных неисправностей эффективность случайного поиска падает, при этом используется второй алгоритм, основанный на методе многомерных путей (программа 8). Метод случайного поиска реализуется по одной из эвристических стратегий Сешу [9.9]. Метод многомерных путей сводится к преобразованию последовательностной схемы (схемы с памятью) в комбинационную путем разрыва цепей обратной связи и построения так называемой итеративной многокаскадной комбинационной схемы. Такое преобразование позволяет свести задачу нахождения теста для последовательностной схемы к задаче нахождения теста для комбинационной

схемы (хотя и существенно большего размера) и использовать для этого существующий алгоритм Рота.

При построении теста для схем с памятью может быть также использован модифицированный алгоритм Рота, основанный на представлении элементов памяти в виде макроблоков. Вход-выходное описание такого макроблока представляется в виде таблицы и используется как исходное для формирования картотеки макроблоков. Такое представление элементов памяти позволяет обнаруживать неисправности триггера путем контроля входов и выходов макроблока без обрыва цепей обратной связи.

Качество и корректность тестовых наборов проверяются при помощи параллельного моделирования исправной и неисправных схем (программа 9). Идея параллельного моделирования заключается в том, что исправная и все неисправные схемы из класса схем с одиночными неисправностями моделируются здесь группами. За каждый цикл моделирования одновременно можно моделировать столько неисправностей, сколько двоичных разрядов имеет ячейка моделирующей машины. Например, при моделировании на БЭСМ-6 может обрабатываться 48 неисправных схем одновременно. Это существенно повышает скорость моделирования и быстродействие программ по сравнению с последовательным моделированием неисправностей.

Моделирование (программа 9) может осуществляться двумя методами — интерпретации и компиляции. Во втором случае моделирующая программа предварительно строится по описанию обрабатываемой схемы программой компиляции (10), что существенно ускоряет моделирование. Программа трюичного моделирования (11) уточняет проверяющие свойства теста.

Программы 12—15 предназначены для вывода полученных результатов. Программа 17 управляет основными блоками системы диагностики (7—11). Все программы в системе стыкуются программой-диспетчером (18). Диспетчер осуществляет обмен информацией с архивом, реализует заданную последовательность вызова программ и комментирует прохождение задачи, выдавая сообщения на АЦПУ. Ячейка контролируется на специальном автомате контроля УТК-2. Этот автомат генерирует заданную управляющей перфолентой последовательность тестовых наборов, подает их на внешние входные контакты платы и сравнивает реакцию ячейки с эталонной. Практически для схем на 70 ... 90 корпусов ЛЮГИКА-2 при общем числе неисправностей порядка 2000 ... 2500 система обнаруживает в среднем 85 ... 95% неисправностей за 30 ... 50 мин. Длина теста составляет 20 ... 50 наборов. Эти показатели существенно зависят от структурной сложности схемы.

Заметим, что алгоритмов оптимального построения проверяющих тестов для контроля цифровых ячеек, содержащих счетчики и сдвиговые регистры, практически еще не существует. Поэтому в системе диагностики, изображенной на рис. 9.7, предусматривается автономный вход для ввода в систему теста в форме частных тех-

нических условий (ЧТУ), разработанного вручную специально для контроля таких устройств (программа 16), с анализом и последующей склейкой этого теста с машинным. Этой же программой задается установочная последовательность.

Рассмотренный комплекс программ машинного построения проверяющих тестов разработан и внедрен в плановую эксплуатацию на ЭВМ БЭСМ-6, программы написаны на языке ЛЯПАС.

В заключение необходимо отметить, что в связи с широким использованием БИС, как основы проектирования цифровых устройств, проблема синтеза проверяющих тестов становится одной из главных и еще не решенных в необходимом объеме проблем. Решение и реализация этой задачи в промышленных условиях будет важным этапом во внедрении машинных методов проектирования цифровой аппаратуры и сложных электронных изделий.

Некоторые проблемы функционального проектирования устройств СВЧ. Функциональное проектирование устройств СВЧ имеет ряд принципиальных особенностей, связанных тем, что анализ физических процессов этих устройств значительно сложнее, чем электронных цепей с сосредоточенными параметрами. В основе построения математических моделей СВЧ трактов, антенных устройств лежат уравнения Максвелла, дополненные описанием конфигурационных характеристик и свойств сред (в ряде случаев для этого приходится вводить в рассмотрение дополнительные уравнения математической физики, например, уравнения теплопроводности и др.).

Построение математической модели, воспроизводящей некоторые внешние характеристики СВЧ объекта, должно основываться на решении краевой задачи для уравнений Максвелла. Поскольку при этом недопустимы конфигурационные и иные упрощения в постановке задачи (описание моделируемого объекта), принципиально невозможно получить решение в замкнутой аналитической форме. Средством нахождения решения становятся главным образом вариационные (проекционные) методы [9.10]; в ближайшие годы можно ожидать также возрастания роли конечно-разностных методов.

Моделирующие алгоритмы, основанные на решении краевых задач для уравнений Максвелла, могут быть весьма универсальными, т. е. приспособленными для объектов различной конфигурации. Расширение же класса моделирования неизбежно приводит к снижению эффективности алгоритма по крайней мере для частных случаев. Однако это в определенных пределах может быть компенсировано дополнительными затратами машинного времени. Поэтому выбирают компромиссное соотношение между степенью универсальности модели, ее качеством (степенью достоверности) и машинной трудоемкостью моделирования.

Эффективное математическое моделирование устройств СВЧ невозможно без декомпозиции объекта на относительно простые и по возможности унифицированные базовые элементы. В резуль-

тате декомпозиции вместо одной сложной краевой задачи решению подлежат серия простых краевых задач для уравнений Максвелла, приводящих к нахождению внешних характеристик базовых элементов.

Поясним принципы описания и декомпозиции устройств СВЧ на примерах волноводного (рис. 9.8, а) и полоскового (рис. 9.8, б) трактов.

В отрезок полого волноводного тракта со скачкообразным изменением поперечного сечения включены ферритовые (диэлектрические, металлические) элементы (рис. 9.8, а). Между поперечными сечениями 1, 2, ..., 8 расположены отрезки разного типа регулярных (сохраняющих поперечное сечение) волноводов, в каждом из которых электромагнитный процесс полностью описывается системой нормальных волн всех типов, распространяющихся в обоих направлениях; лишь несколько волн низших типов (чаще одна) имеют активный характер, остальные (бесконечное число) — реактивные, затухающие. Каждое из указанных сечений является трансформатором одной системы волн в другую и может быть охарактеризовано, например, своей матрицей рассеяния, устанавливающей связь между всеми (слева и справа) входящими (падающими) волнами и всеми уходящими от сечения (отраженными) волнами.

Алгоритм решения задачи следующий. После того как решением краевых задач найдены системы волн регулярных участков тракта, решаются краевые задачи для стыков этих участков, в результате чего находятся матрицы рассеяния стыков. Однако тракт неизбежно включает в себя и такие нерегулярные элементы, которые требуют отдельного моделирования. В данном случае — это уголко-вый переход 9; его матрица рассеяния определяется решением трехмерной краевой задачи. Матрица рассеяния всего тракта вычисляется по предварительно найденным матрицам рассеяния базовых элементов.

В случае полоскового тракта (рис. 9.8, б) также нетрудно выделить базовые элементы, характеризующиеся своими многомодовыми матрицами рассеяния. Штриховыми линиями показаны следы

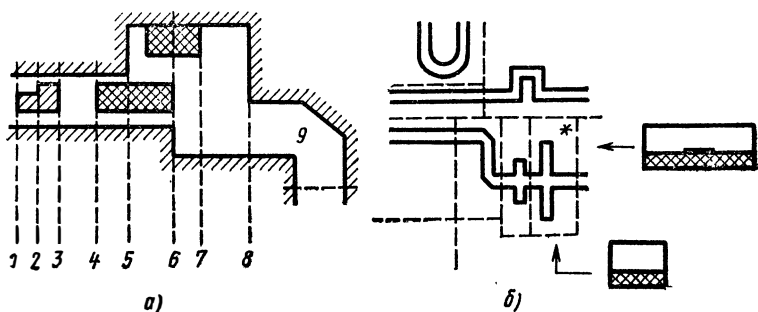


Рис. 9.8. Принципы декомпозиции волноводного (а) и полоскового (б) трактов на простые базовые элементы.

плоскостей, разделяющих плату на ряд параллелепипедов (один из них отмечен звездочкой). Эти объемы можно рассматривать как волноводные трансформаторы, соединенные через прямоугольные «окна», виртуальные волноводы. В частности, отмеченный звездочкой параллелепипед имеет четыре многомодовых канала (на рисунке показаны поперечные сечения); соответствующая матрица рассеяния имеет 16-клеточную структуру. Важно правильно выбрать степень декомпозиции. Можно расчленить полосковое устройство на большое число простейших элементов (например, на однородные диэлектрические параллелепипеды) или на меньшее число более сложных элементов. В первом случае проще краевые задачи, которые нужно решить, чтобы определить все частичные матрицы рассеяния (решения могут быть даже заранее известны). Зато во втором — существенно меньше объем обрабатываемой информации.

Организация системы программ функционального проектирования устройств СВЧ предусматривает библиотеку программ математических моделей базовых элементов, оформленных в виде процедур. Составление формализованного задания на проектирование включает перечисление требуемых процедур в соответствии с порядком следования базовых элементов в тракте. При этом конфигурационные характеристики элементов устройств СВЧ, параметры сред и прочее вводятся через формальные параметры процедур. Для вычисления полной матрицы рассеяния служит программа-компилятор, управляющая, таким образом, всей системой программ.

Функциональное проектирование устройств СВЧ — это синтез устройства с требуемыми характеристиками, а именно с матрицей рассеяния, элементы которой являются, например, требуемыми функциями частоты. Структурный синтез выполняется на уровне составления формализованного задания на проектирование непосредственно проектировщиком (эвристически). Параметрический синтез (оптимизация) также может выполняться эвристически в процессе диалога «проектировщик—система проектирования». Такой путь во многих случаях предпочтителен, так как он позволяет использовать неформализуемый опыт человека. Часто он единственно возможен, поскольку из-за большой машинной трудоемкости решения краевых задач оказывается практически невозможен какой бы то ни было автоматизированный поиск оптимальных исходных данных на множестве решений. Однако в ряде случаев оказывается возможным использовать алгоритм оптимизации и автоматизировать параметрический синтез устройства СВЧ.

Остановимся на соотношении достоверности и экономичности математического моделирования устройств СВЧ и отдельных базовых элементов. Обращаясь к рис. 9.8, а, вновь рассмотрим один из стыков смежных регулярных участков волноводов. Для нахождения хотя бы одного элемента матрицы рассеяния стыка требуется учесть весьма значительное число (несколько десятков) волновых структур обоих волноводов. Однако если в волноводах только одна волна является активной, то придется определить лишь элементы

матрицы рассеяния, отвечающие этой волне (4 элемента), и еще несколько элементов, отвечающих волнам высших типов, причем тем меньше, чем дальше расположены соседние нерегулярности (например, тоже стыки). Если они находятся достаточно далеко, то матрица рассеяния может быть 4-элементной (одномодовой). Описание оказывается экономичным и в то же время точным. Такое одномодовое описание неправомерно, если волны высших типов на протяжении регулярного канала затухают недостаточно.

В ряде случаев элементы матрицы рассеяния находятся весьма грубо, а именно: вместо нескольких десятков волновых структур на стыке (или более сложной нерегулярности) учитывается только одна низшая структура слева и справа. Это так называемое одномодовое приближение. Оно совершенно недопустимо при решении задач о волноводных трактах.

Одномодовое приближение, однако, в ряде случаев оправдано при математическом моделировании полосковых трактов. Когда поперечные размеры полосковых проводников особенно малы по сравнению с длиной волны (обычно на дециметровых волнах), волновые процессы с хорошей степенью точности описываются одной Т-волной. Этой волне эквивалентен почти продольный ток в проводниках. Поэтому одномодовому приближению соответствует обычная (не символическая) теория цепей для полосковых устройств. Теория цепей является распространенным теоретически аппаратом при моделировании полосковых трактов, но область ее уверенного применения довольно ограничена.

Подчеркнем, что во всех случаях, когда в реальном СВЧ тракте (волноводном или полосковом) имеются одномодовые зоны, целесообразно их одномодовое описание, однако соответствующие одномодовые матрицы рассеяния неизбежно находятся при решении электродинамических задач с учетом многих типов волн.

При одномодовом описании удобно комбинировать результаты математического моделирования и стендовых измерений: при необходимости можно измерять матрицы рассеяния некоторых элементов. Нужные (обработанные) результаты измерений вводятся в систему машинного проектирования с помощью процедуры базового элемента.

В заключение отметим, что к настоящему времени в построении систем машинного проектирования устройств СВЧ как в нашей стране, так и за рубежом сделаны лишь первые шаги. Внедрение в практику найденных принципов потребует еще много усилий разных специалистов: инженеров и радиофизиков, математиков, программистов.

Список литературы

9.1. Штейн М. Е., Штейн Б. Е. Методы машинного проектирования цифровой аппаратуры М., «Сов. радио», 1973.

9.2. Справочник по печатным схемам. Под ред. К. Ф. Кумбза. Пер. с англ. Под ред. Б. Н. Файзулаева, В. Н. Красницкого. М., «Сов. радио», 1972.

9.3. Berry R. An optimal ordering of electronic circuit equations for a sparse matrix solution. — «IEEE Trans.» 1971, v. CT-18, № 1.

9.4. Бененсон З. М. Анализ электрических цепей по методу динамического программирования. — «Изв. АН СССР. Сер. Кибернетика», 1971, № 3.

9.5. Глушков В. М. Синтез цифровых автоматов. М., Госиздат физ. мат. литературы, 1962.

9.6. Юрин О. Н. Единая система автоматизированного проектирования ЭВМ. М., «Сов. радио», 1976.

9.7. Синтез асинхронных автоматов на ЭВМ. Под ред. А. Д. Закревского. Минск, «Наука и техника», 1975. Авт.: А. Д. Закревский, Л. И. Палакян, Н. А. Альсеева, А. М. Аранов, Ю. В. Поттосин, А. Е. Янковская.

9.8. Закревский А. Д. Алгоритмы синтеза дискретных автоматов. М., «Наука», 1971.

9.9. Чжен Г., Мэннинг Е., Метц Г. Диагностика отказов цифровых вычислительных систем. Пер. с англ. М., «Мир», 1972.

9.10. Никольский В. В. Вариационные методы для внутренних задач электродинамики. М., «Наука», 1967.

9.11. Вермишев Ю. Х. Вычислительные процессы машинного проектирования радиоэлектронной аппаратуры. — «Обмен опытом в радиопромышленности», 1975, № 5.

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ МИКРОЭЛЕКТРОНИКА

Дальнейшая микроминиатюризация транзисторной микроэлектроники имеет теоретический предел, который обусловлен наличием следующих ограничений: энергетических; в пропускной способности; в надежности; в конструктивной сложности.

Проблема преодоления этих ограничений может быть решена лишь при переходе к развитию новых направлений микроэлектроники. Следующий шаг в развитии микроэлектроники — развитие функциональной микроэлектроники. В функциональной микроэлектронике носителем информации служит многомерный сигнал, параметрами которого управляют динамические неоднородности среды, возникающие в нужный момент под воздействием управляющего сигнала. Особенностью элементов функциональной микроэлектроники является использование сред с распределенными параметрами. В них часто нельзя выделить области, выполняющие определенные специализированные функции, как правило, способные обрабатывать многомерную функцию. Использование их значительно повышает производительность систем обработки информации, расширяет функциональные возможности приборов, что эквивалентно резкому возрастанию степени интеграции по сравнению с классическим ИС.

Для функциональной микроэлектроники характерно использование большого числа различных явлений. Поэтому расчеты функциональных устройств, основанных на различных эффектах, резко отличаются друг от друга: они используют совершенно различные математические модели и оперируют разными величинами. Можно утверждать, что сейчас еще нет единого подхода к проектированию таких устройств, и авторы настоящей главы не делают попытки найти такой подход. Цель главы — описать наиболее перспективные направления современной функциональной микроэлектроники и эффекты, на которых они основываются. Анализ же и проектирование устройств каждого из направлений в отдельности — большая и сложная проблема, заслуживающая самостоятельного рассмотрения.

10.1. Плазменные явления в твердых телах и приборы на их основе

Под плазменными эффектами понимают явления, вызванные коллективным взаимодействием электронов и дырок в твердых телах. Плазма твердого тела отличается большим своеобразием от обычной газовой плазмы, что связано с особенностями энергетического спектра электронов и дырок в твердом теле и со спецификой механизмов рассеяния их энергии и импульса. Одно из интересных свойств плазмы полупроводников состоит в возникновении нелинейных зависимостей тока от приложенного поля, содержащих падающие участки, которым соответствует отрицательная дифференциальная проводимость (ОДП). Вольт-амперные характеристики (ВАХ) с ОДП делятся на два типа: N-образные и S-образные.

Можно указать несколько механизмов образования таких ВАХ. Наиболее широко известен механизм Ридли—Уоткинса—Хилсума [10.1, 10.2]. Этот механизм свойствен ряду полупроводников типа A_3B_5 и A_2B_6 (например, GaAs, InP, CdTe). Зона проводимости у них наряду с основным минимумом, которому соответствует малая эффективная масса, имеет ряд побочных минимумов с более высоким энергетическим уровнем, которому отвечает большая масса. Причина возникновения N-образной ВАХ в этом случае состоит в переносе электронов под действием сильного электрического поля из окрестности основного минимума в окрестности побочных, что приводит к уменьшению тока из-за меньшей подвижности электронов в окрестности побочных минимумов.

Другой механизм N-образной ВАХ связан с увеличением сечений захвата носителей одновременно заряженными с ними ловушками, которое вызвано разогревом электронов в сильном поле, увеличивающим вероятность проникновения носителей сквозь кулоновский энергетический барьер, окружающий ловушки. Увеличение вероятности захвата носителей при сохранении вероятности их тепловой генерации из ловушек в зону проводимости вызывает уменьшение концентрации подвижных носителей, а следовательно, и тока [10.3].

Разогрев носителей в сильном электрическом поле может приводить к образованию и S-образных ВАХ. Это происходит, например, если подвижность носителей и время передачи ими энергии кристаллической решетке достаточно быстро возрастают с ростом их энергии [10.4]. К аналогичному эффекту может приводить примесный пробой или приложение к полупроводнику сильного магнитного поля [10.4]. Образование S-образных ВАХ возможно, как известно, и в полупроводниковых структурах с инжектирующими $p-n$ -переходами.

С объемной ОДП связана неустойчивость однородного состояния полупроводника [10.4, 10.5]. Развитие этой неустойчивости приводит к образованию доменов сильного поля в случае N-образных ВАХ и токовых шнуров в случае S-образных.

Электрические домены. Чтобы выяснить механизм возникновения доменов, рассмотрим сначала, как будет меняться во времени малое отклонение электрического поля. Пусть в момент времени τ_0 поле E вблизи какой-то координаты x_0 окажется больше своего среднего значения \bar{E} на величину δE ($\delta E \ll E$). Тогда если дифференциальная проводимость $\sigma_d = dj/dE$ положительна, в области повышенного поля напряженности ток окажется больше среднего на $\delta j = \sigma_d \delta E$ и справа от x_0 накопится положительный заряд, так как вытекающий ток здесь меньше втекающего. Слева же от x_0 заряд окажется отрицательным. Возникший таким образом двойной электрический слой приведет к дополнительному электрическому полю, направленному справа налево, т. е. противоположно начальной вариации δE , что сглаживает начальную неоднородность. Описанный процесс представляет собой максвелловскую релаксацию неоднородностей поля. Нетрудно показать, что характерное время сглаживания неоднородности есть $\epsilon/4\pi\sigma_d$, где ϵ — диэлектрическая постоянная материала.

Если же дифференциальная проводимость отрицательна ($\sigma_d < 0$), то в области сильного поля ток уменьшится и поле накопившегося заряда будет складываться с начальной вариацией δE . Увеличение δE приведет к еще большему уменьшению тока и росту заряда двойного слоя, что в свою очередь еще больше увеличит напряженность поля вблизи x_0 и т. д. Таким образом, начальное возмущение нарастает со временем.

В электронном полупроводнике, отрицательное сопротивление которого обусловлено механизмом Ридли—Уоткинса—Хилсума, области положительного заряда отвечает обеднение электронами, а области отрицательного заряда — обогащение. По мере развития неустойчивости положительный заряд должен увеличиваться, но поскольку плотность его ограничена величиной eN_D (e — значение заряда электрона, а N_D — концентрация доноров), он нарастает за счет увеличения длины обедненного слоя.

В результате возникает дипольный домен. При фиксированном напряжении на образце полупроводника поле перераспределяется таким образом, что вне области домена его значение меньше критического E_1 , с которого начинается падающий участок ВАХ. Домен движется в направлении дрейфа носителей с их дрейфовой скоростью v_n , составляющей примерно 10^7 см/с. Из изложенного легко оценить размер домена. Исходя из условия, что поле его объемного заряда, равное $4\pi eN_D/\epsilon$, достигает величины порядка нескольких E_1 , получаем

$$l_d \approx \gamma e E_1 / 4\pi e N_D, \quad (10.1)$$

где γ — числовой множитель порядка единицы.

При реальных для GaAs значениях $E_1 \approx 3 \cdot 10^3$ В/см и $N_D \approx \approx 10^{15}$ см⁻³ $l_d \approx 1 \dots 10$ мкм.

Прохождение домена через образец длиной L' приводит к генерации электромагнитных колебаний с частотой v_n/L' , которая до-

стигает десятков гигагерц. Если длина образца L' становится сравнимой с длиной домена l_d , то домен не образуется. Таким образом, из формулы (10.1) следует оценка для условия возникновения домена $N_D L' > \gamma E_1 / e$. Точный расчет для GaAs приводит к результату [10.5] $N_D L' > 5 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-2}$.

Время формирования доменов в материалах с удельным сопротивлением порядка 1 Ом/см оценивается величинами порядка $(10 \dots 100) \cdot 10^{-12} \text{ с}$ [10.5].

Природа доменов совершенно меняется в компенсированном материале, содержащем ловушки, способные захватывать электроны [10.6]. Если время захвата носителей ловушками меньше времени нарастания домена, то в таком материале возникают медленные домены симметричной формы, весь заряд в которых связан на ловушках, а движение происходит лишь в меру перезарядки последних. Скорость их движения v_d составляет величину порядка $v_n n / N_d$, где v_n — дрейфовая скорость свободных носителей ($\sim 10^7 \text{ см/с}$); n — их концентрация, а N_d — концентрация ловушек. Величина колеблется в пределах $10^{-2} \dots 10^{-6} \text{ см/с}$. Важно отметить, что она легко изменяется под воздействием подсветки.

Аналогичными свойствами обладают и домены, возникающие вследствие уже упоминавшегося увеличения сечений захвата носителей одноименно заряженными примесями.

Шнуры тока. Если образец, обладающий S-образной ВАХ, включить последовательно с большим нагрузочным сопротивлением таким образом, чтобы рабочая точка попала в область ОДП, то, хотя нагрузочное сопротивление подавляет флюктуации полного тока, такая система неустойчива при возрастании тока в одной части поперечного сечения образца и соответствующем его уменьшении в оставшейся части [10.4]. Время нарастания этой неустойчивости зависит от механизма образования S-образной ВАХ. Так, для перегретых механизмов это время порядка времени передачи энергии электронами решетке [10.4].

Развитие неустойчивости приводит к разбиению системы на области слабого и сильного тока. Последнюю называют токовым шнуром. Шнур ограничивается переходным слоем, толщина которого зависит от механизма S-образности и в перегревном случае имеет порядок длины рассеяния энергии электронов. Увеличение тока в системе со шнуром практически не приводит к изменению напряжения на образце. При этом лишь растет поперечное сечение шнура.

Показано [10.4], что устойчивы только такие состояния системы со шнуром, для которых дифференциальная проводимость отрицательна. Увеличение тока выше значения j_1 , начиная с которого дифференциальная проводимость отрицательна, приведет к скачкообразному уменьшению напряжения. Последующее уменьшение тока приведет к положительному скачку напряжений. При токах, меньших j_1 , возникает гистерезис. При воздействии переменного сигнала на образец со шнуром он обнаруживает индуктивные свойства. Это связано с инерционностью стенок шнура.

Шнуры можно перемещать, воздействуя на них магнитным и электрическим полями. Для шнура, образовавшегося в диодной структуре, скорость его перемещения в магнитном поле определяется выражением [10.7]

$$v = \frac{\mu D}{c} \frac{D_1}{2W} \left(1 + \frac{W^2}{D_1 \tau_n} \right),$$

где μ , D_1 и τ_n — подвижность, коэффициент диффузии и время жизни неосновных носителей; W — толщина базы; c — скорость света.

Колебания плазмы. Для плазмы носителей заряда характерны коллективные колебания, обусловленные электрическими взаимодействиями. Эти колебания можно возбуждать различными внешними воздействиями.

Прежде всего остановимся на волнах объемного заряда в полупроводниках. Если каким-то образом создать синусоидальную неоднородность концентрации основных носителей, то при наличии дрейфа эта неоднородность будет перемещаться с дрейфовой скоростью носителей v_n . Таким образом, имеется бегущая волна плотности носителей (а следовательно, и объемного заряда), частота которой задается формулой $\omega = kv_n$, где k — волновое число.

Такие волны должны затухать из-за максвелловской релаксации, причем значение этого затухания равно обратному значению максвелловского времени $1/\tau_m = 4\pi\sigma_d/\epsilon$. Кроме того, возникает затухание, связанное с диффузионным «заплыванием» пространственных неоднородностей. Характерное время такого затухания равно λ_m^2/D_1 , где λ_m — масштаб неоднородности, а D_1 — коэффициент диффузии. Более точно величина, обратная времени релаксации для рассматриваемой волны, равна $D_1 k^2$. Наконец, существует еще один релаксационный процесс, связанный с захватом носителей ловушками. Затухание, вызванное этим механизмом, характеризуется временем τ , равным времени захвата носителей. Итак, закон дисперсии и затухания колебаний задается выражением

$$\omega = kv_n - i \left(\frac{4\pi\sigma_d}{\epsilon} + D_1 k^2 + \frac{1}{\tau} \right).$$

Отсюда следует, что слабо затухающие волны объемного заряда существуют, если выполняются условия

$$kv_n \gg 4\pi\sigma_d/\epsilon + 1/\tau, \quad kv_n \gg D_1 k^2$$

или

$$1/\tau + 4\pi\sigma_d/\epsilon \ll kv_n \ll v_n^2/D_1.$$

При дрейфовой скорости $v_n \approx 10^7$ см/с и реальном для полупроводников коэффициенте диффузии $D_1 \approx 10 - 10^2$ см²/с слабо затухающие волны объемного заряда существуют при условии, что

$$\frac{1}{\tau} + \frac{4\pi\sigma_d}{\epsilon} \ll 10^{13} \dots 10^{12} \text{ с}^{-1}.$$

Это эквивалентно требованию, чтобы удельное сопротивление материала было больше $0,1 \dots 1 \text{ Ом} \cdot \text{см}$.

Волны объемного заряда легко возбуждаются с помощью МДП-структур с гребенчатыми электродами. Такие структуры могут быть использованы в качестве генераторов высокочастотных колебаний [10.12].

В плазме высокоомных компенсированных полупроводников возможно возбуждение специфических медленных волн объемного заряда (основной заряд сосредоточен на ловушках) — так называемых волн пространственной перезарядки ловушек [10.13]. Движение такой волны происходит в результате генерации электронов с ловушек в одних областях пространства и последующего их захвата в других. Закон дисперсии этих волн имеет вид

$$\omega = -\frac{4\pi\sigma_d}{\epsilon k v_H \tau} \left\{ 1 + i \frac{\frac{1}{\tau} + \frac{4\pi\sigma_d}{\epsilon} + D_1 k^2}{k v_H} \right\}.$$

Направление их фазовой скорости противоположно направлению дрейфа носителей, а частота, в отличие от частоты быстрых волн объемного заряда, с ростом волнового вектора не растет, а падает. Как видно из приведенного выражения, условие их слабого затухания совпадает с соответствующим условием для быстрых волн объемного заряда. Частоты этих волн могут быть чрезвычайно низкими. Так, например, для материала с удельным сопротивлением $10^7 \text{ Ом} \cdot \text{см}$ и $\tau \sim 10^{-7} \text{ с}$ при дрейфовой скорости $v_H \approx 10^7 \text{ см/с}$ колебания с добротностью порядка 10 могут достигать частоты 1 Гц. При этом их длина волны составит величину порядка 10 мкм.

В отличие от частоты быстрых волн объемного заряда частоту волн перезарядки можно легко перестраивать, изменяя температуру или подавая подсветку. Так же, как и волны объемного заряда, волны пространственной перезарядки можно возбуждать в МДП-структуре с гребенчатыми электродами [10.12].

Волны объемного заряда и пространственной перезарядки при наличии отрицательной дифференциальной проводимости могут оказаться нарастающими. Если $4\pi\sigma_d/\epsilon > 1/\tau$, то нарастают волны объемного заряда и возникает ганновский домен, движущийся со скоростью дрейфа носителей; если же $4\pi\sigma_d/\epsilon < 1/\tau$, то нарастают волны перезарядки и образуется медленный домен. Плазма может оказаться неустойчивой при нарастании волн перезарядки и в отсутствие ОДП из-за разогрева носителей.

В компенсированных полупроводниках с двумя типами противоположно заряженных носителей могут возникать медленные волны другого типа, вызванные зарядкой центров захвата, — так называемые рекомбинационные волны [10.5]. Если концентрация носителей одного типа, скажем дырок (p), существенно меньше концентрации носителей другого типа, т. е. электронов (n), то закон дис-

персии таких волн имеет вид

$$\omega = -kv_p/n.$$

Таким образом, скорость рекомбинационной волны оказывается существенно (в p/n раз) меньше дрейфовой скорости носителей. Если при этом выполняется условие $p/\tau_p > n/\tau_n$ (где τ_p и τ_n — времена захвата носителей центрами), то рекомбинационные волны оказываются нарастающими. Рекомбинационные волны чувствительны к изменению температуры и подсветки.

Приборы, основанные на плазменных явлениях. Наиболее широкое распространение получили приборы, использующие эффект Ганна для генерирования СВЧ колебаний [10.5]. Генераторы Ганна в импульсном режиме по мощности и частоте превосходят все прочие приборы на твердом теле (туннельные диоды, ЛПД и т. д.).

Поскольку при работе приборов, основанных на эффекте Ганна, домен сильного поля перемещается вдоль структуры, то выходной ток, являясь функцией поперечного сечения, в каждый данный момент зависит от места нахождения домена в приборе и с течением времени копирует его геометрию. Эта зависимость выходного тока от формы прибора вдоль пути движения домена позволяет создавать новый тип приборов — функциональные генераторы.

Так, если рабочее тело генератора выполнить в форме трапеции или треугольника вдоль направления движения домена сильного поля, то соответственно получим генератор трапецеидальных или пилообразных сигналов. Генераторы колебаний заданной формы можно создавать и в приборах планарной конструкции, если на его боковую поверхность, покрытую слоем диэлектрика, нанести дополнительный электрод заданной формы. Тогда при прохождении домена под этим электродом в его цепи будет вестись ток, зависящий от его формы. Было продемонстрировано [10.17] функциональное устройство, в котором рабочее тело имело клинообразную форму, и в направлении дрейфового пути было нанесено некоторое число зубцов. В зависимости от амплитуды примененного напряжения менялась длина дрейфового пути домена, отсчитываемая числом зубцов. Этот функциональный прибор представляет собой сверхбыстродействующий аналого-цифровой преобразователь.

В [10.17] были рассмотрены возможности создания на эффекте Ганна полного набора логических элементов. Они могут быть построены на трехэлектродных приборах, работающих в триггерном режиме, где зарождение домена вызывает входной сигнал определенной величины. Так, на основе триггерных ячеек Ганна была создана нейристорная линия.

Исследованы также приборы Ганна, покрытые слоем диэлектрика BaTiO_3 , имеющего большое значение диэлектрической постоянной. У таких приборов увеличиваются пороговое поле и поле вне домена, а также время его формирования. Причем это время может увеличиться на несколько порядков. Такие приборы мож-

но использовать как усилители бегущей волны. Частичное нанесение слоя диэлектрика позволяет создавать функциональные генераторы переменной частоты и пилообразного сигнала.

Существуют потенциальные возможности использования эффекта Ганна и для оптоэлектронных устройств. Как отмечалось [10,17], напряженность поля в домене может быть порядка 10^6 В/см при $n_0 E^2 \geq 10^{14}$ см⁻². При таких напряженностях поля в анодной области возникает ударная ионизация дырок. Рекомбинация дырок и электронов приводит к рекомбинационному излучению света. Внешний квантовый выход составляет $\sim 0,01\%$. Мощность излучения при температуре жидкого азота может составить, например, для арсенида галлия порядка 3 Вт. Причем такие приборы могут быть источниками как спонтанного, так и когерентного излучения. Однако из-за низкого удельного сопротивления приборов невозможен непрерывный режим их работы, вызывающий перегрев, и допускается только импульсный.

Большая напряженность поля в домене позволяет также модулировать внешний световой поток (эффекты Франца—Келдыша, Бурштейна, электрооптический). Особый интерес представляет модуляция света движущимся доменом на основе эффекта Франца—Келдыша.

Внешнее излучение влияет на электрофизические свойства материала прибора Ганна и тем самым изменяет его параметры. Это позволяет создавать функциональные приборы, управляемые светом: оптически перестраиваемые генераторы, оптические генераторы специальной формы колебаний, оптические элементы памяти, фотоприемные устройства и т. д.

Итак, потенциальные возможности использования динамических доменов сильного поля в функциональной микроэлектронике очевидны. Однако следует отметить, что большие потенциальные возможности функциональных приборов, основанных на эффекте Ганна, не получили развития из-за ряда причин. Это, во-первых, сложность создания необходимых материалов, например арсенида галлия, с высокой подвижностью носителей, равной примерно 9000 см²/с·В при высокой степени чистоты и однородности. Во-вторых, трудности разработки планарной технологии, аналогичной кремниевой. И, в-третьих, сравнительно низкая энергетическая добротность приборов.

Потенциальными для создания приборов функциональной микроэлектроники являются и шнуры тока. На их основе можно строить переключающие устройства, линии задержки, оптоэлектронные приборы с самосканированием и др. Эти возможности, однако, в настоящее время не реализованы из-за технологических трудностей изготовления таких приборов.

Также пока проблематичным остается вопрос об использовании волн объемного заряда, хотя существуют предпосылки для создания на их основе устройств генерации электромагнитных колеба-

ний. Так, в [10.13] сообщалось о планарном кремниевом генераторе, работающем на таких волнах в диапазоне 50 МГц.

Сильная зависимость рекомбинационных волн и волн пространственной перезарядки ловушек от температуры и уровня подсветки могла бы послужить для создания низкочастотных твердотельных генераторов с перестраиваемой частотой или датчиков соответствующих величин.

10.2. Магнитные явления и магнитоэлектроника

Под магнитными явлениями будем понимать эффекты в магнитоупорядоченных веществах (ферро-, ферри- и антиферромагнетиках) и эффекты, возникающие в немагнитных веществах при наличии магнитного поля.

Обратимся сначала к магнитоупорядоченным веществам. Для них характерно, что при температурах ниже критической, называемой температурой Кюри для ферро- и ферримангнетиков и температурой Нееля для антиферромагнетиков, они обладают спонтанной намагниченностью (ферро- и ферримангнетики) или в них имеются две подрешетки с равными и противоположно направленными намагниченностями (антиферромагнетики). С существованием спонтанного магнитного момента таких веществ связано большое число интересных и полезных особенностей.

Спиновые волны представляют собой распространяющиеся по кристаллу колебания магнитного момента. Фактически спиновая волна есть волна прецессии магнитного момента. Квант таких колебаний носит название магнона.

Известно [10.9], что причина возникновения магнитного упорядочения состоит в обменном взаимодействии. Естественно, что это взаимодействие, способствующее параллельной ориентации моментов соседних атомов, создает упругую силу, препятствующую отклонению направлений моментов соседних атомов от параллельного. Чем меньше длина волны магнона, тем больше неколлинеарность соседних моментов. Поэтому ясно, что энергия магнона должна быть тем больше, чем сильнее взаимодействие между моментами и чем больше волновой вектор. В пределе при длинах волн λ , больших межатомных расстояний a , эта энергия составляет

$$h\omega_s = 2SJa^2k^2,$$

где S — значение момента атома, измеренное в магнетонах Бора; $k = 2\pi/\lambda$ — волновой вектор; J — обменный интеграл, являющийся мерой взаимодействия между моментами, связанный с температурой Кюри T_C соотношением

$$J = 3kT_C/2zS(S + 1),$$

где z — число магнитных атомов, ближайших к данному; k — постоянная Больцмана,

Так, например, для длин волн $\lambda \sim 0,1$ мкм и $T_0 \sim 10^8$ К частоты спиновых волн составляют величины порядка 10 ГГц.

Приложение к магнетике магнитного поля H увеличивает энергию магнона на величину $\mu_0 SH$, равную энергии магнитного атома в поле H . Постоянную добавку к энергии магнона, не зависящую от k , обуславливает и одноосная магнитная анизотропия.

Наличие в кристалле примесных атомов вызывает возникновение магнонов, локализованных вблизи этих атомов, частота которых превышает наибольшую из частот магнонов в идеальной решетке.

Спиновые волны могут возбуждаться за счет воздействия на кристалл высокочастотного электромагнитного поля. С их возбуждением связан ферромагнитный резонанс [10.9].

Из-за стрикционных эффектов спиновые волны взаимодействуют с ультразвуком. Вообще говоря, это взаимодействие слабое. Оно, однако, становится существенным, когда частоты и волновые векторы магнона и звука-фонона совпадают: $\omega_s = v_s k$, где v_s — скорость звука, т. е. возникает магнитоакустический резонанс. Резонансные частоты лежат в области 1 и 100 ГГц. Вблизи резонанса возникает смесь спиновых и ультразвуковых волн, называемая магнитоакустическими волнами. Таким образом, спиновые волны можно возбуждать ультразвуком и, наоборот, ультразвук — спиновыми волнами.

Магнитные домены и доменные стенки [10.8, 10.9]. Все ферромагнетики обладают анизотропией магнитных свойств, обусловленной слабым взаимодействием между магнитными моментами и полем кристаллической решетки. При магнитной анизотропии направление спонтанной намагниченности располагается вдоль энергетически выгодных осей кристалла, называемых осями легкого намагничивания. В зависимости от числа таких осей кристаллы называют одно- и двухосными. Для одноосных кристаллов энергия магнитной анизотропии выражается формулой

$$U = KM^2 \sin^2 \vartheta,$$

где K — константа анизотропии; ϑ — угол между направлением магнитного момента M и осью легкого намагничивания

Энергия анизотропии минимальна, если направление магнитного момента совпадает с этой осью ($\vartheta = 0$) или противоположно ей ($\vartheta = \pi$). Таким образом, в одноосном кристалле возможно два равновесных состояния с противоположными направлениями момента. Следовательно, кристалл может распадаться на области с противоположными направлениями намагниченности — на домены^{*}). Между доменами возникает переходный слой, называемый доменной стенкой. Существует два предельных случая доменных стенок:

* Все изложенное здесь и далее с некоторыми изменениями можно отнести и к неодносным ферромагнетикам.

блочковские (рис. 10.1, а) и нееловские (рис. 10.1, б). В первом случае магнитный момент в стенке вращается вокруг оси, перпендикулярной стенке, а во втором — вокруг оси, лежащей в плоскости стенки. В принципе возможны и промежуточные случаи.

Толщина стенки l_c и ее энергия, которую можно рассматривать как поверхностное натяжение σ , определяются соотношением обменных сил и сил, возникающих из-за анизотропии. Оценить величины l_c и σ можно следующим образом. Величина обменной энергии тем больше, чем больше величина обменного интеграла J . Она пропорциональна квадрату величины момента S и тем больше, чем больше угол между направлениями моментов соседних атомов, причем ее зависимость от угла квадратичная. Этот угол составляет величину порядка межатомного расстояния a , деленного на толщину стенки l_c . Таким образом, обменная энергия, приходящаяся на единицу поверхности доменной стенки, составляет

$$JM^2 (a/l_c)^2 l_c = JM^2 a^2 / l_c.$$

Энергия анизотропии на единицу поверхности составляет величину порядка $KM^2 l_c$. Итак, полная энергия стенки

$$\sigma \sim JM^2 (a^2/l_c) + KM^2 l_c.$$

Очевидно, что будет реализовываться стенка, энергия которой минимальна. Минимизируя σ по l , находим, что

$$l_c \sim a\sqrt{JK},$$

а поверхностная энергия

$$\sigma \sim 2M^2 \sqrt{JK} a.$$

Оценки дают, что толщины стенок l_c составляют величины порядка $10^{-2} \dots 10^{-1}$ мкм, а поверхностные натяжения σ — порядка 10^{-3} Дж/м².

Размеры и форма доменов таковы, что энергия системы минимальна. Эта энергия суммируется из энергии поверхностного на-

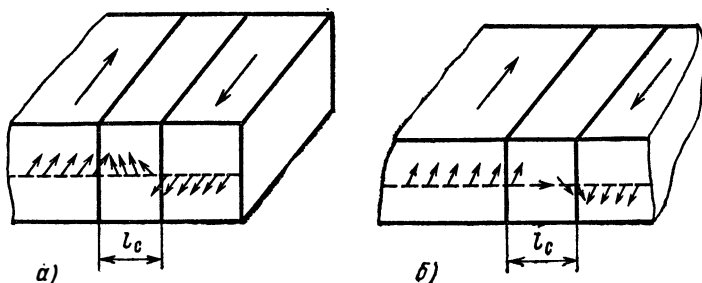


Рис. 10.1. Доменные стенки: а — блоховская; б — нееловская.

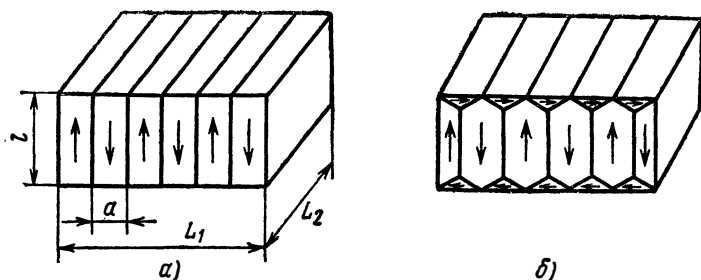


Рис. 10.2. Доменные структуры:
 а — простая; б — с замыкающими доменами.

тяжения и энергии магнитного поля. В массивном образце с характерным размером L возможны домены двух типов (рис. 10.2).

При возникновении доменов, с одной стороны, увеличивается энергия за счет поверхностного натяжения границ, а с другой — уменьшается энергия магнитного поля.

Для домена, изображенного на рис. 10.2, а, магнитное поле H , наведенное магнитным моментом M , распространяется на расстояния порядка a от поверхности. Поэтому энергия магнитного поля, равная интегралу от $H^2/8\pi$ по объему, занимаемому полем, составляет величину порядка $M^2 L_1 L_2 a$. Точный расчет дает $8M^2 a L_1 L_2 / \pi^2$. Энергия доменных границ равна $\sigma L_2 L_1 / a$. Таким образом, равновесный размер домена, получаемый минимизацией полной энергии

$$U = \left(\frac{8}{\pi^2} M^2 a + \sigma \frac{l}{a} \right) L_1 L_2,$$

равен

$$\bar{a} = (\pi^2 \sigma l / 8 M^2)^{1/2}.$$

Если энергия магнитной анизотропии мала, то более выгодно распределение момента, полностью исключающее магнитное поле за счет возникновения замыкающих доменов (рис. 10.2, б). При этом возникает выигрыш в магнитной энергии, но проигрыш в энергии анизотропии. Легко показать, что полная энергия равна

$$U = \left(\frac{KM^2}{2} a + \frac{\sigma l}{a} \right) L_1 L_2$$

и равновесный размер домена

$$\bar{a} = (2\sigma l / KM^2)^{1/2}.$$

Приложение к образцу внешнего магнитного поля приведет к росту толщины доменов, момент которых совпадает с направлением поля, и к уменьшению толщины доменов с противоположным направлением момента.

Итак, размеры доменов пропорциональны квадратному корню из толщины образца l . Эта зависимость перестает выполняться для толстых образцов, в которых домены разветвляются [10.8, 10.9]. Она несправедлива и для тонких магнитных пленок, таких, у которых толщина l оказывается сравнимой с размером домена. Для большой константы анизотропии это означает $l \approx \sigma/M^2$.

В этом случае в магнитном поле могут возникнуть цилиндрические магнитные домены (ЦМД) (рис. 10.3). Энергия ЦМД складывается из трех составляющих. Во-первых, это энергия доменной границы $2\pi r l \sigma$, где r — радиус домена. Во-вторых, это энергия взаимодействия момента с внешним магнитным полем H , равная $-(S_{\text{п}} - \pi r^2) l H M$, где $S_{\text{п}}$ — площадь пластины. Наконец, в-третьих, это изменение энергии магнитного поля, связанное с частичным замыканием магнитных линий. Если две первые составляющие описывают увеличение энергии с возникновением ЦМД, то последняя, которую представим в виде $2\pi M^2 l^3 \Phi(r/l)$, — энергетический выигрыш. Если $r < l$, то магнитные линии замыкаются в объеме порядка r^3 и $\Phi(r/l) \sim r^3/l^3$. Если же $r > l$, то линии замыкаются в кольце радиуса r шириной порядка толщины пленки l . Поэтому выигрыш в энергии магнитного поля, пропорциональный объему, где замыкаются магнитные линии, составляет $2\pi r l$. Следовательно, для $r > l$ $\Phi(r/l) \sim r/l$.

Равновесное значение радиуса определяется минимумом полного изменения энергии, связанного с существованием ЦМД:

$$U = 2\pi r l \sigma + \pi r^3 l H M - 2\pi M^2 l^3 \Phi(r/l).$$

Условие минимума имеет вид

$$dU/dr = 2\pi l \{ \sigma + H^2 M r - M^2 l \Phi'(r/l) \} = 0 \quad (10.2)$$

или

$$l_0/l + r h/l = \Phi'(r/l),$$

где $l_0 = \sigma/M^2$; $h = H/M$.

Уравнение (10.2) удобно решить графически (рис. 10.4). Первая точка пересечения отвечает не минимуму, а максимуму энергии, Равновесный радиус \bar{r} задается второй точкой пересечения. Из Рис. 10.4 видно, что с уменьшением магнитного поля, а значит, и наклона прямой значение \bar{r} увеличивается. Увеличение поля сжимает ЦМД и при критическом значении магнитного поля, когда прямая $(l/l_0) + (r h/l)$ касается кривой $\Phi'(r/l)$ (штрих на рис. 10.4), домен пропадает или, как говорят, коллапсирует. Из рисунка видно, что при одинаковом поле размер домена больше в том материале, в котором

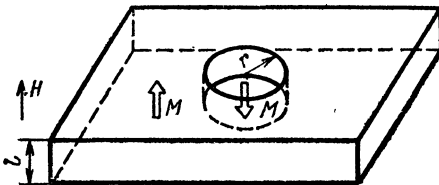


Рис. 10.3. Цилиндрический магнитный домен (ЦМД).

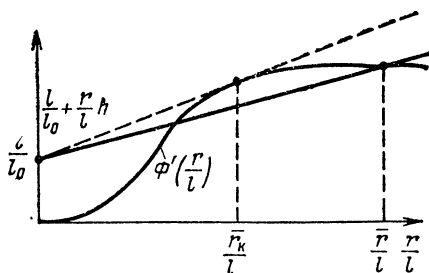


Рис. 10.4. Графическое решение уравнения для ЦМД.

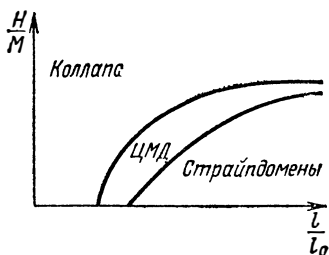


Рис. 10.5. Области существования доменов.

меньше поверхность натяжения стенки домена. Реально размеры ЦМД варьируются от единиц до десятков микрон. По мере уменьшения поля энергетически более выгодными становятся не ЦМД, а полосчатые, или страйпдомены (рис. 10.5).

Энергия ЦМД тем меньше, чем меньше магнитное поле. Поэтому он стремится перейти из области сильных в область слабых полей. При перемещении ЦМД поворачивается магнитный момент в стенке. Поэтому скорость домена тем выше, чем меньше «трение», препятствующее такому повороту. Подвижность домена тем больше, чем шире доменная стенка. Действительно, чем шире стенка, тем при той же скорости перемещения стенки меньше скорость вращения вектора магнитного момента, которой пропорциональна сила трения, препятствующая смещению. Расчет показывает, что подвижность домена

$$\mu = \gamma l_c / \alpha \lambda,$$

где γ — гиромагнитное отношение; l_c — толщина стенки; α — величина, обратная времени затухания прецессии магнитного момента. Скорость домена определяется выражением

$$v_d = - \mu 2rdH/dx.$$

Подвижность составляет порядка 0,1 ... 1 м²/(с · А).

Геликоны и другие волны плазмы в магнитном поле [10.10, 10.11]. Приложение сильного магнитного поля H_0 приводит к появлению специфических слабозатухающих волн плазмы твердых тел.

Если H_0 велико настолько, что циклотронная частота $\Omega = eH_0/mc$ намного превышает частоту столкновений носителей с дефектами решетки ν или, что то же самое, $\mu H_0/c \gg 1$ ($\mu = e/mv$ — подвижность), то в материале могут распространяться медленные поперечные электромагнитные волны. (Напомним, что в отсутствие магнитного поля поперечные волны сквозь проводящий материал не распространяются; они затухают в скин-слое на длине $\delta = \sqrt{\chi \sigma^2 / 4\pi \omega \sigma}$, где ω — частота волны; σ — проводимость.) Такие волны распространяются вдоль магнитного поля, направляе-

мого вдоль оси z . Поскольку они имеют круговую поляризацию, их называют спиральными волнами, или геликонами.

В сильном магнитном поле поперечная проводимость мала и основную роль играет холловский ток. Поэтому электрическое поле циркулярно поляризованной волны $E = E_x + iE_y$ вызывает холловский ток носителей $j = -i \frac{en}{m} c \frac{E}{H_0}$, который создает переменное магнитное поле, определяемое уравнением Максвелла $\text{rot } \mathbf{H} = \frac{4\pi}{c} \mathbf{j}$. Учитывая, что

$$\text{rot } \mathbf{E} = -i \frac{\omega}{c} \mathbf{H}, \text{ т. е. } E = -i \frac{\omega H}{ck},$$

для волн с волновым вектором k получаем

$$-kH = \frac{4\pi}{c} j = -i \frac{4\pi e^2 n}{m} c \frac{E}{H_0} = -i \frac{4\pi e^2 n}{m} \frac{c}{H}.$$

Таким образом, частота геликона

$$\omega_k = \frac{cH_0}{4\pi n l} k^2.$$

Условия ее существования суть $v, \omega_k \ll \Omega$, а относительное затухание есть v/Ω . Обычно для полупроводников и металлов $v \sim 10^{13} \text{ с}^{-1}$. Следовательно, для выполнения условия $\Omega > v$ при эффективной массе носителей $m = 10^{-1} m_0$ необходимы поля $H > mc/ev \sim 10^5 \text{ Э}/(10^7 \text{ А/м})$. Условие $\omega_k \ll \Omega$ означает, что длины волн должны превышать величину

$$\tilde{\lambda} = 2\pi \sqrt{mc^2/4\pi n e^2}$$

и для концентраций $n \sim 10^{17} \text{ см}^{-3}$ $\tilde{\lambda} \sim 60 \text{ мкм}$.

Если плазма состоит из равного числа электронов и дырок (как, например, в Bi), в ней могут распространяться альвеновские и магнитно-звуковые волны. Закон дисперсии первых

$$\omega = v_A k \cos \vartheta$$

(ϑ — угол между направлением распространения волны и магнитным полем), а закон дисперсии вторых

$$\omega = v_A k.$$

Скорость их распространения $v_A = H_0 / \sqrt{4\pi n (m_e + m_h)}$, где m_e и m_h — массы электронов и дырок. Для Bi при $H \sim 10^4 \text{ Э}$ ($\sim 10^6 \text{ А/м}$) $v_A \sim 10^7 \dots 10^8 \text{ см/с}$. И для этих волн относительное затухание составляет ϑ/ω , а область существования ограничивается условием $\omega \ll \Omega$.

Наличие циклотронного резонанса приводит к существованию волн, частоты которых близки к $n\Omega$, где n — целое число. Волновые же векторы должны существенно превышать величину обратного ларморовского радиуса,

Перечисленные волны могут взаимодействовать с колебаниями решетки—фононами. Это взаимодействие наиболее сильно, когда частоты звука и колебаний плазмы совпадают. В этом случае возникают смешанные колебания. Таким образом, звуковые колебания порождают колебания плазмы и наоборот.

Возбуждать плазму можно с помощью потоков носителей, дрейфовая скорость которых превышает скорости соответствующих возбуждений.

Магнитооптические эффекты [10.8]. Наличие постоянного магнитного поля \mathbf{H} меняет оптические свойства вещества. Одним из проявлений этих изменений является эффект Фарадея. Он состоит в том, что линейно-поляризованная электромагнитная волна, пройдя через материал, помещенный в магнитное поле, меняет направление плоскости поляризации.

Причина этого состоит в том, что магнитное поле «закручивает» электроны в плоскости, перпендикулярной его направлению. Поэтому циркулярно-поляризованные световые волны с противоположными направлениями вращения вектора электрического поля по-разному взаимодействуют с электронами и скорости распространения, а следовательно, коэффициенты преломления оказываются различными для волн противоположной циркулярной поляризации. Так как любую плоскополяризованную волну можно представить в виде суммы двух противоположно циркулярно-поляризованных, из-за различия фазовых скоростей волн в направлении распространения z , обусловленного разницей в коэффициентах преломления, возникнут пространственные биения и компоненты вектора индукции будут иметь вид

$$D_x = e^{ikz} \cos z \frac{\omega f H}{2cn}, \quad D_y = e^{ikz} \sin z \frac{\omega f H}{2cn},$$

где k — волновой вектор света при $H = 0$; n — показатель преломления материала; f — некоторый коэффициент, характеризующий свойства данного материала.

Таким образом, угол наклона плоскости поляризации волны, начально поляризованной вдоль оси x , после прохождения ею слоя толщиной $z = l$ определится выражением

$$\varphi = \arctg \frac{D_y}{D_x} = l \frac{\omega f H}{2cn}.$$

При изменении направления магнитного поля на противоположное меняется и направление вращения плоскости поляризации.

Величину $\omega f H / 2cn$ называют удельным вращением. Она зависит от длины волны света и концентрации электронов.

Если свет распространяется в направлении, перпендикулярном магнитному полю, фарадеевского вращения не возникает. При этом, однако, проявляется эффект Коттона—Мутона, состоящий в том, что падающая нормально к поверхности материала линейно-поля-

ризованная волна по выходе из него оказывается эллиптически-поляризованной. Степень эллиптичности поляризации пропорциональна квадрату напряженности магнитного поля и определяется разностью коэффициентов преломления для волн, поляризация которых параллельна и перпендикулярна магнитному полю.

Описанные эффекты наиболее заметно проявляются в ферромагнитных материалах [10.9]. Здесь они не связаны с внешним магнитным полем, а обусловлены наличием спонтанного магнитного момента. Вращение плоскости поляризации из-за эффекта Фарадея тем больше, чем меньше поглощение света. Поэтому целесообразно ввести параметр, пропорциональный отношению удельного вращения κ_F ($^\circ/\text{см}$) к коэффициенту поглощения α ($1/\text{см}$): $0,23\kappa_F/\alpha$ $^\circ/\text{дБ}$, называемый магнитной добротностью. Эта величина достигает $10^2 \dots 10^3$ $^\circ/\text{дБ}$.

Магнитоэлектронные устройства. Использование магнитных явлений в твердом теле положило начало новому направлению в микроэлектронике — магнитоэлектронике. К устройствам магнитоэлектроники прежде всего относятся устройства на магнитных цилиндрических доменах. Они представляют собой пластину магнитного материала заданной толщины, помещенную в магнитное поле смещения, в которой образуется ЦМД диаметром порядка толщины пластины. Для движения ЦМД по пластине необходимо создать перепад магнитного поля.

Для создания такого поля обычно используют пермаллоевые аппликации различной формы, в частности Г-образные (рис. 10.6). Домены перемещаются по Г-образным полоскам под воздействием поля управления, вращающегося в плоскости пластины. Домен обычно зарождается при помощи пермаллоевого генератора с токовой петлей. Под генератором постоянно находится домен, от которого при каждом повороте магнитного поля управления

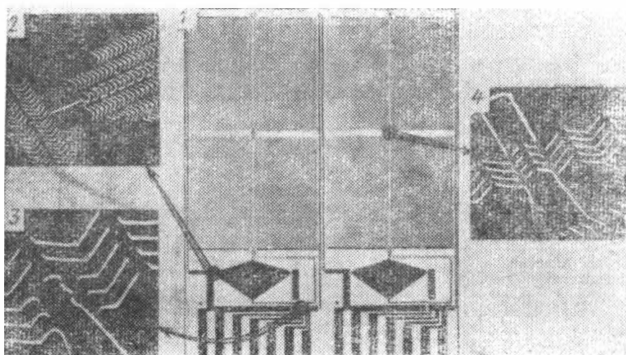


Рис. 10.6. Однокристалльное ЗУ на ЦМД емкостью 32 кбит:

1 — общий вид пластины; 2 — фрагмент структуры расширения с магниторезистивными датчиками (увеличение в 700 раз); 3 — генератор ЦМД (увеличение в 3400 раз); 4 — аннигилятор ЦМД (увеличение в 1800 раз).

и при подаче тока в петлю отщепляется ЦМД, который притягивается ближайшей Т-полоской.

В качестве детектора доменов обычно используют магниторезистивный датчик, сигнал с которого усиливается интегральным усилителем. Чтобы увеличить уровень сигнала в датчике считывания, применяют так называемую «шеvronную» структуру продвижения ЦМД. Такая структура растягивает область ЦМД в направлении, перпендикулярном направлению движения, что значительно увеличивает уровень полезного сигнала в датчике считывания, так как увеличивается площадь ЦМД и возрастает величина интегрального магнитного потока.

Возможны и другие способы управления движением ЦМД, например, с помощью токовых контуров, но, по-видимому, Т-образные полоски в настоящее время наиболее оптимальны.

Считывание доменов можно осуществлять и другими способами, использующими локальные магнитные поля ЦМД, например, оптически (эффект Фарадея) или с помощью эффекта Холла.

Обычно для создания устройств на ЦМД используется комплект фотошаблонов, состоящий из трех слоев. Два для формирования слоя пермаллоя: генератора доменов, аннигилятора, Т-полосок и датчика считывания. Третий слой для создания тоководящих дорожек. При создании устройств ЦМД с высокой плотностью записи информации требуется высокая точность совмещения фотошаблонов. Для увеличения технологичности устройств на ЦМД весьма перспективно создание такой организации генерации, управления, продвижения и считывания доменов, при которой можно было бы создать систему приложений в одном слое. В последнее время в этом направлении наметились определенные успехи.

Для управления движением доменов перспективно также создавать структурные неоднородности в магнитной монокристаллической пластине как химическим травлением, так и локальным легированием определенными примесями с последующей термообработкой.

В качестве магнитных материалов в первый период исследований в области ЦМД использовались ортоферриты типа $KFeO_3$, где К — редкоземельный ион Y, Dy, Tm и т. д. Домены в таких материалах обладают достаточно высокой подвижностью ($\sim 10^5$ см/с), но имеют сравнительно большие размеры ($\varnothing \sim 100 \dots 150$ мкм) и узкую температурную область существования. Эти недостатки обусловили неперспективность их использования для промышленных приборов и устройств на ЦМД. Наиболее перспективны в настоящее время эпитаксиальные магнитные пленки гранатов типа $(YCdTm)_3(FeGa)_5O_{12}$ или $(YEuEr)_3(FeGa)_5O_{12}$ на немагнитных подложках гадолиний-галлиевого граната. В этих материалах существуют ЦМД диаметром 1 ... 15 мкм. Скорость их движения, достигаемая при больших управляющих магнитных полях, лежит в пределах 100 ... 400 см/с. Существенным требованием для получения высоких скоростей движения доменов является безде-

фектность получаемых монокристаллических пленок гранатов, а также отсутствие механических напряжений.

Большой интерес представляют новые материалы для ЦМД — аморфные пленки магнитных материалов типа CdCo . Пленки на подложку наносят вакуумным напылением. При толщинах пленки меньше 1 мкм домены будут иметь субмикронные размеры.

Основное достоинство рассмотренных устройств заключается в том, что ЦМД могут составить систему идентичных элементов, реализующих функции логики, запоминания и коммутации без нарушения однородности структуры материала носителя. Таким образом, кристалл на магнитных доменах является законченной вычислительной средой, на поверхности которой с помощью системы внешних аппликаций можно размещать схемы, реализующие самые различные комбинации логических, переключающих функций и функций памяти.

Наибольшее применение ЦМД получили при реализации запоминающих устройств. В качестве основного элемента для создания ЗУ используют кристаллы, емкость которых от 4 до 20 кбит. Такие кристаллы собирают в модуль, набирая необходимую емкость ЗУ. Так, уже в настоящее время разработаны ЗУ емкостью до $15 \cdot 10^6$ бит в физическом объеме порядка 5 см^3 с потребляемой мощностью 6 Вт. Ожидается, что в ближайшие годы можно будет получить плотность записи информации до 10^7 бит/ см^2 , причем емкость кристалла составит примерно 10^8 бит.

Перспективными областями применения таких устройств являются внешняя память ЭВМ, видеозапись, коммутация сигналов в телефонных аппаратах с памятью и кнопочным вызовом абонента, визуальное отображение информации.

Особый интерес вызывают работы по использованию доменных стенок для устройств функциональной микроэлектроники. Показано, что в тонкой пленке пермаллоя толщиной порядка нескольких сотых микрометра, вдоль которой проходит граница Нееля, при приложении нормально ей магнитного поля заданной напряженности образуются блоховские линии, которые могут свободно перемещаться вдоль доменной стенки. Размер блоховской линии порядка толщины пленки, т. е. несколько сотых микрометра, причем подвижность этих линий достигает огромных значений $\sim 48\,000 \text{ см/Э} \cdot \text{с}$ ($\sim 5 \text{ м}^2/\text{А} \cdot \text{с}$). Управлять их движением можно, создавая скачки напряженности магнитного поля вдоль стенки с помощью токовых петель, нанесенных на слой пермаллоя. Используя таким образом свойства доменных стенок для создания ЗУ, можно ожидать, что будет получена плотность записи информации $10^8 \dots 10^9$ бит/ $\text{с} \cdot \text{см}^2$ при тактовых частотах порядка 100 МГц. Однако следует подчеркнуть, что на этом пути встретится еще много трудностей.

Новые и малоизученные в настоящее время возможности использования ЦМД (и полосковых доменных структур) могут быть связаны с процессами взаимодействия доменных структур с СВЧ полями. В частности, показана возможность эффективной генера-

ции ЦМД при взаимодействии полей СВЧ, близких к частотам ферромагнитного резонанса с полосковой доменной структурой, а также возможность СВЧ детектирования ЦМД. Управление СВЧ полями регулярной доменной структурой позволит создавать новые магнитооптические устройства с высоким быстродействием.

Важным направлением современной электронной техники является создание устройств, оперирующих большими массивами информации и допускающих ее параллельную обработку. Основой такого направления является создание «оптической» запоминающей среды и элементной базы—динамических транспарантов, дефлекторов оптического излучения и пр. Существенно, что как «оптическая» запоминающая среда, так и основные элементы управления излучением могут быть реализованы на магнитных материалах.

Исследования последних лет указывают на возможности:

— синтеза новых высокоэффективных магнитооптических материалов для системы управления излучением с магнитооптической добротностью $\sim 10^6/\text{дБ}$;

— широкого использования систем управления ЦМД, разработанных при создании ЗУ;

— создания новых магнитных материалов для «оптической» запоминающей среды на основе интерметаллических соединений.

Исследования взаимодействия оптического излучения с регулярными доменными структурами показали реальную возможность создания систем обработки больших массивов информации на основе магнитных явлений. Чрезвычайно перспективны устройства памяти, основанные на магнитооптических явлениях с использованием лазеров. В таких устройствах возможна запись информации с плотностью 10^8 бит/см² и получения ЗУ объемом до 10^{14} бит. Такие ЗУ отличаются высоким быстродействием (полоса пропускания более 100 МГц), возможностью многократной записи и стирания и длительным хранением информации.

Открытым остается вопрос об использовании спиновых волн для генерации и усиления СВЧ. Взаимодействие спиновых волн с носителями заряда может привести к развитию неустойчивости и возбуждению волн, когда скорость дрейфа носителей достигнет фазовой скорости волны, т. е. $\omega_s = kv_d$, где ω_s — частота спиновых волн; v_d — скорость дрейфа носителей.

Возможно возбуждение спиновых волн и при условии $\omega_s = kv_d + l\omega_B$, где $\omega_B = eB_0/m$ — циклотронная частота; B_0 — магнитная индукция в ферромагнетике; $l = \pm 1, \pm 2 \dots$ Это основа для создания СВЧ генераторов.

В настоящее время перспективными материалами для приборов СВЧ на спиновых волнах считаются магнитные полупроводники и слоистые структуры InSb — ЖИГ (железоттриевый гранат). Однако практическая реализация таких приборов сдерживается отсутствием необходимых материалов с малым значением $\rho\nu_m$ (ρ — удельное сопротивление, ν_m — частота магнитной релаксации).

10.3. Приборы и устройства оптоэлектроники

Когерентная оптоэлектроника — условное название области электронной техники, охватывающей приборы и устройства, работающие в диапазоне оптических частот и использующие такие параметры оптического сигнала, как частота, фаза, поляризация и амплитуда. В отличие от некогерентной оптоэлектроники, где оптический канал используется только как средство развязки гальванических цепей (оптроны), дистанционного управления, исключения влияния электромагнитных полей на линии передачи сигнала (передача сигналов по световодным линиям), для взаимодействия электронных систем с человеком (устройства отображения световой информации), именно в когерентной оптоэлектронике может быть реализовано высокое быстродействие, свойственное оптическому каналу.

Потенциальная пропускная способность оптических каналов передачи и обработки информации велика (рис. 10.7). В системах когерентной оптоэлектроники достижимо быстродействие передачи и обработки сигналов $10^9 \dots 10^{10}$ бит/с.

В оптическом диапазоне, как и в радиочастотном, ряд параметров устройств зависит от длины волны электромагнитных колебаний. Если в радиодиапазонах геометрические размеры устройств составляют сантиметры и миллиметры, то в оптическом диапазоне — микрометры. Это значит, что использование оптоэлектроники — путь дальнейшей микроминиатюризации геометрических размеров функциональных компонентов.

Важно отметить и следующую особенность. Уже с дециметрового и особенно с сантиметрового диапазонов частот начинают преобладать компоненты и устройства с распределенными параметрами. В оптическом диапазоне, где, как будет показано, все функциональные компоненты построены на основе использования сред с распределенными параметрами, сочетание зависимости геометрических размеров оптоэлектронных приборов от длины волны и наличия

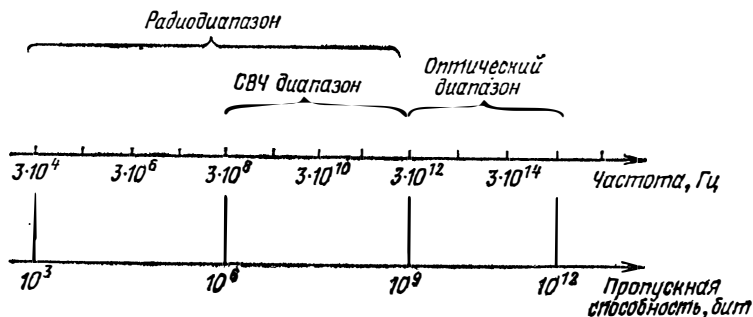


Рис. 10.7. Пропускная способность информационных каналов в различных диапазонах частот.

среды с распределенными параметрами является идеальным для создания устройств функциональной электроники.

Как любой частотный диапазон, диапазон оптических частот имеет свою элементную базу. Ее основу составляют генераторы электромагнитных колебаний оптических частот, устройства управления лазерным лучом, приемники световых сигналов, запоминающие среды, световоды, оптические элементы и оптические интегральные схемы (табл. 10.1).

Пленочные и инжекционные лазеры. Инжекционный лазер [10.15] представляет собой полупроводниковую диодную структуру, смещенную в прямом направлении. Ее активный слой, где происходит стимулированная излучательная рекомбинация электронов и дырок, обладает более высоким, чем эмиттеры, коэффициентом преломления. Вследствие этого такой слой представляет собой световод. Когда коэффициент усиления света, обусловленного излучательной рекомбинацией, компенсирует потери, в этом световоде начинают генерироваться связанные с ним моды излучения. Эти колебания сосредоточены вблизи слоя с повышенным коэффициентом преломления на расстояниях порядка длины волны излучения в материале. В лазерах из GaAs эта величина составляет доли микрометра.

Обязательным условием генерации является наличие обратной связи. Она может быть достигнута, например, созданием отражающих зеркал, представляющих собой оптически точные поверхности кристалла, перпендикулярные активному слою.

Однако инжекционные лазеры с зеркалами обладают рядом недостатков. Во-первых, из-за дифракции излучение, выходящее из лазера, имеет большую угловую расходимость (порядка десятков градусов). Во-вторых, поскольку вся мощность сосредоточена в очень узкой полоске (доли микрона), зеркала несут на себе очень большую «лучевую нагрузку», что приводит к выходу их из строя. В-третьих, полоса усиления вследствие излучательной рекомбинации довольно широка и в нее попадает несколько десятков связанных со световодом мод. Это приводит к тому, что обычно уже при небольших превышениях над порогом генерируется большое число мод.

Этих недостатков лишены лазеры с дифракционными решетками [10.8—10.21]. Последние выполняют, например, в виде рифления поверхности, параллельной световоду, или периодической модуляцией его толщины. Дифракционная решетка при должном подборе ее периода выполняет три функции. Во-первых, излучение, дифрагируя на ней, выходит из кристалла не с торцевых поверхностей — зеркал, а с большой площади решетки. Тем самым резко уменьшается расходимость излучения. Во-вторых, дифракционная решетка создает распределенную обратную связь, поскольку излучение отражается не от поверхностей — зеркал, а от каждого из ее штрихов. В-третьих, поскольку наиболее эффективно отражаются лишь те моды излучения, длина полуволны которых кратна периоду ди-

Таблица 10.1

Наименование функционального компонента	Характеристика компонента (принцип действия, материалы)	Вид преобразования оптического сигнала
Генераторы когерентных колебаний оптических частот	Газовые Твердотельные Полупроводниковые	Генерация непрерывная и импульсная
Усилители когерентных колебаний оптических частот	Газовые Твердотельные Жидкостные	Усиление дискретного сигнала, усиление изображений
Преобразователи частоты	Нелинейные взаимодействия в кристаллах. Акустооптические взаимодействия Нелинейные взаимодействия в жидкостях	Умножение частоты Умножение частоты, гетеродинирование Плавная перестройка частоты
Модуляторы и светоклапаны (одиночные и групповые)	Электрооптические Акустооптические Магнитооптические Полупроводниковые	Преобразование фазы, амплитуды, поляризации То же Преобразование амплитуды
Устройства отклонения светового луча	Электрооптические Акустооптические	Дискретное и аналоговое отклонение луча То же
Приемники оптического сигнала (одиночные и групповые)	Электрооптические Полупроводниковые	Прием гетеродинный Прием непосредственный
Оптические интегральные схемы	Электровакуумные Полупроводниковые Гибридные	Прием с усилением Функционально-логическое преобразование информации То же
Запоминающие среды	Электрооптические Магнитооптические Фотохромные Полупроводниковые	Постоянная и оперативная память, в том числе голографическая То же Постоянная и оперативная память
Коммутационные компоненты	Стекланные и органические световоды Оптические разъемы	Передача оптических сигналов Коммутация оптических сигналов
Оптические компоненты	Стекланные и органические линзы, зеркала, растры, фильтры	Фокусировка, размножение оптических каналов, фильтрация

фракционной решетки, в таком лазере происходит эффективная модовая селекция, и он работает в одномодовом режиме.

Все эти соображения относятся и к полупроводниковым инжекционным лазерам, и к тонкопленочным с оптической накачкой.

Наиболее перспективными сейчас представляются инжекционные лазеры с двойной гетероструктурой. В них активная область выполнена из материала с меньшей, чем у эмиттеров, шириной запрещенной зоны. Именно за счет этого активный слой обладает большим коэффициентом преломления.

Такая структура имеет значительно меньшие пороговые токи, чем у обычных лазеров, и способна работать при комнатных температурах.

Модуляторы [10.17, 10.34, 10.35]. Электрооптический модулятор представляет собой кристалл с электродами. Если используется продольный электрооптический эффект, при котором направления электрического поля и распространения световой волны совпадают, электроды должны быть прозрачными. При поперечном электрооптическом эффекте электрическое поле направлено перпендикулярно направлению распространения световой волны. (Электроды в этом случае могут быть массивными, что улучшает условие рассеяния тепла на модуляторе.)

Электрооптический модулятор — прибор фазовый. Если перед ним установлен поляризатор, а после него анализатор, то фазовый модулятор превращается в амплитудный (рис. 10.8, а). Интенсивность света (I/I_0) на выходе модулятора изменяется от 0 до 1 при изменении фазового сдвига φ от 0 до π (рис. 10.8, б). Здесь $\varphi = 2\pi U r_{ij} n^3 / \lambda$; U — напряжение; r_{ij} — электрооптическая постоянная; n — показатель преломления материала; λ — длина волны света.

Светоклапанные устройства [10.36, 10.37] являются типичными представителями устройств с функциональной интеграцией. По своему использованию они полифункциональны.

Рассмотрим принцип их работы (рис. 10.9). На прозрачные электроды 2 подается потенциал (для снижения управляющего напряжения модулятор охлаждаают до $-50 \dots -70^\circ \text{C}$).

При подаче двумерного светового сигнала на устройство в фотополупроводниковом слое 4 перераспределяются заряды, повторяя световой рельеф сигнала. В зависимости от локальных изменений заряда меняется по такому же закону и электрическое поле на модуляторе 1, которое изменяет локально показатель преломления кристалла. Если же теперь на электрооптический модулятор подать поляризованный пучок света, то он окажется промодулированным по фазе в соответствии с законом распределения интенсивности в подаваемом на устройство световом сигнале.

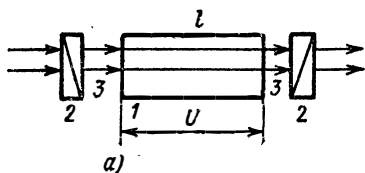
Диэлектрическое зеркало 3 делит устройство на два оптически изолированных слоя. За счет этого интенсивности световых сигналов на его входе и выходе могут значительно отличаться. Эффективность преобразования «свет—свет» зависит от чувствительности и эффективности модуляции электрооптического кристалла.

Как электрическая система устройство представляет собой конденсатор с высокой добротностью. Поданный световой сигнал «заряжает» конденсатор. Потенциальный рельеф в светоклапанном устройстве сохраняется до десятков минут. За это время его можно многократно считывать световым лучом. Создаваемые в настоящее время светоклапанные устройства обладают разрешающей способностью порядка 40 ... 100 лин/мм. Размеры сторон кристалла могут доходить до нескольких сантиметров.

Светоклапанные устройства позволяют осуществлять следующие функции: усиление изображения; преобразование некогерентного сигнала в когерентный; перевод сигнала в любой участок частотного диапазона; сложение и вычитание сложных оптических сигналов; управление миллионами световых параллельных каналов.

Устройства отклонения светового луча (дефлекторы) [10.34, 10.35] выполняют важнейшие функции, в том числе: сканирование пространства, коммутирование оптических каналов, развертку оптического изображения, адресацию в системах памяти. По принципу действия эти устройства делятся на аналоговые и дискретные.

У аналоговых устройств отклонения главной характеристикой является разрешающая способность $N = \theta/\delta\theta$, где θ — максимальный угол сканирования; $\delta\theta$ — угол расходимости луча. Разрешающая способность зависит от длины волны и поперечного сечения луча D :



$$N = \theta D / \lambda \kappa,$$

где κ — коэффициент, зависящий от формы поперечного сечения луча.

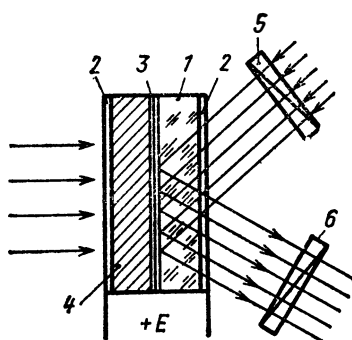
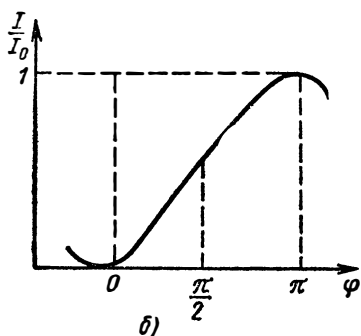


Рис. 10.8. Схема амплитудного электрооптического модулятора (а) и его характеристика (б):

1 — электрооптический кристалл; 2 — поляризаторы; 3 — прозрачные электроды,

Рис. 10.9. Схема светоклапанного устройства:

1 — электрооптический материал; 2 — прозрачные электроды; 3 — диэлектрическое зеркало; 4 — фотопроводящий материал; 5 — входной поляризатор; 6 — выходной поляризатор.

В простейшем случае аналоговое устройство отклонения луча представляет собой электрооптический модулятор с поперечным управлением. Форма управляющих электродов соответствует форме сечения призмы. Электрическое поле электродов создает в кристалле как бы призму с изменяющимся показателем преломления. Подобные дефлекторы позволяют получить до 100 ... 200 разрешаемых положений луча.

Другим типом аналогового дефлектора можно считать акустооптический дефлектор, построенный на принципе дифракции луча на акустооптической волне, распространяющейся в твердом теле.

В акустооптическом дефлекторе используется концентрация света в первом максимуме дифракционной решетки, создаваемой акустической волной. При изменении частоты акустической волны изменяются параметры дифракционной решетки. Угол отклонения первого бокового максимума равен

$$\theta = \frac{\lambda}{\Lambda} = \frac{\lambda \Omega}{2\pi v_{зв}}$$

где $v_{зв}$ — скорость звука; Ω — частота звука.

При изменении Ω боковой максимум смещается на угол

$$\Delta\theta = \frac{\lambda}{2\pi v_{зв}} \Delta\Omega,$$

при этом число разрешаемых положений (при дифракционной расходимости луча) равно $N = D\Delta\Omega/2\pi v_{зв}$, где D — диаметр луча.

Дискретные отклоняющие устройства используют те же эффекты.

Электрооптическое отклоняющее устройство строят из набора пар «модулятор—двулучепреломляющий кристалл». Модулятор в этой системе выполняет роль переключателя поляризации для обыкновенного и необыкновенного лучей. Двулучепреломляющая пластина разделяет эти лучи (рис. 10.10). Таким образом, отклоняющий каскад дефлектора работает как двоичный элемент. Общее число положений луча в многокаскадном дефлекторе будет равно 2^n , где n — число каскадов. Если дефлектор двумерный, то он содержит второй такой же набор каскадов, повернутый на 90° относительно первого.

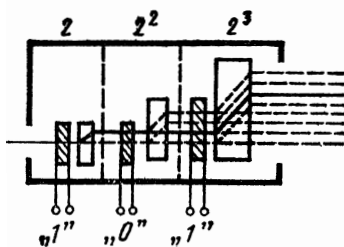


Рис. 10.10. Ход лучей в дефлекторе:

«1» — подано управляющее напряжение на переключатель поляризации, «0» — управляющего напряжения нет.

Если в качестве дискретного устройства отклонения луча используют акустооптический дефлектор, то его отличие от аналогового варианта состоит в том, что на преобразователь подается напряжение не с плавно меняющейся частотой, а с дискретными частотами по числу фиксированных положений.

Приемники оптических сигналов. Для приема оптических сигналов применяют самые разнообразные приборы: фотодиоды, фотоэлектронные умножители, электрооптические преобразователи, видиконы и т. д. В связи с появлением систем обработки и хранения информации возникла потребность в многоэлементных матричных фотоприемных устройствах. Такие устройства создают на основе фотодиодов. Матрицы содержат от нескольких до $10^3 \dots 10^4$ диодов. В последнее время особый интерес проявляется к приборам с зарядовой связью (ПЗС), которые обладают возможностью самосканирования.

Интегральная оптика [10.38, 10.39]. Одним из перспективных направлений, находящимся в стадии интенсивного развития и поиска, является интегральная оптика, задачи которой по отношению к ряду систем передачи и обработки оптической информации аналогичны задачам микроэлектроники по отношению к традиционной электронике.

Несмотря на то, что первые поисковые исследования в области интегральной оптики были выполнены в конце 60-х годов, интенсивное исследование интегральной оптики началось в 70-е годы. Разработка оптических интегральных схем связана с применением новейших технологических приемов (электронно-лучевая литография, ионное внедрение, жидкофазная гетероэпитаксия, плазменное ВЧ распыление и пр.).

Основным элементом интегральной оптики является диэлектрический волновод, представляющий собой слой или полосу на поверхности или в глубине оптически прозрачного диэлектрика, полупроводника, магнитного материала, обладающий повышенным показателем преломления.

Здесь уместно напомнить, как передается излучение в световоде [10.17]. Пусть имеются две среды с отличающимися коэффициентами преломления (рис. 10.11). Лучи, падающие на границу раздела между средами под углами θ , меньшими угла полного внутреннего отражения θ_r , определяемого, как известно, соотношением $\sin \theta_r = n_2/n_1$, не смогут выйти за пределы среды с n_1 , т. е. они будут распространяться по оптическому волноводу, образованному этой средой. Такая простая интерпретация распро-

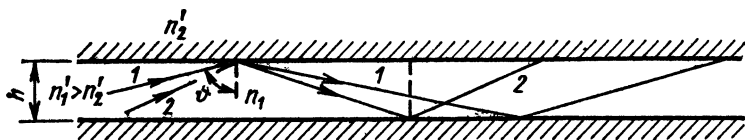
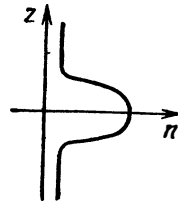


Рис. 10.11. Распространение света в световоде.

Рис. 10.12. Распределение коэффициента преломления в световоде.



странения света по световодам справедлива лишь до тех пор, пока применимо приближение геометрической оптики, т. е. пока ширина волноводного слоя намного больше длины волны излучения в материале λ_1 . Если это не так, то в зависимости от геометрии волновода и соотношений коэффициентов преломления в нем либо сможет распространяться одна-две волноводных моды с данной частотой, либо распространение световой волны этой частоты окажется вообще невозможным.

Световоды, у которых характерный геометрический размер намного превышает длину волны, называют многомодовыми вследствие возможности распространения в них большого числа мод, по порядку величины равного h/λ . В предельном для этой величины случае световоды называют предельными или одномодовыми.

Разные моды обладают разными скоростями распространения. Действительно, из рис. 10.11 видно, что две моды, которым отвечают лучи 1 и 2, проходят одну и ту же длину световода за разное время: чем больше угол θ , соответствующий данной моде, тем больше скорость распространения.

Поэтому сигнал, представляющий собой резкий пик интенсивности света, образованный многими модами, по мере прохождения по волноводу будет расплываться из-за опережения одних мод другими. Поскольку скорости распространения мод в многомодовом световоде меняются от скорости распространения света в материале с коэффициентом преломления $n_1 : c/n_1$ (для волны, скользящей вдоль поверхности) до $(c/n_1) \sin \theta_r$ (для последней моды, удерживаемой световодом), то в волноводу длиной l исходный импульс расплывается так, что его длительность составляет величину порядка

$$-\frac{l}{c/n_1} + \frac{l}{(c/n_1) \sin \theta_r} = \frac{ln_1}{c} \left(\frac{n_1}{n_2} - 1 \right).$$

Это весьма важно, если оптические сигналы передаются на большие расстояния, например, по световолокнам в системах оптической связи. Так, если $n_1 = 1,5$ и $(n_1/n_2) - 1 = 10^{-2}$, длительность импульса вследствие расплывания при $l = 100$ м составит $5 \cdot 10^{-9}$ с.

Из изложенного ясно, что сигналы с очень резкими фронтами нужно передавать не многомодовыми, а одномодовыми световодами.

Если распределение коэффициента преломления в поперечной плоскости световода имеет вид, представленный на рис. 10.12, то излучение сфокусируется так, что его основная часть будет распространяться вдоль оси световода. Тем не менее поле световой волны не равно точно нулю вне световода. Оно экспоненциально

спадают по мере удаления от его границы. Поэтому если два световода поместить близко друг к другу, то за счет взаимодействия их полей возможна перекачка мощности из одного световода в другой.

Пленочные диэлектрические микроволноводы представляют собой полоски с типичными размерами: толщина ~ 1 мкм, ширина 20... 25 мкм.

В настоящее время разработан ряд способов эффективного возбуждения (ввода и вывода оптического излучения) таких диэлектрических волноводов. Это непосредственная фокусировка лазерного излучения на торец диэлектрического волновода, ввод и вывод оптического излучения с помощью призм (метод нарушения полного внутреннего отражения) и дифракционных решеток, нанесенных на заданные участки поверхности волновода.

Основные функциональные компоненты интегральной оптики представляют собой либо оптически связанные микроволноводы требуемой геометрии (например, направленные ответвители, различные фильтры), либо микроволноводы, связанные в среде с электро- или магнитооптическими свойствами (модуляторы и дефлекторы оптического излучения), либо волноводы, созданные в нелинейной оптической среде.

Весьма желательным является, наконец, совмещение функциональных элементов интегральной оптики с волноводными лазерами и усилителями для создания замкнутых оптических интегральных схем.

Укажем основные направления разработок оптических интегральных схем, сложившиеся к настоящему времени.

Разработка оптических интегральных схем на основе GaAs, Ga_{1-x}Al_xAs методами жидкостной гетероэпитаксии, ионной имплантации. Выбор данных полупроводниковых материалов обусловлен тем, что для них достаточно хорошо разработана технология жидкостной гетероэпитаксии (позволяющей выращивать пленочные оптические волноводы), а также есть положительные результаты исследования ионной имплантации (позволяющей создавать полосковые оптические микроволноводы и периодические волноводные структуры). Кроме того, значительный электрооптический эффект и нелинейные оптические свойства GaAs и Ga_{1-x}Al_xAs позволяют осуществлять в микроволноводных структурах модуляцию оптического излучения и параметрическое преобразование частот. Наконец, следует учесть наличие полупроводниковых лазеров, создаваемых на этих материалах.

В настоящее время на основе GaAs и Ga_{1-x}Al_xAs созданы лабораторные образцы пленочных волноводов, полосковая периодическая волноводная структура типа направленного ответвителя, амплитудные модуляторы оптического излучения с использованием электрооптического эффекта для длин волн 10 и 1 мкм с характерным управляющим напряжением порядка нескольких десятков вольт и частотой ~ 100 МГц. Проводятся теоретические исследования параметрического преобразования частот и других явлений

ний нелинейной оптики для GaAs, $Ga_{1-x}Al_xAs$ микроволноводов. Простейшие интегральные оптические схемы (например, модуляторы и управляемые направленные ответвители ИК излучения) могут найти применение в системах лазерной связи в ближайшие годы.

Использование оптического стекла. Здесь перспективным является технологический метод создания пленочных полосковых и более сложных микроволноводных структур, утопленных внутрь основной пластины, на основе двойной электродиффузии ионов. Таким методом получены оптически совершенные (с потерями менее 0,1 дБ/см) пленочные и полосковые микроволноводы. Малые потери на рассеяние связаны, в частности, с тем, что мелкие неточности изготовления маски сглаживаются в процессе диффузии, несущий слой волновода утоплен в глубину пластины. Потери на поглощение в таких волноводах определяются потерями в объемном материале. Весьма вероятно, что таким способом в ближайшее время будут созданы направленные ответвители и волноводные фильтры оптического излучения.

Однако возможности создания других основных функциональных элементов интегральной оптики (например, модуляторов излучения) в таких системах в настоящее время не ясны. Тем не менее следует отметить, что первый пример активного волноводного компонента (усилитель оптического излучения на длине 1 мкм) был создан на основе пленочного микроволновода в пластине оптического стекла, легированного ниодимом. В настоящее время данное направление разработок интегральной оптики несколько уступает направлению разработок на основе GaAs, GaAsAl в функциональной полноте основных элементов, но существенно выигрывает в оптическом совершенстве микроволноводов.

Примыкающие к данному направлению исследования других диэлектрических материалов (таких, как плавленый кварц, органическая полимерная пленка и др.) еще не позволяют оценить их перспективность для целей интегральной оптики.

Использование магнитооптических материалов. Примером таких материалов являются эпитаксиальные пленки сложных феррит-гранатов. Варьируя состав пленки и подложки, можно контролировать как наведенную анизотропию, так и разность показателей преломления пленки и подложки. Пленочные микроволноводы реализованы для ряда эпитаксиальных пленок сложных феррит-гранатов. Более того, в настоящее время на основе таких материалов создан магнитооптический волноводный модулятор излучения (на длине волны 1,152 мкм) с частотой модуляции порядка нескольких мегагерц и глубиной модуляции $\sim 50\%$. Существует возможность создания пленочного волноводного лазера на основе феррит-гранатовых пленок, легированных Nd^{3+} .

По разнообразию функциональных возможностей прозрачные магнитные материалы (в частности, сложные феррит-гранаты) несколько не уступают полупроводниковым материалам типа GaAs

и GaAsAl и характеризуются малыми значениями управляющих магнитных полей. Однако возможности создания оптически совершенных полосковых микроволноводных структур (а следовательно, и больших оптических интегральных схем) в настоящее время еще не выяснены. Один из возможных путей создания полосковых волноводов может быть связан также с ионной имплантацией.

Наконец, отметим, что в последнее время наметился успех в создании оптических микроволноводов на основе хорошо изученных материалов, широко используемых в устройствах нелинейной оптики на объемных кристаллах. Достаточно совершенные в оптическом отношении пленочные волноводы получены на основе KDP, LiNbO₃, LiTaO₃. Таким образом открывается возможность создания методами интегральной оптики волноводных параметрических модуляторов, преобразователей частот и усилителей с малыми управляющими напряжениями, мощностями и сниженной мощностью оптической накачки. Решение же технологической задачи создания совершенных полосковых волноводов на основе двулучепреломляющих электрооптических материалов (типа LiNbO₃, LiTaO₃) привело бы к быстрому развитию еще одного направления интегральной оптики, обладающего функциональной полнотой.

В заключение еще раз обратим внимание на то, что в настоящее время уже выяснена принципиальная возможность создания по существу всех основных функциональных компонентов интегральной оптики. Опыт создания некоторых функциональных компонентов, например волноводных электро- и магнитооптических модуляторов излучения, свидетельствуют о том, что требуемое быстродействие может быть получено при более низких мощностях управления и оптической накачки, чем для устройств на основе объемных кристаллов.

Оптические накопители информации (запоминающие среды) [10.40—10.45]. Среди современных цифровых устройств устройство памяти является одним из важнейших и самым распространенным.

В отличие от накопителей, в которых запоминание происходит в дискретной ячейке, представляющей собой ферритовый тор, триггер или другой элемент, оптические накопители являются средами с распределенными параметрами. Адреса информации в такой среде задаются координатами точки, задаваемыми, в свою очередь, оптическими адресными устройствами — дефлекторами. Наименьшие размеры области, на которой можно записать информацию, определяются разрешающей способностью материала (линии на миллиметр) и диаметром записывающего или считывающего луча.

В оптических средах информация может записываться по битам или целыми массивами двоичных знаков, а также в виде голограмм. Минимальный теоретический размер одного бита информации по площади, занимаемой в накопителе, может определяться длиной волны записывающего излучения. Благодаря этому плотность записи

в оптической памяти может составлять $10^7 \dots 10^8$ бит/см² в плоском и 10^9 бит/см³ в объемном накопителях информации.

Материалы — накопители информации делятся на два типа: для постоянной записи и для оперативной записи информации. Во втором случае накопитель должен позволять производить запись, чтение и стирание информации.

К материалам для постоянной записи относятся: фотоэмульсии — серебряно-галоидные эмульсии, которые характеризуются высокой чувствительностью и разрешением ($0,02 \cdot 10^{-3}$ Дж/см² и 2000 лин/мм); бихромат желатина (фазовый материал) характеризуется чувствительностью ($2 \dots 20$) $\cdot 10^{-3}$ Дж/см² и разрешением порядка нескольких тысяч линий на миллиметр; фотополимеры, обладающие чувствительностью к УФ излучению порядка ($0,6 \dots 10$) $\cdot 10^{-3}$ Дж/см², отсутствием зернистости, что определяет высокое разрешение; тонкие металлические пленки, которые «гравированы» лазерным лучом, требуют мощности для записи порядка $50 \cdot 10^{-3}$ Дж/см² и обладают разрешением около 1000 лин/мм.

Одним из важных показателей для голографической записи является дифракционная эффективность, которая составляет для фотоэмульсии 6 ... 20%, для фотополимеров 10 ... 50%, для металлических пленок 10 ... 30%.

К материалам — накопителям для оперативной записи относятся сегнетоэлектрики, ферромагнетики, термопластики, фотохромные материалы.

К наиболее типичным сегнетоэлектрикам относится ниобат лития (LiNbO_3). На этом материале записывается фазовая информация. В результате облучения в материале высвобождаются электроны и затем диффундируют в области с малой интенсивностью излучения, из-за чего в кристалле образуются локальные электрические поля, влияющие на электрооптический эффект. Чувствительность таких материалов порядка 5 Дж/см².

Для лучшей чувствительности ниобат лития легируют железом. Кристаллы допускают неограниченное число циклов перезаписи. Дифракционная эффективность составляет 40 ... 60%. Запись стирается локальным нагревом области с записанной информацией.

К сегнетоэлектрическим материалам относятся титанат бария (BaTiO_3) и соединения SBN ($\text{S}_{0,75} \text{Ba}_{0,25} \text{NbO}_5$), $\text{Ba}_2\text{NaNb}_5\text{O}_{15}$ и др.

Ферромагнитные материалы для записи оптической информации являются одними из основных. «Классическим» ферромагнитным материалом для этих целей являются пленки MnVl . Пленки MnVl обладают высокой анизотропией и хорошими магнитооптическими свойствами. Падающее излучение поглощается пленкой, в результате чего при температуре, близкой к 360°C , некоторые ее участки приобретают парамагнитные свойства. После облучения и остывания пленки ее ферромагнитные свойства восстанавливаются, однако домены в облученных участках становятся ориентированными в направлении, противоположном ориентации доменов в холодных участках. В основе процесса считывания лежит эффект Фарадея. Сти-

рается информация локальным нагревом пленки в месте записанной информации при подаче внешнего магнитного поля, изменяющего ориентацию магнитных доменов на первоначальную. Чувствительность таких пленок порядка $(0,1 \dots 1) \cdot 10^{-3}$ Дж/см², дифракционная эффективность 0,01 ... 0,03%. Последнее является крупным недостатком этих пленок.

Термопластики представляют собой многослойные структуры, состоящие из термопластика, фотополупроводника и прозрачного проводника. Перед экспозицией термопластик заряжают коронным зарядом. При экспозиции под влиянием света в полупроводнике изменяется проводимость в соответствии с распределением интенсивности в засвечивающем луче. В свою очередь это вызывает перераспределение потенциала на поверхности термопластика. При нагревании термопластик размягчается, на его поверхности под воздействием сбалансированных электростатических сил и сил поверхностного натяжения образуется потенциальный рельеф. Стирается запись только нагревом. Чувствительность термопластика составляет $(0,8 \dots 1,2) \cdot 10^{-3}$ Дж/см², дифракционная эффективность порядка 5 ... 10%.

Фотохромные материалы под облучением света локально меняют цвет. Информация записывается светом с длиной волны максимального поглощения. При этом происходят вынужденные переходы между глубокими уровнями примесей и «центрами окраски» кристаллов. Стирается запись при воздействии волны другой длины. Фотохромные материалы обладают высоким разрешением (более 1000 лин/мм). Чувствительность материалов составляет порядка $50 \cdot 10^{-3}$ Дж/см², а дифракционная эффективность 3 ... 5%.

В последнее время появились сведения об исследованиях возможности записи информации на органическом материале типа стильбена. В этом материале под влиянием луча лазера при записи происходит обратимая реакция между цис- и транс-изомерами. При этом локально изменяется коэффициент преломления кристалла. Записанная информация может быть стерта светом другой длины волны. Считывание происходит на волне, не вызывающей взаимного превращения изомеров. Материал обладает высокой чувствительностью.

В настоящее время во всех странах интенсивно ведется поиск новых эффективных материалов — накопителей информации для оптических ЗУ.

Применения оптоэлектроники. Использование света в качестве многомерного носителя информации и оптических явлений для ее обработки явилось основой нового бурно развивающегося направления функциональной электроники — оптоэлектроники. В настоящее время имеется множество журнальных публикаций, обзоров и монографий, посвященных этому направлению. Поэтому здесь коротко коснемся лишь некоторых особенностей его развития, подчеркивая значимость развития функциональной электроники.

Прежде всего основное применение оптоэлектроника получит при обработке больших массивов информации. Действительно, обработка массивов информации, приближающихся по своим объемам к биологическим, методами традиционной радиоэлектроники даже при их существенной модификации за счет использования оптических связей, по-видимому, бесперспективна. Лишь принципиально новые методы, и в частности оптические, с использованием как когерентного, так и некогерентного света позволят в будущем решить эту функциональную задачу.

Оптоэлектронные методы обработки информации, не имеющие аналогов в современной радиоэлектронике, позволят создать класс специализированных вычислительных устройств, способных выполнять следующие математические операции:

- сложение, вычитание, умножение, деление, интегрирование двумерных функций;
- взаимную корреляцию двух функций;
- преобразование Фурье;
- свертку функций.

Уже в настоящее время на основе оптоэлектроники можно реализовать специализированные вычислительные машины с применением картинной логики, эффективное быстроедействие которых более 10^{10} операций/с. В таких машинах обрабатываются большие массивы информации одновременно по многим каналам (более 10^4).

Применение когерентных оптических явлений (таких, как голография) позволит создавать запоминающие устройства с объемами памяти 10^{13} бит и длительностью цикла «запись—считывание» $20 \cdot 10^{-9}$ с.

Ожидается, что использование оптических методов на всех этапах обработки информации позволит получить быстроедействие систем до 10^{14} операций/с. Существенным фактором, способствующим развитию оптоэлектронных методов, является и повышение надежности РЭА. Это обусловлено тем, что ненадежные электрические цепи связи заменяются помехозащищенными бесконтактными оптическими каналами связи.

10.4. Квантовые эффекты в твердых телах и квантовая микроэлектроника

Под квантовыми эффектами в твердых телах понимают такие, которые определяются волновой природой электронов или дырок. К ним относятся эффекты сверхпроводимости и туннельные эффекты, обусловленные прохождением электронов сквозь энергетические барьеры.

Сверхпроводимость [10.22—10.24]. Явление сверхпроводимости состоит в том, что сопротивление многих металлов и сплавов при

охлаждении до некоторой критической температуры $T_{кр}$, свойственной каждому из них, становится равным нулю. Однако наряду с этим важнейшее свойство сверхпроводников состоит в том, что они представляют собой идеальные диамагнетики: магнитный момент M в массивном сверхпроводнике полностью компенсирует магнитное поле, т. е.

$$\mathbf{B} = \mathbf{H} + 4\pi\mathbf{M} = 0.$$

Магнитный момент M обусловлен электрическим током, текущим вдоль поверхности сверхпроводника, причем при протекании этого тока энергия не рассеивается.

Следует подчеркнуть, что сверхпроводник существенно отличается от идеального проводника. Если бы переход в точке $T_{кр}$ был связан только с обращением в нуль сопротивления, т. е. с переходом в идеально проводящее состояние, то охлаждение образца в магнитном поле до температур ниже $T_{кр}$ привело бы к «вмораживанию» магнитного поля в образец. Если же магнитное поле включалось бы уже после перехода в идеально проводящее состояние, то оно не проникло бы в материал. Сверхпроводник же выталкивает магнитное поле независимо от того, каким путем была достигнута сверхпроводимость.

Последнее утверждение, однако, несправедливо для многосвязных сверхпроводников. Если, например, сверхпроводник в форме кольца поместить в нормальном состоянии в магнитное поле, то после охлаждения до температуры ниже $T_{кр}$ он захватывает магнитный поток, остающийся конечным и после снятия внешнего поля. Это связано с возникшим в кольце сверхпроводящим током.

Сверхпроводимость исчезает не только при превышении $T_{кр}$, но и при достижении напряженностью магнитного поля некоторого критического значения $H_{кр}$. Таким образом, сверхпроводимость в одном контуре можно разрушать магнитным полем тока, протекающего в другой цепи. На этом основана работа криотронов.

Явление сверхпроводимости объясняется тем, что в результате взаимодействия электроны образуют пары, размер которых ξ для разных материалов составляет $10^{-6} \dots 10^{-4}$ см. Чрезвычайно важно, что эти пары образуют квантовый конденсат, характерным свойством которого является корреляция на макроскопических расстояниях. Такое макроскопическое квантовое состояние описывается макроскопической волновой функцией $\psi(\mathbf{x})$ (или параметром порядка Гинзбурга—Ландау).

По аналогии с обычным квантовомеханическим выражением плотность тока в сверхпроводнике связана с ψ следующим образом:

$$\mathbf{j} = \frac{e}{m} \left\{ \psi^* \left(\frac{\hbar}{i} \nabla - \frac{2e}{c} \mathbf{A} \right) \psi + \psi \left(-\frac{\hbar}{i} \nabla - \frac{2e}{c} \mathbf{A} \right) \psi^* \right\},$$

где e , m — заряд и масса электрона; c — скорость света; \mathbf{A} —

вектор-потенциал ($\mathbf{H} = \text{rot } \mathbf{A}$). Представив ψ в виде $|\psi| e^{-i\varphi(\mathbf{x})}$ (где φ — фаза), выражение для тока удобно записать как

$$\mathbf{j} = eN_s \mathbf{v},$$

где $N_s = |\psi|^2$ имеет смысл плотности пар;

$$\mathbf{v} = \frac{\hbar}{2m} \nabla\varphi(\mathbf{x}) - \frac{e}{mc} \mathbf{A}$$

— их скорость.

Это выражение объясняет замечательное явление — квантование потока. Оказывается, что магнитный поток Φ , захваченный много-связным сверхпроводником, может принимать только дискретные значения

$$\Phi = n\Phi_0,$$

где $\Phi_0 = 2\pi\hbar c/2e \approx 2 \cdot 10^{-7}$ Гс \cdot см² ($2 \cdot 10^{-15}$ Вб) — целое число.

Пусть имеется сверхпроводник с дыркой. Поскольку в объеме сверхпроводника ток отсутствует, скорость $\mathbf{v} = 0$. Следовательно, равен нулю и интеграл от \mathbf{v} по любому контуру L , проходящему в объеме

$$\oint_L \left(\frac{\hbar}{2m} \nabla\varphi - \frac{e}{mc} \mathbf{A} \right) d\mathbf{l} = 0.$$

Однако

$$\oint_L \mathbf{A} d\mathbf{l} = \int \text{rot } \mathbf{A} d\mathbf{f} = \int \mathbf{H} d\mathbf{f},$$

где интегрирование выполняется по поверхности, охватываемой контуром L .

Следовательно, $\oint_L \mathbf{A} d\mathbf{l} = \Phi$. Интеграл же от $\nabla\varphi$ есть изменение фазы волновой функции ψ при полном обходе контура. Так как волновая функция должна быть однозначной, то $\oint \nabla\varphi d\mathbf{l} = 2\pi n$, где n — целое число. Таким образом,

$$\Phi = \frac{2\pi\hbar c}{2e} n = \Phi_0 n.$$

В некоторых сверхпроводниках, хотя они и односвязные, в магнитном поле могут возникать вихревые нити (рис. 10.13). Для этих нитей характерно наличие сердцевины радиуса ξ , где металл находится не в сверхпроводящем, а в нормальном состоянии. Магнитное же поле, максимальное в сердцевине, убывает по мере удаления от него на расстояния $\lambda = \sqrt{mc^2/N_s e^2}$. Значение магнитного потока вихревых нитей также равно $n\Phi_0$.

Если сверхпроводник достаточно чистый и нити не захватываются дефектами, пропускание тока приводит к их перемещению.

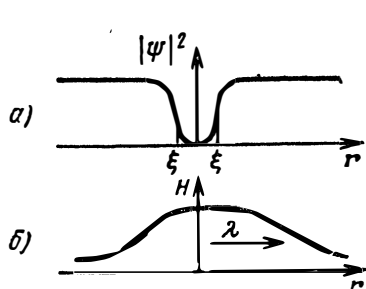


Рис. 10.13. Параметр порядка (а) и магнитное поле вихревой нити сверхпроводника в магнитном поле (б).

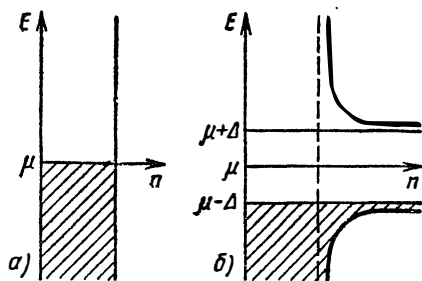


Рис. 10.14. Зависимость плотности состояний от энергии вблизи уровня Ферми μ для нормального металла (а) и сверхпроводника (б).

Нити взаимодействуют друг с другом, причем это взаимодействие распространяется на расстояния порядка λ .

Возникновение в сверхпроводнике электронных пар приводит к тому, что для возбуждения свободных электронов нужно затратить конечную энергию. Из этого следует, что в спектре электронов появится энергетическая щель Δ (рис. 10.14). Размер щели уменьшается с ростом температуры, обращаясь в нуль при $T = T_{кр}$: $\Delta = \sqrt{1 - T/T_{кр}}$.

Туннельный эффект Гавера [10.21—10.25]. Если изготовить структуру из нормального металла и сверхпроводника, разделенных тонким слоем (порядка тысячных долей микрометра) диэлектрика, и приложить к нему напряжение, то возникнет туннельный ток. При температуре перехода выше критической туннельный ток отличен от нуля при сколь угодно малых напряжениях U (рис. 10.15). При нулевой абсолютной температуре вследствие наличия в сверхпроводнике энергетических щелей Δ ток появляется лишь при пре-

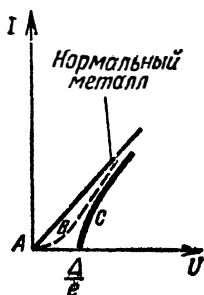


Рис. 10.15. Туннельный ток в структуре нормальный металл — окисел — сверхпроводник:
 — $T=0$ К; — — — $T \neq 0$ К; — температура больше критической.

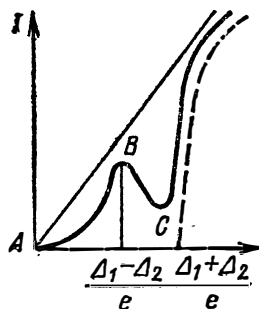


Рис. 10.16. Ток для туннельной структуры, состоящей из двух сверхпроводников со щелями Δ_1 и Δ_2 :
 — — — $T \neq 0$ К; — — — $T \neq 0$ К; — температура больше критической.

вышении напряжением величины Δ/e . Равенство тока нулю на участке AB строго выполняется лишь при $T = 0$. При $T \neq 0$ из-за наличия дырок в сверхпроводнике при энергиях, меньших ширины энергетических щелей, и возбужденных электронов в нормальном металле ток отличен от нуля и при $U \neq 0$.

Структура, содержащая два сверхпроводника с разными энергетическими щелями, имеет вольт-амперную характеристику с падающим участком (рис. 10.16). Первоначальный рост тока (участок AB) связан с туннелированием небольшого числа термически возбужденных электронов. Последующее его падение (участок BC) объясняется уменьшением числа состояний, в которые могут переходить эти электроны, а дальнейший рост тока обусловлен переходами электронов из-под щели. Туннельные переходы могут сопровождаться испусканием и поглощением фононов, обуславливающих особенности вольт-амперных характеристик.

Эффект Джозефсона [10.22—10.26]. Джозефсон в 1962 г. предсказал, что через тонкий диэлектрический барьер, разделяющий два сверхпроводника, может протекать незатухающий сверхпроводящий ток. Его значение связано с разностью фаз макроскопических волновых функций сверхпроводников по обе стороны от барьера $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ соотношением

$$I = I_0 \sin \varphi.$$

Максимальное значение джозефсоновского тока I_0 равно туннельному току в той же структуре при температуре выше критической, когда в ней приложено напряжение $\Delta\pi/2e$. Этот эффект обусловлен тем, что пары по обе стороны от диэлектрического барьера могут вследствие туннелирования обмениваться электронами.

С учетом джозефсоновского тока вольт-амперная характери-

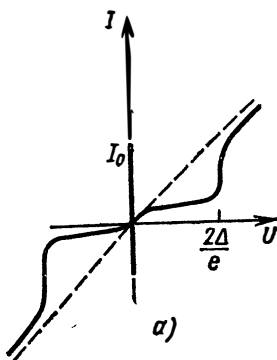
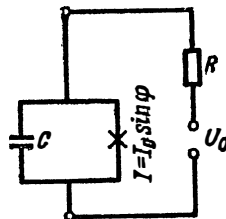


Рис. 10.17. Вольт-амперная характеристика джозефсоновского перехода (а) и эквивалентная схема цепи с джозефсоновским переходом (б):

C — емкость перехода; \times — переход.



б)

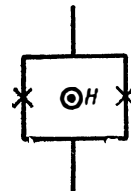


Рис. 10.18. Параллельное соединение двух джозефсоновских переходов.

ка туннельного перехода между двумя одинаковыми сверхпроводниками имеет вид, представленный на рис. 10.17, а. Если к переходу приложить напряжение U , то ток окажется переменным. При этом в формулу для тока нужно подставить разность фаз $\varphi(t)$, определяемую уравнением $d\varphi/dt = 2eU/h$. В частности, при $U = \text{const}$ ток осциллирует с частотой $2eU/h$.

На основе эквивалентной схемы цепи с таким переходом (рис. 10.17, б) с учетом сказанного и уравнений Кирхгофа легко получить уравнение для φ :

$$\frac{d^2 \varphi}{dt^2} = -\frac{2eI_1}{hC} \sin \varphi - \frac{1}{RC} \frac{d\varphi}{dt} + \frac{2eU_0}{hRC}$$

Оно полностью эквивалентно уравнению для физического маятника, на который действует крутящий момент, пропорциональный U_0 , и который испытывает вязкое трение, пропорциональное скорости $d\varphi/dt$.

Из квантовой механики известно, что фаза волновой функции заряженных частиц в магнитном поле зависит от координаты. Вследствие этого при приложении магнитного поля вдоль перехода изменяется плотность тока вдоль него. В результате полный ток через переход меняется с изменением напряженности магнитного поля. Значение максимального тока через переход зависит от магнитного потока следующим образом:

$$I_{\max} = I_0 \left| \frac{\sin(\pi\Phi/\Phi_0)}{\pi\Phi/\Phi_0} \right|,$$

где Φ_0 — квант магнитного потока; Φ — магнитный поток, характеризующий поле, проникающее в переход. Если Φ равно целому числу квантов потока, то $I_{\max} = 0$.

Если соединить параллельно два джозефсоновских перехода (рис. 10.18), то максимальный ток окажется равным

$$I_{\max} = 2I_0 |\cos(\pi\Phi/\Phi_0)|,$$

где Φ — магнитный поток, пронизывающий сечение такой системы. $I_{\max} = 0$, если Φ равно полуцелому числу квантов потока Φ_0 .

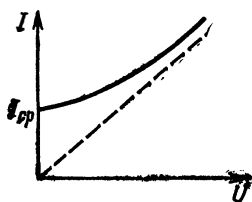


Рис. 10.19. Вольт-амперная характеристика мостикового перехода.

Близкими к перечисленным свойствам обладают так называемые мостиковые переходы, в которых два сверхпроводника соединены очень узкой и короткой перемычкой из того же материала. И здесь возможно протекание сверхпроводящего тока. Однако поскольку для прохождения нормальной составляющей тока здесь не требуется напряжение $2\Delta/e$, вольт-амперная характеристика такой структуры имеет вид, представленный на рис. 10.19.

Если к джозефсоновскому переходу или мостику приложено напряжение U , то ток осциллирует с частотой $\omega = 2eU/\hbar$ и его среднее во времени значение равно нулю. Если же дополнительно приложить к переходу переменное напряжение $U_s \sin \omega_s t$, то осцилляции тока с частотой $2eU/\hbar$ при определенных значениях U могут смешиваться с осцилляциями, вызываемыми переменным сигналом, и ток будет отличаться от нуля. Условие для этого имеет вид

$$2eU/\hbar = n\omega_s$$

(где n — целое число) или

$$U = U_n \equiv n\omega_s \hbar / 2e.$$

Значение тока при этом оказывается равным $I_0 J_n(2eU_s/\hbar\omega_s)$, где J_n — функция Бесселя n -го порядка. Таким образом, при $U = U_n$ на вольт-амперной характеристике должны возникнуть резкие пики тока. Учет нормальной составляющей тока и емкости перехода приводит к тому, что характеристика имеет не пики, а ступеньки.

Для джозефсоновских и мостиковых переходов характерны чрезвычайно низкие значения запасенной энергии. Энергия оказывается равной $E = \hbar I_0 / 2e$. Плотности токов джозефсоновских переходов составляют $10^{-1} \dots 10^{-2}$ А/см². Таким образом, энергия, запасенная в джозефсоновском переходе площадью 3×3 мкм², составляет $10^{-23} \dots 10^{-20}$ Дж.

Туннельные эффекты в полупроводниках [10.27—10.32]. В полупроводниковых структурах, содержащих очень тонкие энергетические барьеры, возможно большое многообразие квантовых эффектов. Один из способов создания таких барьеров состоит в неоднородном легировании материала. На туннельном эффекте в очень узких p — n -переходах, где энергетический барьер обусловлен полем объемного заряда, основана работа туннельного диода.

При другом способе туннельные структуры представляют собой полупроводниковые соединения переменного в пространстве состава. Энергетические барьеры здесь возникают вследствие пространственного изменения ширины запрещенной зоны. Одна из таких структур представляет собой периодически чередующиеся барьеры (рис. 10.20). Такую структуру называют полупроводником со сверхрешеткой. Она обладает рядом интересных и важных свойств.

Из-за действия периодического потенциала спектр электронов приобретает зонный характер, возникают так называемые мини-зоны. Для достаточно толстых барьеров этот спектр можно рассматривать как результат размытия квантовых уровней электрона в пределах каждой ямы (рис. 10.20, а) (приближение сильной связи). При приложении к структуре электрического поля E электроны оказываются локализованными в пределах числа периодов, равных ξ/eEa , где ξ — ширина разрешенной зоны (10.20, б). (Здесь горизонтальные линии показывают пространственную про-

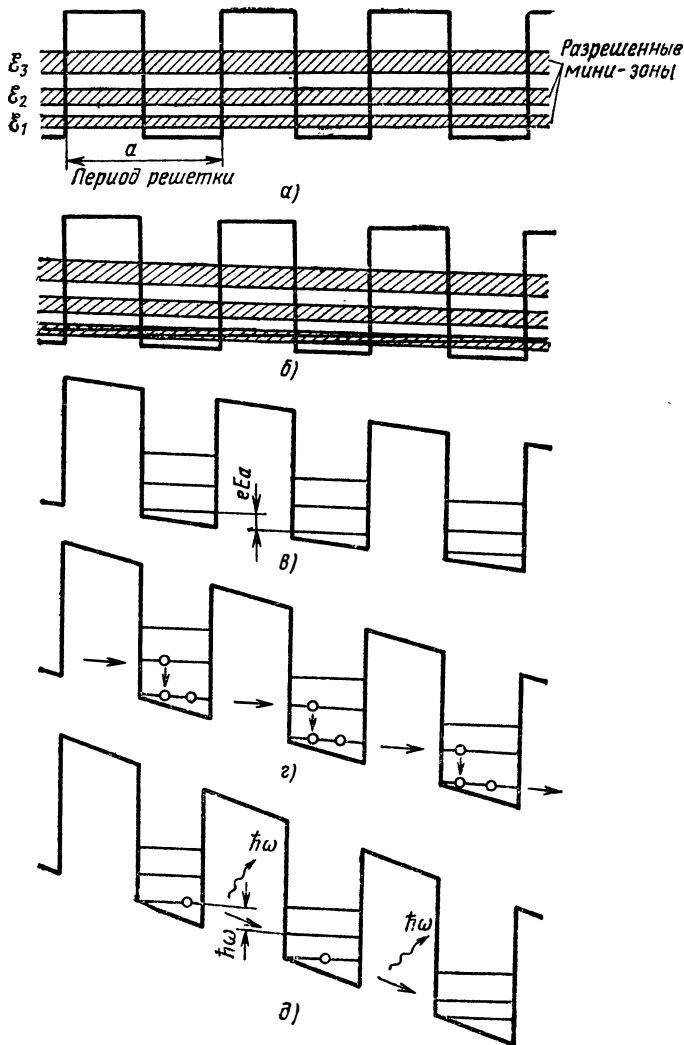


Рис. 10.20. Энергетическая схема полупроводника со сверхрешеткой: a — в отсутствие электрического поля; $б$ — в слабом поле; $в$ — в сильном поле; $г$ — в условиях резонансного туннелирования электронов; $д$ — туннелирование электронов с испусканием кванта света. Горизонтальные линии на рис. $б$ — $д$ характеризуют энергию и пространственную протяженность электронных состояний.

тяженность волновой функции.) Эту локализацию можно рассматривать как результат отражения от краев разрешенных зон. Дальнейшее увеличение поля, когда энергия, накапливаемая электроном в течение одного периода, становится больше \mathcal{E} , электрон локализуется в пределах одной ямы (рис. 10.20, в).

При малых значениях напряженности электрического поля ($eEa \ll \mathcal{E}$) ток в структуре связан с обычным зонным механизмом и увеличивается с увеличением поля (участок OA на рис. 10.21). Локализация электронов приводит к тому, что ток должен быть связан с переходами между состояниями, обусловленными рассеянием в пределах одной зоны, отмеченными на рис. 10.20, б горизонтальными линиями. Поскольку перекрытие этих состояний с увеличением напряженности электрического поля уменьшается, уменьшается и вероятность перехода, что приводит к уменьшению тока с увеличением напряжения (участок AB на рис. 10.21).

Наличие этого эффекта в сверхрешетке на основе $Ga_{1-x}Al_xAs$ подтверждено экспериментально [10.30]. Когда поле станет таким, что энергия нижнего уровня в n -й яме станет равна энергии второго уровня ($n + 1$)-й ямы, возникнет резкий всплеск тока (рис. 10.21), связанный с туннелированием электронов из n -й в $(n + 1)$ -ю яму. В ней электрон, отдав энергию решетке, перейдет на первый уровень, а далее туннелирует в $(n + 2)$ -ю яму, и процесс повторится. Аналогичный всплеск тока возникает и при электрических полях, когда основной уровень сравнивается со следующим возбуждением в соседней яме. Ширина пиков определяется рассеянием и весьма мала [10.27].

Если электрическое поле таково, что основной уровень n -й ямы превышает уровень возбужденного состояния $(n + 1)$ -й ямы, то становится возможным стимулированное испускание фотонов, энергия которых равна разности энергий этих уровней и может изменяться изменением напряжения приложенного поля. Таким образом, полупроводник со сверхрешеткой может играть роль перестраиваемого лазера [10.26].

Наличие падающего участка на вольт-амперной характеристике, а следовательно, и отрицательной дифференциальной проводимости должно приводить к образованию различных электрических [10.28, 10.29] неоднородностей, например доменов сильного поля [10.24].

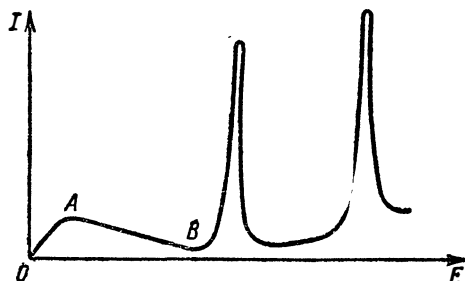


Рис. 10.21. Вольт-амперная характеристика полупроводника со сверхрешеткой.

Полупроводники со сверхрешетками в отсутствие внешнего электрического поля обладают интересными оптическими свойствами. Наличие зон приводит к появлению полос поглощения и изменению коэффициента преломления (в частности, резкой анизотропии). Поскольку закон дисперсии электронов в пределах мини-зоны, если она узкая, сильно отличается от квадратичного, здесь возможна существенная нелинейность оптических свойств.

Другой пример туннельной структуры — двойной барьер (рис. 10.22). Ток через структуру будет весьма мал до тех пор, пока приложенное напряжение не окажется таким, при котором энергия на краю зоны проводимости левее барьера не станет равна квантовому уровню электронов в яме, образованной этими барьерами, т. е. когда приложенное к структуре напряжение не станет равным $U = \frac{\hbar^2 \pi^2}{2ma^2}$. В этих условиях барьер приобретает резонансную прозрачность и на вольт-амперной характеристике возникает пик. Аналогичный пик возникает и при совпадении энергий [10.31, 10.32] основного состояния n -й ямы и второго возбужденного состояния $(n + 1)$ -й ямы.

Все квантовые эффекты возможны только в том случае, когда характерные размеры неоднородностей структур намного меньше длины свободного пробега. Для полупроводников это требование означает, что характерные размеры слоев должны составлять несколько тысячных долей микрометра (несколько десятков ангстрем)

Квантовая микроэлектроника — это направление, связанное с созданием приборов и устройств на основе эффектов в твердом теле. Наиболее перспективным является использование сверхпроводимости и сопутствующих ей явлений. В первых разработках устройства памяти создавали на основе фазового перехода «сверхпроводник нормальный металл». Такой сверхпроводящий прибор — криотрон — представляет собой две токовые петли, разделенные друг от друга

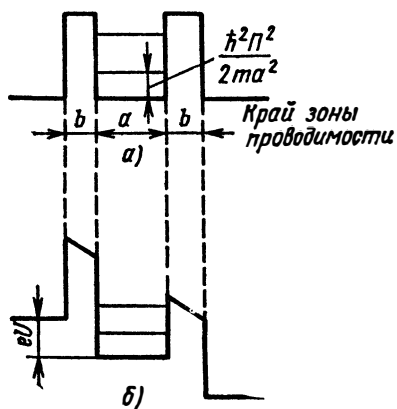


Рис. 10.22. Туннельная структура — двойной барьер:

a — в отсутствие напряжения; b — при конечном напряжении U .

слоем изолятора. Одну петлю — вентиляющую — изготавливают из олова, другую — управляющую — из свинца. При температуре 3,5 К обе петли находятся в сверхпроводящем состоянии. Если в вентиляющей петле возбудить ток, то он будет течь сколько угодно долго, тем самым храня информацию. Если же теперь в управляющую петлю подать ток такого уровня, что он возбудит магнитное поле с напряженностью больше критической $H_{кр}$, то вентиляющая петля перейдет в нормальное состояние с конечным сопротивлением и ток затухнет. Достоин-

ством таких приборов является отсутствие рассеяния энергии при хранении информации и возможность считывания информации без ее разрушения.

Однако исследования параметров криотронов показали, что их время переключения, определяемое временем вытеснения тока из вентилля в выбранную сверхпроводящую цепь, весьма малое — порядка сотен микросекунд. Кроме того, для работы криотрона необходимо поддерживать температуру с точностью $\sim 0,01^\circ$, что значительно усложняет теплоотвод при его работе. Отмеченные факторы и ограничили дальнейшее развитие криотронов в микроэлектронике.

Новую перспективу в квантовой микроэлектронике открыло использование эффекта Джозефсона [10.32].

Обычно приборы на эффекте Джозефсона представляют собой вентилля в виде контакта двух сверхпроводящих пленок, разделенных тонким слоем диэлектрика $(1 \dots 3) \cdot 10^{-9}$ м, под которым расположена сверхпроводящая петля управления. При питании вентилля постоянным током он будет находиться либо в состоянии джозефсоновского туннелирования при $U = 0$, либо в состоянии туннелирования несвязанных носителей при $U \neq 0$. Управлять переключением из одного состояния вентилля в другое можно пропусканием тока определенного значения по петле управления. При таком переключении не происходит фазового перехода, а лишь возникает переход из слабосвязанного состояния носителей в несвязанное. При таком переходе энергия, необходимая для переключения, и время переключения намного меньше, чем в криотронах. Кроме того, характеристики такого прибора не меняются заметно при изменении температуры (на десятки процентов), т. е. не требуется прецизионной термостабилизации, как у криотронов.

Отмеченные достоинства приборов на эффекте Джозефсона положили начало новому развивающемуся в микроэлектронике направлению джозефсоновской туннельной логики. В настоящее время уже получены логические схемы с параметрами, рекордными по сравнению с параметрами интегральных схем. Так, время переключения составляет $(6 \dots 10) \cdot 10^{-9}$ с; энергия, требуемая для переключения, 10^{-18} Дж; площадь элемента $3 \dots 30$ мкм²; рабочие токи $0,1 \dots 5$ мкА; напряжение сигнала ~ 3 мВ.

Однако у приборов, основанных на эффекте Джозефсона, имеется существенный недостаток, обусловленный очень тонким слоем диэлектрика. Во-первых, получение тонких пленок порядка тысячных микрометра без дефектов (микроотверстий) представляет сложную технологическую задачу. Во-вторых, такой тонкий диэлектрик будет деградировать с течением времени из-за механических напряжений и миграции примесей.

По-видимому, более перспективным будет тип прибора на джозефсоновских мостиковых переходах.

На сверхпроводниковых БИС в принципе можно создавать все электронные схемы ЭВМ (память и процессор). К достоинствам

сверхпроводниковых БИС ЭВМ на эффекте Джозефсона можно отнести: сверхвысокое быстродействие; предельно малую выделяемую мощность; возможность эффективного совмещения запоминающих и логических функций.

Другим перспективным направлением квантовой микроэлектроники является использование в качестве носителя информации квантового вихря, который может возникать в джозефсоновских переходах. Реализованный к настоящему времени прибор на квантовых вихрях — сдвиговый регистр — представляет собой две длинные сверхпроводящие полоски, одна из которых имеет зигзагообразную форму. Места пересечения полосок образуют переходы Джозефсона. У каждого перехода имеются токоподводящие выводы и закорачивающие сопротивления для создания необходимого затухания. Прибор работает таким образом, что при подаче тока последовательно из ячейки в ячейку магнитные вихри перемещаются на одну ячейку, как и в обычном регистре.

Экспериментально получена максимальная скорость передачи $40 \cdot 10^{-12}$ с при энергии, рассеиваемой движущимся вихрем, $4 \cdot 10^{-19}$ Дж. Следует подчеркнуть, что практическая реализация таких приборов встретит на своем пути еще множество трудностей как технологического, так и конструкторского плана. Однако ожидаемые параметры настолько рекордны, что, по-видимому, их достижение оправдывает те затраты, которые для этого потребуются.

Приборы, основанные на эффекте Джозефсона, как типичные представители устройств функциональной микроэлектроники наряду с применением в вычислительной технике перспективны для применения и в других областях радиоэлектронной и измерительной техники. Так, высокая чувствительность критического тока джозефсоновского перехода от магнитного поля может быть использована в высокочувствительных магнитометрах. Квантовые интерферометры на основе сверхпроводящего контура с двумя параллельно включенными переходами Джозефсона имеют чувствительность $\sim 10^{-11}$ с (10^{-15} Вб/м²). Квантовыми интерферометрами осуществляют прецизионные измерения напряжения, тока, сопротивления и температуры. Нестационарный эффект в структурах Джозефсона позволяет строить на них генераторы СВЧ ($10^9 \dots 10^{12}$ Гц), перестраиваемые изменением напряжения. Достоинство таких генераторов в высокой монохроматичности и простоте перестройки частоты. Однако их выходная мощность из-за трудности согласования джозефсоновского перехода с волноводом не превышает $\sim 10^{-10}$ Вт.

Несомненно, большое будущее имеют приборы и устройства на основе полупроводников со сверхрешетками и иных туннельных структур. Однако потребуется еще значительное время, прежде чем они получат промышленную реализацию. Для этого необходимо преодоление больших технологических трудностей, возникающих при изготовлении структур с размерами слоев всего в несколько тысячных микрометра.

Список литературы

- 10.1. Ridley B. K., Watkins T. K. The possibility of negative resistance effects in semiconductors. — «Proc. Phys. Soc.», 1961, v. 78, p. 293—304.
- 10.2. Хилсум Ч. С. Усилители и генераторы, использующие явление переноса электронов. — ТИИЭР, 1962, т. 50, с. 219—223.
- 10.3. Ridley B. K., Watkins T. K. The dependence of capture rate on electric field and possibility of negative resistance in semiconductors. — «Proc. Phys. Soc.», 1961, v. 78, p. 710—715.
- 10.4. Волков А. Ф., Коган Ш. М. Физические явления в полупроводниках с отрицательной дифференциальной проводимостью. — УФН, 1968, т. 96, с. 633—672.
- 10.5. Кэрролдж. СВЧ-генераторы на горячих электронах. Пер. с англ. М., «Мир», 1972.
- 10.6. Казаринов Р. Ф., Сурис Р. А. Эффект Ганна в компенсированных полупроводниках. — ФТТ, 1971, т. 13, с. 2664—2674.
- 10.7. Осипов В. В., Холоднов В. А. Явление изотермического шнурования при инжекционном пробое полупроводниковых структур. — «Микроэлектроника», 1973, т. II, вып. 6, с. 528—547.
- 10.8. Ландау Л. Д., Лифшиц Е. М. Электродинамика сплошных сред. М., Гостехиздат, 1957.
- 10.9. Вонсовский С. В. Магнетизм. М., «Наука», 1971.
- 10.10. Канер Э. А., Скобов В. Г. Электромагнитные волны в металлах в магнитном поле. — УФН, 1966, т. 89, с. 367—389.
- 10.11. Веденов А. А. Плазма твердых тел. — УФН, 1964, т. 84, с. 533—545.
- 10.12. Сурис Р. А. Об одном методе возбуждения волн пространственной перезарядки ловушек и рекомбинационных волн. — ФТП, 1974, т. 8, № 3, с. 534—544.
- 10.13. Swanenburg T. J. B. Negative conductance of an interdigital electrode structure on a semiconductor surface. — «IEEE Trans.», 1973, v. ED-20, № 7, p. 630—637.
- 10.14. Казаринов Р. Ф., Сурис Р. А., Фукс Б. И. Волны пространственной перезарядки и «термотокковая» неустойчивость в компенсированных полупроводниках. — ФТП, 1973, т. 7, с. 149—150.
- 10.15. Константинов О. В., Перель В. И. Рекомбинационные волны в полупроводниках. — ФТТ, 1964, т. 6, с. 3364—3371.
- 10.16. Левинштейн М. Е., Пожела Ю. К., Шур М. С. Эффект Ганна. М., «Сов. радио», 1975.
- 10.17. Ярив А. Квантовая электроника и нелинейная оптика. М., «Сов. радио», 1973.
- 10.18. Казаринов Р. Ф., Сурис Р. А. Инжекционный гетеролазер с дифракционной решеткой на контактной поверхности. — ФТП, 1972, т. 6, с. 1359—1366.
- 10.19. Алферов Ж. И., Гуревич С. А., Казаринов Р. Ф., Мизеров М. Н., Портной Е. Л., Сейсан Р. П., Сурис Р. А. ПКГ со сверхмалой расходимостью излучения. — ФТП, 1974, т. 8, с. 832—835.
- 10.20. Kogelnik H., Shank C. V. Coupled-wave theory of distributed feedback lasers. — «J. Appl. Phys.», 1972, v. 43, p. 2327—2335.
- 10.21. Nakamura M., Yen H. W., Yariv A., e. a. Laser oscillation in epitaxial GaAs waveguides with corrugation feedback. — «Appl. Phys. Lett.», 1973, v. 23, p. 224—225.
- 10.22. П. Де Жэн. Сверхпроводимость металлов и сплавов. Пер. с англ. М., «Мир», 1968.
- 10.23. Линтон Э. Сверхпроводимость. Пер. с англ. М., «Мир», 1971.
- 10.24. Харрисон У. Теория твердого тела. Пер. с англ. М., «Мир», 1972.

- 10.25. Туннельные явления в твердых телах. Под ред. Э. Бурштейна, С. Лунквиста. Пер. с англ. Под ред. В. И. Переля. М., «Мир», 1973.
- 10.26. Солимар Л. Туннельный эффект в сверхпроводниках и его применение. Пер. с англ. М., «Мир», 1974.
- 10.27. Казаринов Р. Ф., Сурис Р. А. К теории электрических и электромагнитных свойств полупроводников со сверхрешеткой. — ФТП, 1972, т. 6, с. 148—162.
- 10.28. Сурис Р. А. Электрические неустойчивости в полупроводниках с одномерными сверхрешетками. — ФТП, 1973, т. 7, с. 1540—1548.
- 10.29. Сурис Р. А. Неоднородные структуры в полупроводниках со сверхрешеткой. — ФТП, 1973, т. 7, с. 1549—1555.
- 10.30. Chang L., Esaki L., Howard W. E., Ludeke R. The growth of GaAs—GaAlAs superlattice. — *J. Vac. Sci. and Technol.*, 1972, v. 10, p. 11—16.
- 10.31. Chang L., Esaki L., Tsu R. Resonant tunneling in semiconductor double barriers. — *Appl. Phys. Lett.*, 1974, v. 24, p. 593—595.
- 10.32. Эсаки Л. Путешествие в страну туннелирования. — УФН, 1975, т. 116, с. 569—584.
- 10.33. Губанков В. Н., Лихарев К. К. Сверхпроводниковая электроника. — «Радиотехника и электроника», 1975, т. XX, с. 1—21.
- 10.34. Мустель Е. Р., Парыгин В. Н. Методы модуляции и сканирования света. М., «Наука», 1970.
- 10.35. Цернике Ф., Мидвинтер Дж. Прикладная нелинейная оптика. Пер. с англ. Под ред. С. А. Ахманова. М., «Мир», 1976.
- 10.36. Фотоэлектрические преобразователи изображений. М., ЦНИИ «Электроника», 1975. (Обзоры по электрон. техн. Сер. 4. Вып. 4).
- 10.37. Компанец И. Н. Управляемые транспаранты — «Зарубежная радиоэлектроника», 1977, № 4.
- 10.38. Когельник Г. Введение в интегральную оптику. — УФН, 1977, т. 121, вып. 4.
- 10.39. Гудзенко А. И., Дерюгин Л. Н. Характеристики планарного акустооптического дефлектора с коллинеарным распространением оптических и акустических поверхностных волн. — «Изв. вузов СССР. Сер. «Радиоэлектроника», 1977, т. XX, № 2.
- 10.40. Баркан И. Б., Маренников С. Н., Пестряков Е. В. Запись динамических голограмм в кристалле ниобата лития с высоким содержанием железа. — «Квантовая электроника», 1977, т. 4, № 3.
- 10.41. Taylor G. W. The applications of ferroelectric materials in optical memories. — *Wescon Techn. Rep.*, 1971, v. 15, № 31-4.
- 10.42. George J. Fan. Magneto-optic storage. — *IEEE Trans.*, 1971, v. M-7, № 9.
- 10.43. Dekker Pieter. Manganese bismuth and other materials for beam addressable memories. — *IEEE Trans.*, 1976, v. M-12, № 4.
- 10.44. Кит М. П., Костышин М. Т. и др. Регистрация голограмм на светочувствительных системах As_2S_3 —Ag. — «Квантовая электроника», 1977, т. 4, № 4.
- 10.45. Burt J., Knoebel H., Krone V., Kirkwood B. Experimental high density optical memory using the dichroic absorption of the M_A color center. — *Appl. Opt.*, 1973, v. 12, № 6.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

- Автоматизированные процедуры производства МЭА 273, 274
Адгезионный подслои 52
Активные СВЧ устройства 77
Алгоритмы расчета частотных характеристик линейризованных схем 282, 283
Анализ отказов 200, 201
— и синтез электронных узлов ЭВМ 139
Аналоги РЭА и МЭА 32, 33, 34
Анизотропия магнитная, энергия 305, 306
Апертура многофункциональная, функции и режимы 93, 94
Аппаратные средства микро-ЭВМ 151, 153
Арениуса уравнение 199, 200
- Безотказность 185
Библиотека описаний 276
Блок 24, 25
Большая гибридная интегральная схема (БГИС) 6, 18, 232
Большие интегральные схемы (БИС) 6, 10, 15, 27
ЗУ 147, 148, 149, 157
корпусированные 223
на ленте-носителе 222, 223
ЭВМ универсальные 147
— зависимость числа типов от степени интеграции 146
— перестраиваемые 149
- Быстродействие:
АЦП 118
БИС 35, 36, 37
— ЗУ 159
— ЭВМ 146
сумматора одноразрядного 117
- Вентиль на компланарном волноводе 70
Вероятность безотказной работы МЭА 189, 206, 207
Вибропрочность конструкции 207, 209
Вихревые нити 331, 332
Волновое сопротивление:
компланарного волновода 70
микрополосковой линии несимметричной (НПЛ) 65, 68
Волновод компланарный 69, 70
- Волны объемного заряда 300
использование 304
— магнитно-звуковые 310
— магнитоакустические 305
— пространственной перезарядки 301
— — — использование 304
— рекомбинационные 302
— спиновые 305
— — использование 315
Вольт-амперная характеристика:
диола 169
полупроводника со сверхрешеткой 337
тиристора 169
транзистора 169
Вольт-амперные характеристики туннельных структур 333, 334, 335
Выводы ИС:
мягкие 252, 253, 254
жесткие 252, 253, 254
полужесткие 253, 254
тепловое сопротивление 256
шариковые, приварка автоматизированная на ленту-носитель 222, 223
- Выигрыш в объеме конструкции 224
Выпрямители низких напряжений 179, 180
Вычисления время цифрового фильтра 117
— распределенные 156
- Габаритное сопротивление полупроводникового прибора 172, 173
Гальваническое осаждение 249
Геликон 309, 310
Генератор кварцевый 110
с пьезотрансформатором 110
Генераторы СВЧ
на диодах 77, 78, 82, 83
— транзисторах 77
Герметизация ИС 258, 259
бескорпусная 258
корпусная 258, 259
Герметичность конструкции 207
Гибридное кольцо микрополосковое 72
Гибридные СВЧ устройства 77, 79
конструкция 80, 81
- Двойной барьер 338
Дезинтеграция 19, 30, 205, 207, 214, 215, 218, 219

- Декомпозиции принцип 291, 292, 293
 Делители мощности СВЧ 70
 кольцевые направленные 70, 71
 — на отрезках линий 74
 — — сопротивлениях 72, 73, 74
 ненаправленные 70
 Дефлекторы 320, 321, 322
 Джозефсона эффект 333, 334
 мостики переходы 339
 применение 339, 340
 Диалоговая система 284
 Дисперсии закон волн:
 альвеновских 310
 пространственной перезарядки 301
 рекомбинационных 302
 Дифференциальный усилитель на ИС
 120, 121
 применение 125, 126, 129
 Диэлектрическая проницаемость ще-
 левой линии эффективная 68
 Длина кодового слова на выходе
 цифрового фильтра 116
 Длительность импульса в световоде
 323
 Добротность ИПФ на поверхностных
 акустических волнах:
 акустическая 108
 электрическая 108
 — — на объемных волнах:
 кварцевых 106
 керамических 106
 — магнитная ферромагнитных ма-
 териалов 312
 — микрополосковых колебательных
 систем 79, 80
 Долговечность МЭА 189
 Домен магнитный 305
 стенки 305, 306
 — области применения 314
 — структуры 307
 — толщина 306,
 цилиндрический (ЦМД) 308, 309
 — материалы 313, 314
 — скорость 309
 — устройства 312, 313, 314, 315
 Домены электрические 298, 299
 условия возникновения 299
 использование 303
 Жесткость конструкции 207
 Задержка распространения электрон-
 ного узла 144
 — сигнала в полупроводниковом ЗУ
 157
 Запоминающие среды см Накопители
 информации оптические
 — устройства на магнитных носите-
 лях 156, 157
 Избыточность:
 модульная 137
 конструктивная 7
 схемная 42
 технологическая 7
 Импульсные силовые устройства, ти-
 пы 163
 Индуктивность пленочных элемен-
 тов, расчет 81, 83
 Интегральные схемы (ИС) 6, 13
 бескорпусные 252—266
 гибридные 6, 8, 16, 17
 полупроводниковые 6, 8
 силовых устройств и ВИП 162
 специализированные 8, 9, 14, 101,
 129—131
 универсальные 7, 21, 25, 101, 120
 ЭВМ, типы 142
 — требования к набору 142, 143
 Интегральные силовые устройства и
 ВИП, проектирование 162
 Интеграция:
 комплексная 9
 компонентов 7, 9, 11
 методов проектирования 9
 схемных функций 9, 11
 технологических процессов 9
 физических эффектов 9
 Интенсивность отказов МЭА 189,
 190, 199
 Информационная емкость ОЗУ на
 магнитных носителях 156
 Испытания ускоренные 198, 199, 200
 Истечение газа из объема 207
 Квантование потока 331
 Квантовые эффекты 330—333
 Класс усиления силовых устройств
 168
 Классификация аппаратуры при ма-
 шинном проектировании 271
 Коллапс 308, 309
 Коммутационные структуры много-
 слойные 41, 241, 242
 керамические ленты 243, 244
 параметры конструктивно-техно-
 логические 243
 шаг между переходами 242
 Компонент ИС 6
 Компоненты надежности 191, 192,
 193
 — функциональные 8, 25, 324
 Компоновка МЭА
 кассетная 209, 210, 213
 книжная 211, 212
 методы 19
 уровень 18
 цифровой 209—215
 Конструирование:
 ВИП, принцип 182, 183

- индуктивных элементов 59, 60
- конденсаторов 60, 61
- контактов электрических 63
- микроразъемных линий 58
- модульное 220
- на многослойных подложках 221, 222, 223
- печатных платах 222, 224
- Конструкторский синтез *см* Проектирование техническое
- Конструкторско-техническая единица (КТЕ) 205
- Конструкция МЭА 28, 29, 30
- аналоговой 216
- показатели 216, 218, 219
- — абсолютные 204, 211, 218
- — относительные 208, 211, 218, 219
- — удельные 208, 218, 219
- бескорпусных ИС 252
- свойства 204
- СВЧ микросхем 57—63, 80, 81
- силовых устройств на транзисторах, площадь 172, 173
- Контактные узлы:
 - внешние 192
 - внутренние 192
- Контроль входной, агрегатированная система 195—196
- многоступенчатый промежуточный 188
- Корпуса БГИС 259
- вакуум-плотные 258, 259
- Коттона — Мутона эффект 311, 312
- Коэффициент вибрации 206
- запаса по частоте 144
- затухания в НПЛ 66
- Коэффициент дезинтеграции МЭА 19, 30
- аналоговой 207, 218, 219
- цифровой 205, 214, 215
- полезного действия ВИП 176
- — выпрямителя диодного 169, 170
- — — транзисторного 174
- — — преобразователя переменного напряжения в постоянное 182
- преломления в световоде, распределение 323, 324
- удароизоляции 207
- Коэффициенты динамичности 207
- Криотрон 338, 339
- Критерий проектирования 31
- Критерий качества комплексный 38
- Лазер инжекционный 317
- с двойной гетероструктурой 319
- с дифракционными решетками 317, 319
- Линейные ИС полупроводниковые специализированные 101, 129—131
- универсальные 101, 120
- Логический синтез цифровой аппаратуры 285—289
- машинное построение проверяющих тестов 288, 289, 290, 291
- схема типовая 285, 286
- этапы 285
- Логическая структура построение оптимальное 144
- синтез 139
- Магнитные явления 304
- Магнитоэлектронные устройства 312—315
- Магнотон 304, 305
- Маска *см* Трафарет
- контактная фоторезистивная 52
- Масса конструкции МЭА 205
- удельная 205
- аналоговой 218
- цифровой 214, 220
- Мера экономического ущерба, принимаемого отказом ИС 185
- Метод свободной маски 238
- Микроминиатюризация комплексная 12, 23, 24
- Микроразъемная линия передачи 49
- несимметричная (НПЛ) 64, 65
- с распределенными параметрами 49, 50, 57
- — — структура 50—56
- ссосредоточенными элементами 55, 56
- Микропрограммное управление 141
- Микропроцессор 150, 151
- Микропроцессорные ЭВМ 151—154
- особенности 154
- применение 155
- структура 154
- Микроразъемы 227, 228
- Микросборка (МСБ) 6, 20—23, 25, 26, 27
- Микросхемотехника, структура взаимосвязей 12
- Микроэлектроника квантовая 338
- СВЧ 46, 49
- Миниатюризация:
 - ВИП, возможности оптимальные 176—179
 - критерии 174, 175
 - силовых устройств 162—167
 - — возможности предельные 167, 168
 - — методы 163, 164
 - — проблемы 163, 164, 165, 167
 - — транзисторных, эффективность 172
- Многофункциональность модулей СВЧ 87, 88, 91

- Моделирования режимы 282
 Модули СВЧ функциональные 84—92
 двухчастотный 87, 89
 приемопередающий 85, 86
 применение 83, 90, 91
 с ФАР свойства 86, 87
 — параметры 87, 92
 сложение мощности 34, 35, 90
 Модулятор-демодулятор балансный
 121, 122
 — электрооптический 319, 320
 Моноблок 24, 25
 Монтаж, техника 224—227
 гибкими шлейфами 226
 микропроводочный 227
 печатный 225
 плоскими кабелями 226
 Мостовые схемы на сосредоточенных
 элементах 72, 73
 Мощность излучения приемопередаю-
 щего модуля АФАР 89, 90
 Мощность потребления 205, 206
 БИС ЭВМ 144
 Мощность рассеяния
 ВИП 175, 176
 ИС 37
 НПЛ предельная 66
 резистивного материала 59
 тепловая 206, 208
 удельная 206, 208, 209, 211, 214
 — ВИП 177, 178
 — аналоговой МЭА 216, 218, 219
 — цифровой МЭА 214, 215, 216
 Мощность управления в переключа-
 теле 74, 75
 Мультипрограммная обработка ин-
 формации 135, 136, 137
 Мультипроцессорная система 136
 Наборы ИС микропроцессора типо-
 вые 150, 151
 Надежностная обратная связь 188,
 191
 Надежность:
 ИС 13
 — профилактика 186, 187
 — пути повышения 200, 201, 202
 МЭА 185
 — повышение 28, 29, 30
 — связь со степенью интеграции
 188, 190
 ЭВМ на ИС 142
 Накопители информации оптические
 326, 327, 328
 материалы 327, 328
 Невзаимные устройства на компла-
 нарном волноводе 70
 Невоспроизводимость геометриче-
 ских размеров:
 при технологии толсто пленочной
 50
 — тонко пленочной 51, 53
 Обменный интеграл 304
 Оборудование технологических уча-
 стков изготовления БГИС:
 толсто пленочных 259, 260, 261
 тонко пленочных 259, 261—263
 Обработка чисел вычислителя, сло-
 соб 161
 Объем устройства 19, 206
 Операционный усилитель 121—123
 применение в аналоговых фильт-
 рах 123
 схема принципиальная 122, 123
 Оптические ИС, направление разра-
 боток 324—326
 Оптоэлектроника когерентная 316
 приемники 322
 применение 329
 функциональные компоненты 324
 элементная база 317, 318
 Отбраковка ИС
 методы 197
 — связь с компонентами нена-
 дежности 197, 198
 Ответвители микрополосковые с рас-
 пределенной связью 69
 направленные 71, 72
 Отвод тепла в МЭА 144, 227, 228
 Отказ ИС 189
 источники 189, 190
 Отношение массы несущих конструк-
 ций к суммарной массе МЭА
 214
 аналоговой 219
 — суммы масс КТЕ к суммарной
 массе МЭА
 аналоговой 219
 цифровой 214, 216
 Отрицательная дифференциальная
 проводимость плазмы 297
 Охлаждение МЭА, системы 230, 231
 Ошибки цифровых фильтров 115,
 116
 Параметрический синтез 273
 Пассивные устройства СВЧ 64
 Пасты:
 термическая обработка 241
 характеристики 239, 240
 Переключатель СВЧ многоканаль-
 ный 74
 Плазма твердого тела 297
 колебания 300
 приборы 302—304
 Пленочные элементы, расчет геомет-
 рических размеров 81
 Плотность записи в оптической па-
 мяти 327
 — тока в сверхпроводнике 331

- Плотность упаковки МЭА 16, 19, 20, 205, 208, 211, 224
аналоговой 214, 218
цифровой 160, 214, 219
- Повторяемость БИС ЭВМ 145, 146, 150
- Подложки ИС 6, 236
материалы 237
многослойные 225, 226
— керамические 243—247
НПЛ 67
СВЧ 49, 58, 59, 64
- Показатель коммутативности 43
— функционального разбиения 41
- Полупроводник со сверхрешеткой 336, 337, 338
- Полупроводниковые разрядные матрицы 158, 160
схемы структурные 158
характеристики 159, 160
элементная база 159
- Помехоустойчивость БИС ЭВМ 145
- Потери ИПФ на поверхностных волнах 108, 109
— микрополосковых линий 49, 50, 57, 65, 66
— тепловые БИС 37, 38
— переключателя СВЧ 74
- Поток отказов ИС
плотность вероятности 198
распределение 199
- Преобразователи переменного напряжения в постоянное 180, 181, 182
— импульсные, фильтрующие свойства 180
- Приемники оптических сигналов 322
- Проектирование МЭА:
ВИП 162, 174, 175
критерии 31
машинное, особенности 266, 267, 269
— вычислительный комплекс 268, 269, 270
— системное 270
— техническое 270—271
— аналоговой, аппаратуры особенности 277, 278
— состав задач 271
— синтез топологии соединений 272
— функциональное 270, 271, 278—281
— СВЧ устройств 291—294
— электрических схем 281
— этапы 270
особенности 31, 32, 98
правило 41
радиоприемных устройств 99
системный подход 38, 39, 40
- ЭВМ 139, 140, 143, 152
- Произведение $R_{\text{ц}}/f^2$ 34
- Пьезовибраторы 104
- Радиолокации уравнение 89
- Радиоприемное устройство, разработка принципиальной схемы 102, 103
- Разделение времени пользования ЭВМ 135, 136
- Размер домена равновесный 307
- Размеры кристалла 16, 17
- Разрешающая способность дефлектора 320, 321
- Разрядность БИС цифрового вычислителя *см* длина кодового слова на выходе цифрового фильтра
- Рассогласование геометрическое в СВЧ тракте 63
- Сборка БГИС 252—256
методы монтажа 256, 257
- Сварка термокомпрессионная 256
— ультразвуковая 256, 257, 258
- Световод 317, 322, 323
- Светоклапанные устройства 319, 320
- Сверхпроводимость 330, 331
- Силовые реактивные элементы 178
- Силовые устройства, выбор полупроводниковых приборов 168, 169
— импульсные, энергетическая оптимизация 163
- Синтез логической структуры 139
— параметрический 280, 281, 293
— структурный 280, 293
— топологии соединений 272
- Сложность РЭУ 18, 19, 30, 204
- Сохраняемость МЭА 185
- Стеклокерамические цементы, свойства 241, 242
- Степень интеграции МЭА 7, 10, 14, 15, 16, 17
радиоприемных устройств 99
связь с надежностью 188
ЭВМ 145, 146, 150
- Стоимость бита ОЗУ:
на магнитных носителях 156
— полупроводниковых носителях 156
- Стоимость ИС 13, 14, 15, 31, 38, 232
- ГИС СВЧ 48
модулей СВЧ 90, 91, 92
- Субблок 24, 25, 26
- Сумматор одnorазрядный комбинационный 148
- Схема сдвига двоичных кодов на ПЗУ 148, 149
- синтеза геометрических размеров элементов полоскового тракта 273
структурная разработка микро-ЭВМ 152

- функционального проектирования, типовая 279
- счетчика на ПЗУ 149
- усилителя промежуточной частоты специализированного 128, 129, 131
- эквивалентная ИПФ на ПАВ 107, 108
- Схемы структурные технического проектирования 274—277
 - особенности для аналоговой МЭА 277, 278
- эквивалентные элементов моста 73
- Тепловая напряженность 40, 41
- Тепловое сопротивление бескорпусных ИС 256
- Теплоотвод:
 - максимальный 228, 229
 - ВИП, поверхность 177
 - силовых устройств, поверхность 168
 - — — минимально возможная 170—173
- Термическое испарение в вакууме 248
- Термокомпрессионное соединение 177
- Технология:
 - аддитивная 225
 - БГИС 234—239
 - процессы вспомогательные 234
 - — — основные 233
 - схема процесса изготовления 234
 - комплексная изготовления ИС СВЧ 56, 57
 - танталовая 55, 56, 249
 - толстопленочная 50, 52, 53, 233, 234, 239
 - трафаретная печать 240
 - тонкопленочная 51, 249, 250
 - катодное распыление 248, 249
 - получения схем с пересечениями 250, 251
- Технологические таблицы 277
- Топология гибридных СВЧ устройств 6, 81, 82
- Трафарет 236
- Туннельный эффект:
 - в полупроводнике 335—337
 - Гавера 332, 333
- Узел функциональный 25, 26
- Умножители СВЧ:
 - на варакторах 78, 82
 - на диодах с накоплением заряда 78
- Управление:
 - встроенное 155
 - распределенное 146, 147, 155, 156
- Усилители:
 - низкой частоты 126, 127
 - — — параметры 128, 129
 - — — перспективы развития 129
 - — — схема принципиальная 127, 128
 - СВЧ на диодах 77, 78
 - — — транзисторах 77, 82
 - с электронной регулировкой усиления 123, 124, 125, 126
- Устройство 20
- Фазовращатель микрополосковый:
 - на диодах $p-i-n$ 75, 76, 83
 - на основе щелевой линии 69
- Фарадея эффект 311
- Ферритовые приборы на микрополосковых линиях 76
- Фильтры:
 - аналоговые на операционных усилителях 123, 124
 - уравнения основные 112
 - на приборах с зарядовой связью 119, 120
 - пленочные на основе щелевой линии 69
 - пьезоэлектрические интегральные (ИПФ) 103, 104
 - — — на объемных волнах 105, 106, 109
 - — — на поверхностных акустических волнах (ПАВ) 106—108, 109
 - — — параметры электрические 109
 - цифровые 111—119
 - избирательный 111
 - нерекурсивный 113
 - примеры 118, 119
 - резонансный 114, 115, 116
 - — — параллельный 117, 118
 - — — передаточная функция 114
 - — — последовательный 117, 118
 - — — структуры 114, 115, 117
 - — — рекурсивный 110, 111, 113, 116
 - с дискретным преобразованием Фурье 113, 114
 - уравнения основные 112
- Формализованное задание 276
- Формообразование МЭА 24—26
- Фотолитография:
 - контактная 238, 239
 - проекционная 238, 239
- Фоторезист 51, 52
- Фотошаблон:
 - изготовление 235, 236
 - точность 235
- Функциональная полнота 18, 131
 - классификация 29
 - сложность 24, 25, 26
- Характеристика:
 - генераторов кварцевых 110
 - ИПФ на объемных волнах 105, 106
 - — — на поверхностных волнах 108,

- 109, 110
ИС бескорпусных 252—256
сравнительные конструкций аналоговой и цифровой МЭА 219, 220
усилителя операционного 122, 123
фильтра цифрового резонансного 114, 115
- Циркулятор микрополосковый 76
- Цифровая обработка сигнала, применение в приемных устройствах 100, 101, 103
- Частота граничная верхняя ИПФ на ПАВ 107
- рабочая максимальная цифровых фильтров 120
- нижняя ИПФ на ПАВ 107
- Частота резонансная:
ИПФ 105
конструкции 206, 209
преобразователя гребенчатого типа 107
фильтра цифрового параллельного 118
- — последовательного 117
- Шаг между переходами 242, 243
- Ширина полосы эффективная 65
- Широкополосность материалов ИПФ на ПАВ 108
- Шлейфный мост 72
- Шнуры тока 299, 300
возможности использования 303
- Электронрезист 52
- Электротехнические системы, построения тенденции 166
- Электрохимическое наращивание с гальваническое осаждение
- Элемент ИС 6
- Элементарная база 101, 102, 133—139, 317—318
- Язык ЭВМ:
алгоритмический 139
внутренний 139
- Ячейка функциональная 25
цифровая из корпусированных ИС 210, 211, 212

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Наиболее часто употребляемые термины	5

Глава 1.

ЗАДАЧИ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ И ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ МИКРОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ	7
1.1. Введение	7
1.2. Тенденции развития микроэлектроники	8
1.3. Комплексная микроминиатюризация РЭА. Задачи микросхемотехники	10
1.4. Развитие интеграции МЭА и ее элементной базы	13
1.5. Функциональная сложность, интеграция и формообразование МЭА	24
1.6. Проблемы, решаемые при проектировании МЭА	27
1.7. Особенности проектирования МЭА	31
1.8. Примеры системного подхода к проектированию МЭА	38
Список литературы	44

Глава 2.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И КОНСТРУИРОВАНИЕ СВЧ ИНТЕГРАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ	46
2.1. Особенности СВЧ микроэлектронных устройств [2.1—2.5]	46
2.2. Технологические и конструктивные основы СВЧ интегральных микросхем [2.5—2.25]	49
2.3. Пассивные СВЧ устройства и их элементная база [2.6, 2.8, 2.10, 2.11, 2.26—2.34]	64
2.4. Активные СВЧ устройства	77
2.5. Применение микроэлектронных устройств СВЧ диапазона	83
Список литературы	94

Глава 3.

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ МЭА	98
3.1. Основные особенности проектирования радиоприемных устройств МЭА	98
3.2. Интегральные пьезоэлектрические фильтры	103
3.3. Интегральные цифровые фильтры	111
3.4. Линейные интегральные микросхемы	120
Список литературы	131

Глава 4.

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СРЕДСТВ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ НА БОЛЬШИХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМАХ	133
4.1. Влияние элементарно-технологической базы производства на основные принципы построения вычислительных машин и вычислительных комплексов	133
4.2. Этапы проектирования ЭВМ на заданной элементной базе	139
4.3. Особенности наборов ИС для построения ЭВМ и ВС	141
4.4. Особенности проектирования электронных узлов ЭВМ и ВС на основе набора ИС с повышенной степенью интеграции	143
4.5. Функциональный подход к проектированию узлов и блоков ЭВМ на основе БИС	145
4.6. Типовые наборы ИС микропроцессора и микро-ЭВМ на их основе	150
4.7. Запоминающие устройства	156
Список литературы	160

Глава 5.

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СИЛОВЫЕ УСТРОЙСТВА И ВТОРИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ (ВИП)	161
5.1. Общие принципы проектирования интегральных силовых устройств и ВИП	162
5.2. Некоторые предельные возможности миниатюризации силовых устройств	167
5.3. Проектирование вторичных источников питания	174
Список литературы	183

Глава 6.

ВОПРОСЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ МИКРОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ	185
6.1. Профилактика надежности ИС	183
6.2. Основные источники отказов ИС	189
6.3. Физический подход к проблеме обеспечения надежности МЭА	190
6.4. Испытания ИС как средство повышения надежности МЭА	194
6.5. Анализ отказов ИС и пути повышения надежности	200
Список литературы	203

Глава 7.

ПРОГРЕССИВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ КОНСТРУИРОВАНИЯ МИКРОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ	204
7.1. Основные свойства, показатели и особенности конструкций микроэлектронной аппаратуры	204
7.2. Влияние выбора компоновочной схемы конструкции МЭА на ее свойства и показатели	209
7.3. Основные тенденции в конструировании МЭА	220
Список литературы	231

Глава 8.

БАЗОВЫЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ ПРОИЗВОДСТВА БОЛЬШИХ ГИБРИДНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ И МИКРОСБОРОК	232
8.1. Общая характеристика технологических процессов изготовления БГИС [8.8—8.12]	233
8.2. Технология элементов толстопленочных БГИС [8.1, 8.2, 8.11, 8.12]	239
8.3. Технологические принципы изготовления многослойных керамических подложек [8.6, 8.7, 8.12]	243
8.4. Тонкопленочная технология пассивных микросхем [8.4, 8.5, 8.13—8.19]	247
8.5. Сборка и герметизация БГИС [8.3, 8.9—8.12]	252
8.6. Краткая характеристика производственных площадей и оборудования	259
Список литературы	264

Глава 9.

СОКРАЩЕНИЕ ЦИКЛА ПРОЕКТИРОВАНИЯ И ПРОИЗВОДСТВА МЭА НА ОСНОВЕ МАШИННЫХ МЕТОДОВ	266
9.1. Принципы построения систем машинного проектирования	266
9.2. Системы технического проектирования	271
9.3. Системы функционального проектирования	278
Список литературы	294

Глава 10.

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ МИКРОЭЛЕКТРОНИКА	296
10.1. Плазменные явления в твердых телах и приборы на их основе	297
10.2. Магнитные явления и магнитоэлектроника	304
10.3. Приборы и устройства оптоэлектроники	316
10.4. Квантовые эффекты в твердых телах и квантовая микроэлектроника	329
Список литературы	341
Предметный указатель	343

О 75

Основы проектирования микроэлектронной аппаратуры. Под ред. Б. Ф. Высоцкого. М., «Сов. радио», 1978.

352 с. с ил. (Серия книг-справочников «Проектирование радиоэлектронной аппаратуры на интегральных микросхемах»).

На оборот тит. л. авт.: А. Г. Алексеенко, С. С. Бадулин, Л. Г. Барулин и др.

Рассмотрены особенности проектирования МЭА, СВЧ интегральных устройств, приемно-усилительных трактов, ЭВМ и вторичных источников питания. Изложены вопросы надежности, базовых технологических процессов производства МЭА, а также функциональной микроэлектроники. Предназначена для широкого круга инженерно-технических работников и может быть использована в качестве учебного пособия.

О $\frac{30407-011}{046(01)-78}$ 36-77

6Ф2.1

ИБ № 68

Алексенко Андрей Геннадьевич, Бадулин Сергей Степанович,
Барулин Лев Григорьевич, Бондаренко Ольга Емельяновна,
Борисов Борис Сергеевич, Бронин Евгений Иванович,
Боченков Юрий Иванович, Букреев Игорь Николаевич,
Васенков Александр Анатольевич, Вермишев Юрий Христофорович,
Воробьева Татьяна Леонтьевна, Высоцкий Богдан Федорович,
Высоцкий Федор Богданович, Гридин Владимир Николаевич,
Земцов Гелий Павлович, Катман Александр Константинович,
Конев Юрий Иванович, Мякишев Борис Яковлевич,
Назаров Андрей Сергеевич, Нестеров Петр Владимирович,
Никольский Вячеслав Владимирович, Сурис Роберт Арнольдович,
Сулсов Революй Михайлович, Юдицкий Давлет Исламович

ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ МИКРОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Под ред. Б. Ф. ВЫСОЦКОГО

Редактор И. И. Рюжина

Художественный редактор А. Н. Алтунина

Обложка художника В. В. Волкова

Технический редактор Г. З. Кузнецова

Корректор О. В. Щербакова

Сдано в набор 4/IV-77 г. Подписано в печать 10/VIII-77 г. Т-13572

Формат 60×90/16 Бумага типографская № 2

Объем 22 усл. п. л., 24,986 уч.-изд. л.

Тираж 35.000 экз. (доп.) Зак. 2187 Цена 1 р. 50 к.

Издательство «Советское радио», Москва, Главпочтамт а/я 693

Московская типография № 4 Союзполиграфпрома

при Государственном комитете Совета Министров СССР

по делам издательств, полиграфии и книжной торговли

Москва И-41, Б, Переяславская, 46,

