

Т.А.Рычина
А.В.Зеленский

УСТРОЙСТВА ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ И ЭЛЕКТРОРАДИО - ЭЛЕМЕНТЫ

2-е издание, переработанное и
дополненное

*Допущено Министерством высшего
и среднего специального образования СССР
в качестве учебника
для студентов вузов, обучающихся
по специальности «Конструирование
и технология радиоэлектронных средств»*

Москва
«Радио и связь»
1989

ББК 32.843

P95

УДК 621.382+621.396.69(075)

Рецензенты: кафедра КРЭА и МЭ Ленинградского электротехнического ин-та связи им. проф. М. А. Бонч-Бруевича (зав. кафедрой канд. техн. наук П. П. Гелль) и д-р техн. наук, проф. Я. А. Федотов.

Редакция литературы по конструированию и технологии производства радио-электронной аппаратуры

Рычина Т. А., Зеленский А. В.

P95

Устройства функциональной электроники и электро-
радиоэлементы: Учебник для вузов. — 2-е изд., пере-
раб. и доп. — М.: Радио и связь, 1989. — 352 с.: ил.

ISBN 5-256-00214-7.

Показана роль элементной базы — устройств функциональной электро-
ники (УФЭ) и электрорадиоэлементов (ЭРЭ) в развитии и совершенствова-
нии радиоэлектронной аппаратуры (РЭА). Изложена методология конструи-
рования и применения УФЭ и ЭРЭ. Рассмотрены проблемы развития конст-

Большое внимание уделено анализу качества УФЭ и ЭРЭ, в том числе
отклонений параметров, их стабильности, причинам отказов в процессе
функционирования. Изложены вопросы расчета и обоснования конструктор-
ских решений, приведены примеры некоторых конструкций.

Для студентов вузов, обучающихся по специальности 0705 (конструиро-
вание и производство РЭА); может быть полезен студентам, обучающимся
по специальности 0648 (конструирование и производство ЭВМ).

P

2302020200-199

046(01)-89

89-89

ББК 32.843

ПРЕДИСЛОВИЕ

Основные направления экономического и социального развития СССР на 1986—1990 гг. и на период до 2000 г., одобренные XXVII съездом КПСС, предусматривают интенсивное развитие радиоэлектроники, повышение эффективности и качества радиоэлектронной аппаратуры (РЭА). В решении этой задачи определяющую роль играет элементная база: устройства функциональной электроники (УФЭ) — фильтры на поверхностных акустических волнах, приборы с зарядовой связью и т. д.; интегральные микросхемы (ИС) — полупроводниковые и гибридные, а также электрорадиоэлементы (ЭРЭ) — соединители, резисторы, трансформаторы и др. В последнее время элементная база быстро развивается, и все большее значение в ней приобретают устройства функциональной электроники.

При подготовке конструкторов и технологов прежде было предусмотрено изучение элементной базы в курсе «Электрорадиоэлементы», который в 1982 г. был преобразован в курс «Устройства функциональной электроники и электрорадиоэлементы». Программа была утверждена Минвузом СССР в 1985 г., поэтому изданный в 1976 г. учебник «Электрорадиоэлементы» (автор Т. А. Рычина) при подготовке данной книги пришлось существенно переработать, уделив в соответствии с новой программой внимание устройствам функциональной электроники.

Функциональная электроника — это новое перспективное направление в современной элементной базе РЭА. Устройства функциональной электроники основаны на использовании динамических неоднородностей и физических принципов интеграции. Это отличает их от транзисторов, диодов, ИС и других элементов РЭА, основанных на статических неоднородностях и конструкторско-технологической интеграции. В настоящее время стоит вопрос о создании устройств, в которых в качестве основных носителей информации будут использованы всевозможные виды динамических неоднородностей, т. е. устройств для обработки больших массивов информации с помощью интеграции различных физических эффектов. В учебнике уделяется также внимание электрорадиоэлементам. Они продолжают интенсивно развиваться и широко применяются в РЭА в комплексе с интегральными микросхемами и устройствами функциональной электроники. Вопросы, относящиеся к интегральным микросхемам, не рассматриваются, так как этому посвящены отдельные дисциплины и соответствующая литература.

Программа и учебник построены в основном по принципу выполняемых различными элементами РЭА функций: фильтрации, соединения и коммутации, запоминания и других, что подготавливает конструкторов и технологов к умению сопоставлять и целесообразно применять те или иные УФЭ и ЭРЭ в аппаратуре. Для правильного и перспективного решения этих задач нельзя опираться только на сведения из справочников — необходимо иметь представление о процессах, определяющих принцип действия, функционирование и качество УФЭ и ЭРЭ, особенно точность, стабильность параметров и надежность. В ряде случаев не удастся воспользоваться стандартными элементами, и конструкторам и технологам РЭА приходится проектировать и изготавливать УФЭ и ЭРЭ на аппаратостроительных предприятиях.

В книге уделяется внимание обоснованию роли элементной базы в совершенствовании, повышении эффективности и качества РЭА с использованием системных методов и учетом их развития.

Главы 1—7 и 9 написаны Т. А. Рычиной, глава 8 — А. В. Зеленским.

Глава 1. РАДИОЭЛЕКТРОННАЯ АППАРАТУРА И ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА

1.1. РАДИОТЕХНИКА И РАДИОЭЛЕКТРОННАЯ АППАРАТУРА

Радиотехника. Это область науки и техники основана на применении электромагнитных волн для передачи, извлечения и преобразования информации. Информация играет все большую роль в жизни человеческого общества, и потребность в обмене информацией растет быстрее, чем объем промышленного производства и численность населения [7]. Радиотехника позволяет обеспечить растущую информационную потребность человечества в условиях быстро развивающихся науки, производства и культуры, ее совершенствование является одной из составных частей прогресса общества.

В зависимости от того, каков характер и назначение информации, передаваемой и извлекаемой с помощью радиотехнических средств, в радиотехнике принято рассматривать разные радиотехнические системы (РТС), например радиолокационные, радионавигационные и др. Радиотехнические системы можно определить как управляемый оператором комплекс РЭА, размещаемой на объектах и на поверхности Земли и подвергающейся воздействиям внешней среды и радиоволн (радиосигналов и помех) в пространстве [8].

Радиоэлектронная аппаратура предназначена для передачи, извлечения и преобразования сигналов и информации, которая в них содержится, в соответствии с принципом действия РТС. Свойства РЭА описываются совокупностью параметров и характеристик: радиотехнических, конструкторско-технологических, эксплуатационных и экономических. По функциональному признаку РЭА можно разделить на устройства: антенно-фидерные, передающие, приемные, обработки информации и др.

Преобразования сигналов. Рассмотрим наиболее характерные преобразования сигналов в РЭА.

1. Излучение и прием сигнала на антенну.
2. Усиление сигнала. Для этого необходимо использование активных элементов: транзисторов, электровакуумных приборов и т. д.
3. Фильтрация сигнала (выделение его из помех).

4. Генерация колебаний разной формы.

5. Модуляция и демодуляция. Они необходимы для «наложения» сообщения на высокочастотный сигнал или выделения из него. Как правило, эти функции осуществляются с использованием нелинейных преобразователей.

6. Запоминание информации (сигналов и алгоритмов преобразований сигналов). Выполнение этих функций обуславливается в основном внедрением в РЭА микропроцессорных устройств, функционирование которых определяется программой, записанной в запоминающих устройствах.

7. Вторичное преобразование информации, т. е. сигналов, отображающих информацию. Выполняется обычно специализированными ЭВМ, работающими совместно с РЭА. Например, переход от гиперболических координат к географическим в радионавигационных системах.

8. Отображение информации. Если потребителем информации, выдаваемой радиотехнической системой, является какое-то устройство, например ЭВМ, то эта функция может отсутствовать в РЭА. Если потребитель информации — человек, то она должна быть представлена в виде, удобном для зрительного или слухового восприятия.

9. Коммутация и соединение цепей. Эти функции связаны с необходимостью переключения режимов, подключения измерительных устройств, электрического соединения элементов, расположенных в разных конструктивах и пространственно разнесенных и т. п.

Для выполнения указанных преобразований сигналов в аппаратуре и ее устройствах используются элементы с разными электрическими, магнитными и электромагнитными свойствами, соединенные между собой по определенной схеме. В общем случае рекомендуется следующее определение элемента системы: часть системы, выполняющая заданные функции и не подлежащая дальнейшему расчленению на части при данной степени подробности рассмотрения системы. Элементами могут быть детали, узлы, агрегаты, аппараты, машины, приборы [17]. Применительно к РЭА под элементом следует понимать начальную, неразделяемую составную часть целого, выполняющую заданное преобразование сигналов.

Элементы, предназначенные для преобразования сигналов, могут выполнять разные функции и будут рассматриваться ниже. Те элементы РЭА, которые выполняют механические функции (крепление, увеличение жесткости) и не принимают непосредственного участия в преобразовании сигналов, рассматриваться не будут. Каждый элемент основан на определенном принципе действия и описывается электрическими, конструкторско-технологическими, экономическими параметрами и характеристиками.

Между аппаратурой и элементами существует принципиальное отличие, состоящее в том, что аппаратура является человеко-машинной системой, т. е. предназначена для ее самостоятельного использования в условиях эксплуатации персоналом, который обес-

печивает функционирование аппаратуры и получение требуемой информации. Элементы не предназначены для самостоятельного использования в эксплуатации, но могут быть очень сложными, например большие интегральные схемы (БИС). Таким образом, элементы аппаратуры входят в сложную многоуровневую иерархическую систему, которой является РЭА. Они представляют начальный (первый) уровень РЭА.

1.2. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Состав элементной базы. Элементную базу РЭА составляет совокупность различных элементов, участвующих в преобразовании сигналов и информации, которая в них содержится: пассивные дискретные ЭРЭ и простейшие устройства на их основе, например *LC*-фильтры; активные дискретные элементы — полупроводниковые и электровакуумные приборы (ЭВП); интегральные микросхемы; устройства функциональной электроники и некоторые другие.

Рассмотрим подробнее определения и основные понятия, относящиеся к элементной базе.

Пассивные электрорадиоэлементы выполняют в РЭА различные операции над сигналами. Они основаны на таких физических процессах как электрический контакт, взаимодействие электрического тока и магнитного поля, напряжения и электрического заряда и др. К ним можно отнести катушки индуктивности, конденсаторы, резисторы, трансформаторы и т. д.

Элементной базой принято также считать устройства, состоящие из отдельных ЭРЭ, например *LC*-фильтры, или из электромеханических элементов (соединители, переключатели, реле). Строго говоря, их нельзя рассматривать как неделимые, так как они получаются в результате механической сборки, электрического монтажа и во многих случаях могут быть разобраны. Однако с точки зрения конструктора РЭА они рассматриваются как элементы аппаратуры. Это связано с тем, что конструктор РЭА выбирает и использует эти элементы в собранном виде и не может изменить их конструкцию. Они нормализованы на предприятии или в отрасли и могут быть гостированы.

Полупроводниковые и электровакуумные приборы, являясь активными элементами, по физической сущности функционирования принципиально отличаются от пассивных. Их принцип действия основан на сложных физических процессах, они характеризуются специфическими параметрами, конструкцией и технологией.

В настоящее время дискретные активные элементы обычно используются при больших мощностях, на сверхвысоких частотах и т. п.

Интегральные микросхемы — пленочные, гибридные и полупроводниковые разной степени интеграции — наиболее широко применяются в РЭА. В гибридных ИС используются навесные транзисторы и конденсаторы большой емкости и некоторые другие компо-

ненты, а резисторы, конденсаторы малой емкости, соединения и в редких случаях катушки индуктивности формируются нанесением пленок на поверхности подложки.

Основной особенностью полупроводниковых приборов и ИС является наличие кристалла полупроводникового материала с большим количеством созданных в его поверхностном слое статических неоднородностей. Классическим примером таких неоднородностей являются области полупроводника с разными свойствами, например разными типами носителей зарядов, разделенные $p-n$ переходами. Обработка сигналов осуществляется продвижением носителей из области одной статической неоднородности в область другой. При этом происходит непрерывное изменение физических величин — носителей информации, таких как ток, потенциал, концентрация носителей и т. д.

Статические неоднородности характеризуются следующими особенностями: создаются в ходе необратимых технологических процессов в процессе производства; в основном сохраняют характеристики в течение всего срока эксплуатации; жестко связаны с определенными координатами и не могут перемещаться в объеме прибора [3].

Статические неоднородности являются основой технологической интеграции, т. е. основой создания и функционирования полупроводниковых ИС, включая БИС. Направление микроэлектроники, связанное с технологической интеграцией, иногда называют схмотехническим. Этот термин основан на том, что преобразования, которым подвергаются сигналы, определяются как свойствами статических неоднородностей ($p-n$ переходы, образующие транзисторы, диоды и т. п.) так и тем, каким образом они сформированы в ИС и соединяются между собой, т. е. схемой.

Хотя ИС сами являются сложными элементами, в которых происходят разнообразные преобразования сигналов, их следует рассматривать в составе элементной базы РЭА. Полупроводниковые ИС содержат резисторы, конденсаторы, транзисторы и диоды, которые могут быть подобны самостоятельным дискретным элементам. Но если они входят в ИС, то уже не являются элементами РЭА в указанном выше смысле и их можно рассматривать как электрорадиоэлемент ИС (ГОСТ 17021—75).

Из сказанного следует, что понятия ЭРЭ в аппаратуре и в ИС несколько различаются. В состав ИС, например гибридных, могут также входить части, реализующие функции какого-либо ЭРЭ, которые могут быть выделены как самостоятельное изделие. Тогда их принято называть компонентами ИС (ГОСТ 17021—75).

Устройства функциональной электроники приобретают в настоящее время возрастающее значение в элементной базе РЭА. Функциональная электроника охватывает вопросы получения комбинированных сред с наперед заданными свойствами и создание различных электронных устройств методами физической интеграции, т. е. использование таких физических принципов и явлений, реализация которых позволяет получить компоненты со сложным фун-

кциональным назначением в отличие от технологической интеграции, предусматривающей конструирование интегральных схем на основе функционально простых элементов типа транзисторов, диодов, резисторов и т. д. (БСЭ. — Т.28. — С.133).

В функциональной электронике (ФЭ) используются новые физические принципы и эффекты с целью создания принципиально новых электронных устройств. Отличительной чертой таких устройств являются несхемотехнические принципы их построения. Функции схемотехники выполняют непосредственно те или иные физические процессы, характерной особенностью которых является наличие и использование для обработки или хранения информации динамических неоднородностей в однородном объеме твердого тела. Примером таких динамических неоднородностей могут быть цилиндрические магнитные домены, пакеты зарядов в приборах с зарядовой связью, волны деформации кристаллической решетки в приборах на поверхностных акустических волнах и т. д. [3—5].

Динамические неоднородности создаются физическими методами. Их появление, перемещение и исчезновение в объеме твердого тела не связано с процессом изготовления устройства. Особенностями динамических неоднородностей является то, что они создаются физическими средствами в ходе эксплуатации прибора, а не технологическими в процессе производства; могут возникать и исчезать, а также изменять свои характеристики во времени; могут существовать длительное время, и эта длительность определяется функциональными задачами устройства; не связаны жестко с координатами; являются непосредственными носителями информации, которая может быть представлена как в цифровой, так и в аналоговой форме [3].

Функциональная электроника имеет большие перспективы. Известно, что в ИС по мере повышения степени интеграции все большую и большую часть площади кристалла (до 80 %) занимают токоведущие дорожки. Уменьшение размеров активных элементов — наиболее перспективный путь повышения уровня интеграции ведет к уменьшению размеров таких дорожек. Если их ширина (и зазор между ними) составляет, например, 1 мкм, то толщина дорожки должна быть 0,2 мкм. Суммарная длина токоведущих дорожек в БИС или сверхбольших ИС (СБИС) может быть около 4—5 м. В функциональной электронике эта проблема отсутствует.

В настоящее время в функциональной электронике разрабатываются приборы, в каждом из которых используется какой-либо один тип динамических неоднородностей. В перспективе стоит вопрос о переходе ко второму этапу — созданию устройства на базе интеграции различных физических эффектов. Это даст возможность осуществить «параллельный» перенос и обработку большого массива информации, создать устройство с многослойной структурой, использовать большую часть площади кристалла, повысить надежность и устойчивость к внешним воздействиям. Широкое использование оптических методов управления переносом и обработ-

кой информации может приблизить нас к абсолютному теоретическому пределу быстродействия ее обработки — скорости света [6].

Устройства функциональной электроники могут выполнять в РЭА сложные функции, однако их включают в состав элементной базы, так как конструктор РЭА применяет их, не подвергая изменениям.

Изучать УФЭ следует совместно с ЭРЭ, так как УФЭ часто выполняют в РЭА такие же функции, которые могут выполняться при применении ЭРЭ. Совместное изучение УФЭ и ЭРЭ позволяет осуществлять их рациональный выбор при конструировании РЭА. В книге значительное внимание уделяется как ЭРЭ, так и УФЭ.

С точки зрения методики изучения дискретные транзисторы, электровакуумные приборы и ИС выделены в отдельный курс; в данной книге они подробно рассматриваться не будут, а затрагиваются только в той мере, которая необходима для обоснования роли и места в РЭА различных элементов.

1.3. КОМПЛЕКСНОЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ В РЭА ЭЛЕКТРОРАДИОЭЛЕМЕНТОВ, ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ, УСТРОЙСТВ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ, ДИСКРЕТНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ И ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫХ ПРИБОРОВ

Совместное использование ИС и ЭРЭ. Основные элементы, составляющие в совокупности элементную базу (ЭРЭ, транзисторы, ЭВП, ИС и УФЭ), в отдельности не могут обеспечить эффективное выполнение функций, необходимых для работы РЭА, но они не противостоят, а дополняют друг друга. Каждый из этих элементов имеет свои преимущества и недостатки.

Разнообразие элементной базы усложняет работу по проектированию РЭА, так как требует более широкой подготовки конструкторов и рассмотрения большого количества вариантов реализации РЭА и, следовательно, большой эрудиции конструктора. Одной из основных составляющих элементной базы являются интегральные микросхемы. Они имеют две существенные различающиеся разновидности — аналоговые и цифровые микросхемы.

Аналоговые микросхемы, в большинстве своем гибридные ИС (ГИС), большие гибридные ИС (БГИС), являясь компактными и технологичными, позволили эффективно решить ряд задач, стоящих перед РЭА, а именно выполнить функции детекторов, генераторов, усилителей, аналоговых селективных элементов на основе пленочных индуктивностей и емкостей и т. д.

Цифровые микросхемы, в которых над дискретными сигналами выполняются логические функции (операции И, НЕ, ИЛИ и т. д.), получили большее развитие. При этом имеют в виду полупроводни-

ковые ИС. Выигрыш в надежности, габаритах, стоимости таких микросхем существенно связан со степенью интеграции. Повышение степени интеграции ИС при соответствующем уровне технологии, который обеспечивает достижение высокого процента выхода годных изделий, позволяет повысить надежность, улучшить массогабаритные характеристики, эффективность производства и применения. Это вызвало быстрое увеличение степени интеграции и использование БИС со степенью интеграции 10^3 и СБИС со степенью интеграции 10^4 и более элементов.

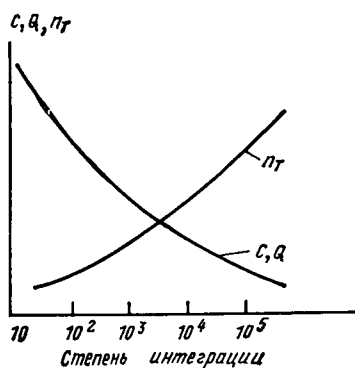


Рис. 1.1

Однако повышение степени интеграции приводит к трудностям применения таких ИС. Это связано с тем, что при увеличении степени интеграции уменьшается «гибкость» или универсальность ИС. При средней степени интеграции можно использовать стандартные, выпускаемые в массовом количестве ИС, соединяя их в разных комбинациях и добиваясь выполнения различных функций. Усложнение функций достигается путем увеличения стандартных ИС. В полупроводниковых БИС и СБИС количество корпусов уменьшается, масса, габариты, стоимость элемента ИС (транзистора) уменьшается, но возможность получения различных функций на основе одной конструктивно и технологически законченной БИС резко ограничивается, количество необходимых типов ИС увеличивается [10, 15].

Для наглядности на рис. 1.1 даны зависимости, которые качественно характеризуют сказанное. Здесь C — стоимость транзистора в составе ИС; Q — масса ИС, отнесенная к одному транзистору; n_T — количество необходимых типов ИС. Таким образом, БИС и СБИС эффективны, когда их можно использовать в большом количестве устройств РЭА, а реально наблюдается противоположная тенденция: чем больше степень интеграции, тем в меньшем количестве они требуются. Такое противоречие, а также то, что БИС и СБИС не могут эффективно выполнять ряд функций в аппаратуре, говорит о том, что их применение не решает всех задач, которые стоят при создании РЭА.

Действительно, ряд таких важных функций, как трансформация токов и напряжений на низких и высоких частотах, фильтрация в широком диапазоне частот, получение больших и электрически управляемых емкостей, задержка сигнала, обеспечение больших и высокостабильных индуктивностей и другие во многих случаях значительно эффективнее выполняются с использованием дискретных ЭРЭ. Поэтому вместе с развитием ИС происходит развитие и дискретных ЭРЭ.

Таблица 1.1

Элементы	Количество дискретных элементов на 1000 ИС	Элементы	Количество дискретных элементов на 1000 ИС
Резисторы	500...1000	Катушки индуктивности, ВЧ дроссели, фильтры	50
Конденсаторы	300...800	Трансформаторы	50
Реле, переключатели, соединители	100	Линии задержки	50

Количество ЭРЭ, используемых на каждую тысячу ИС среднего уровня интеграции, может быть проиллюстрировано табл. 1.1.

Количество ЭРЭ в аппаратуре по сравнению с количеством ИС по мере повышения степени интеграции ИС и относительная доля затрат должны уменьшаться (рис. 1.2). Однако в связи с общим усложнением РЭА увеличивается количество используемых дискретных элементов, поэтому объем их производства не уменьшается. Они будут развиваться как в количественном, так и в качественном отношении. Известно, что промышленность, выпускающая ЭРЭ, увеличивает их номенклатуру, наблюдается ежегодный рост объема их производства (рис. 1.3).

Использование УФЭ совместно с ИС и ЭРЭ. Совместное применение ИС и ЭРЭ позволяет эффективно решать многие задачи при создании РЭА. Но в некоторых случаях это не дает требуемых результатов. Рассмотрим такие функции как фильтрация и запоминание.

Действительно, электрические LC-фильтры, не требующие использования сложных технологических процессов, но отличающиеся относительно большой трудоемкостью сборочных работ, обладают низкими стабильностью и добротностью. При снижении частоты их габариты возрастают и стабильность ухудшается. При по-

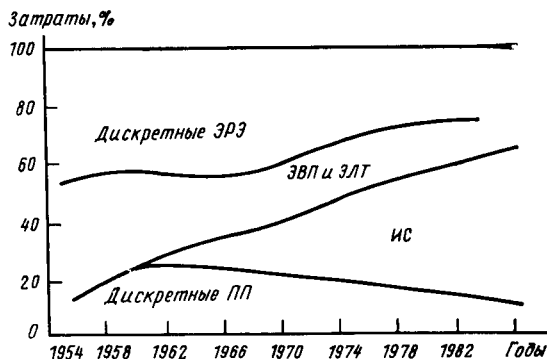


Рис. 1.2.

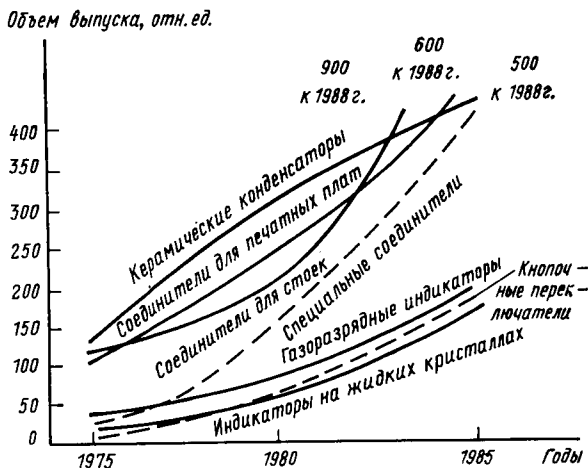


Рис. 1.3

вышении стабильности и добротности значительно увеличиваются габариты и стоимость. Электромеханические и кварцевые фильтры, обладая лучшими характеристиками, требуют прецизионной механической обработки деталей и сложной сборки.

Интегральная микроэлектроника, включая ГИС, БГИС и БИС, также неполностью решает проблемы фильтрации, например, на частотах выше 0,1 ... 5 МГц. Поэтому в РЭА в определенных условиях целесообразно использовать устройства фильтрации на основе функциональной электроники, например фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ), фильтры с использованием приборов с зарядовой связью (ПЗС).

Не менее сложная ситуация возникла при создании запоминающих устройств. Известно, что большой объем информации может быть записан на магнитных дисках и лентах, но скорость считывания у них во многих случаях недостаточна и их изготовление требует прецизионной технологии механической обработки. С появлением ИС появились новые возможности для получения элементов запоминающих устройств и позволили создать полупроводниковые БИС памяти с незначительной массой, с помощью которых можно получить высокие быстродействие и надежность. Однако по объему памяти они уступают устройствам на лентах и дисках. Опять возникла необходимость ориентироваться на новые физические явления, которые могли бы создать более совершенные запоминающие устройства, например на цилиндрических магнитных доменах (ЦМД).

Из изложенных примеров видно, что в ряде случаев новые возможности создания устройств, выполняющих различные, часто сложные функции, дают физические явления, основанные на использовании динамических неоднородностей. Перспективным, единственно правильным в современных условиях подходом является

комплексное применение в РЭА интегральной микроэлектроники, в том числе в виде БИС и СБИС, ГИС и БГИС, функциональной электроники и дискретных ЭРЭ, а также, в необходимых случаях, дискретных транзисторов.

1.4. РАЗВИТИЕ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЫ

Покорения РЭА. Развитие РЭА прошло четыре этапа, которые в основном связаны с развитием элементной базы. Обычно говорят о четырех поколениях РЭА: первое (1915—1955 гг.) — создание РЭА на основе электровакуумных приборов и дискретных ЭРЭ; второе (1955—1965 гг.) — использование дискретных транзисторов и миниатюрных ЭРЭ; третье (1965—1980 гг.) — применение ИС и микроминиатюрных дискретных ЭРЭ; четвертое (с 1980 г.) — комплексное использование ЭРЭ, БИС и СБИС, УФЗ и микропроцессорных комплектов.

Развитие элементной базы определяется потребностями РЭА и основано на достижениях физики, технологии и производства. Особенно быстро она стала развиваться с начала 60-х гг., когда достижения физики создали основу для появления микроэлектроники. Это привело к формированию в конструкции и технологии самостоятельного направления — конструирования и технологии радиоаппаратуры.

Особенности РЭА первого и второго поколений. Опыт создания аппаратуры первого и второго поколений показал, что различную РЭА и многообразие функциональных преобразований сигналов можно получить, используя ограниченную номенклатуру элементов: электронные лампы, транзисторы, диоды, конденсаторы, катушки индуктивности, резисторы, переключатели и др. Это позволило при массовом выпуске элементов, использовании механической сборки и электрического монтажа создать аппаратуру самого различного назначения.

Как часто бывает, основное преимущество такого технического решения вскоре диалектически превратилось в недостаток. Действительно, каждый элемент аппаратуры помимо той его части, которая определяла функциональные свойства и создавала полезный эффект, требовал конструктивной, механической и технологической законченности, что привело к необходимости ввести ряд конструктивных элементов, обеспечивающих влаго- и теплозащиту, защиту от механических воздействий, а также элементов механического крепления и электрического соединения. Это вызвало увеличение стоимости, массы, габаритов и ухудшение надежности. В результате оказалось, что полезный объем, масса и трудоемкость изготовления той части элемента, которая определяла его функциональное назначение, составляли доли процента от его общей массы, габаритов и трудоемкости изготовления.

Пока аппаратура была сравнительно простой, это было допустимо. Усложнение функций, выполняемых РЭА, повышение требований к точности, помехоустойчивости, дальности действия РТС

и т. д. привели к тому, что сложность аппаратуры непрерывно и быстро возрастала. Примерно к 50-м гг. это привело к своеобразному кризису в создании и производстве РЭА; аппаратура на электровакуумных приборах часто оказывалась неприемлемой по массогабаритным характеристикам, надежности, трудоемкости изготовления, тепловому режиму и т. д.

Внедрение дискретных транзисторов в 1955—1965 гг. частично устранило эти трудности, например в части облегчения тепловых режимов и улучшения массогабаритных характеристик, но решить коренным образом проблему совершенствования РЭА дискретные транзисторы не позволили.

Радиоэлектронная аппаратура и микроэлектроника. Большие возможности в совершенствовании основных параметров РЭА дало развитие микроэлектроники, создание и внедрение интегральных микросхем, начавшееся примерно с 1960—1965 гг. Основные идеи и особенности ИС были кратко сформулированы в § 1.2.

Микроэлектроника вызвала также значительный прогресс в развитии дискретных элементов: улучшились массогабаритные характеристики, появилась возможность обеспечить их конструктивную совместимость с ИС. Были созданы ЭРЭ в миниатюрном исполнении: конденсаторы (КОМП-а, К10-27, К10-9), резисторы (СТЗ-24а, СЗ-2), переключатели (ПМ19, ПМ23), трансформаторы (МТИ, ТИГ) и др. Появление ИС открыло большие возможности совершенствования РЭА и определило облик ее третьего поколения.

Большая сложность РЭА, жесткие условия эксплуатации, новые задачи, решаемые ими, и связанное с этим значительное увеличение количества и качества элементов потребовали дальнейшего совершенствования элементной базы, что привело к созданию устройств функциональной электроники, БИС (СБИС), микропроцессорных БИС и СБИС, БГИС и микросборок — появилось четвертое поколение РЭА.

1.5. ЗАДАЧИ КОНСТРУКТОРОВ-ТЕХНОЛОГОВ РЭА В ИССЛЕДОВАНИИ, ПРОЕКТИРОВАНИИ, ПРОИЗВОДСТВЕ ЭЛЕКТРОРАДИОЭЛЕМЕНТОВ И УСТРОЙСТВ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Основные определения. Сформулируем основные определения, относящиеся к понятиям: *конструкция, конструирование, технология.*

Конструкция — материал, целесообразно организованный в пространстве. Под словом «целесообразно» применительно к техническим конструкциям понимается: способность выполнять определенные функции и сохранять свойства, обеспечивающие выполнение функций, при наличии внешних воздействий; пригодность к высокоэффективному повторению, т. е. производству [8]. Такое

определение является наиболее общим, оно относится как к ЭРЭ, так и к УФЭ и ИС. Для конструкции, состоящей из совокупности раздельно изготавливаемых и собираемых деталей, пригодно следующее определение. Конструкция есть организованная совокупность элементов и деталей, способная выполнять заданные функции при наличии внешних и внутренних дестабилизирующих факторов и пригодная к повторению в условиях производства [9].

Конструирование — это процесс создания конструкции или области деятельности инженеров по созданию конструкций.

Технология — это совокупность способов, процессов обработки и оборудования, используемых при изготовлении элементов конструкции и сборке аппаратуры (механическом и электрическом соединении), обеспечивающих получение заданной конструкции с высокой производительностью и малыми затратами [8]. Вместе с тем под термином «технология» понимают область деятельности инженеров по проектированию технологических процессов и приспособлений.

Конструкторы и технологи РЭА — это инженерно-технические работники, занятые теоретическими работами, исследованиями, проектированием, испытаниями, разработкой документации и решением вопросов по конструкции и технологии, возникающих в производстве и эксплуатации.

Эти определения применимы также к ЭРЭ и УФЭ. Их конструкция есть пространственная материальная структура, обеспечивающая выполнение требуемых функций, например создание емкостного эффекта, резонанса, электрического соединения цепей, задержки сигнала и т. д.; устойчивость их выполнения при условии внешних воздействий, например температуры, влажности, механических нагрузок и т. д.; высокоэффективное изготовление с использованием прогрессивных технологических процессов при минимальном количестве деталей, требующих точного механического изготовления, и минимальном объеме сборочных работ.

Конструктор-технолог РЭА. Для того чтобы лучше пояснить задачи конструктора-технолога применительно к созданию ЭРЭ и УФЭ, рассмотрим общие вопросы создания РЭА. Проектирование РЭА — это сложный комплекс работ, в которых участвуют инженеры разных специальностей. Различают системное, схемотехническое (или логическое), конструкторское (для краткости часто определяют как конструирование) и технологическое проектирование.

Конструкторы-технологи РЭА могут работать в области конструирования аппаратуры и разработки технологических процессов, а также конструирования и производства специализированных ЭРЭ и УФЭ на заводах, производящих РЭА. В некоторых случаях они привлекаются для конструирования и производства ИС, ЭРЭ, УФЭ широкого применения на специализированных предприятиях.

Конструкторы-технологи, занятые конструированием и производством аппаратуры, должны выполнять свои функции совместно со специалистами в области РТС, схем и технической эксплуатации. Последние обычно выступают как заказчики. При этом важ-

ная задача конструктора РЭА состоит в том, чтобы правильно выбирать и применять готовые элементы с точки зрения электрического режима, условий эксплуатации, электромагнитной совместимости, обеспечения теплового режима, ремонтпригодности и т. д.

Конструирование специализированных УФЗ и ЭРЭ существенно отличается от конструирования РЭА; при создании ЭРЭ и УФЗ большое значение имеет физика функционирования элементов, конструкция и технология. Поэтому в отличие от конструкторов, занятых конструированием аппаратуры в целом, конструкторы и технологи, работающие в области элементной базы, должны решать вопросы с привлечением специалистов в области физики.

1.6. МЕТОДОЛОГИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ И ПРИМЕНЕНИЯ ЭЛЕКТРОРАДИОЭЛЕМЕНТОВ И УСТРОЙСТВ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Методология и принципы. Перед тем как перейти к изложению принципов действия, конструирования, оценки параметров и применения конкретных ЭРЭ и УФЗ полезно остановиться на общих вопросах решения этих задач, т. е. методологии их проектирования и применения.

Методология — это совокупность основных принципов, используемых в той или иной области науки и техники. В данном случае имеется в виду методология проектирования, изготовления ЭРЭ и УФЗ и применения их в РЭА [18]. Основные исходные понятия, используемые в методологии: конструкция, конструирование, технология, аппаратура, элементная база, в том числе ЭРЭ и УФЗ — были определены в § 1.2 и 1.5.

Методология проектирования и применения ЭРЭ и УФЗ основывается на следующих принципах: иерархическое построение конструкций РЭА, в том числе иерархическая взаимосвязь аппаратуры и элементной базы; конструктивно-технологическая и физическая интеграция; прогрессивная технология при минимальном объеме сборочных работ и точной механической обработки; системный подход; учет случайного характера внезапных отказов, отклонений и изменений характеристик и параметров и, как следствие, использование вероятностных методов; повышение технической и экономической эффективности применения ЭРЭ и УФЗ в РЭА и вытекающие из этого требования к ним; обеспечение высокой эффективности проектирования и изготовления ЭРЭ и УФЗ: ориентация на применение вычислительной техники в проектировании (система автоматизированного проектирования — САПР) и изготовления (гибкие автоматизированные производственные системы — ГАПС); комплексная автоматизация проектирования и производства; стандартизация ЭРЭ и УФЗ; обеспечение надежности, устойчивости при наличии внешних воздействий и во времени. О первых трех принципах упоминалось в § 1.1—1.3. Рассмотрим остальные.

Использование системного подхода. В настоящее время в науке и технике при исследованиях, проектировании, производстве и эксплуатации общее признание получил системный подход. Он связан с понятием «система». Под *системой* следует понимать совокупность взаимосвязанных разнообразных устройств или частей, совместно выполняющих заданные функции в условиях взаимодействия с внешней средой, с учетом их развития и противоречий [8]. Каждая система состоит из частей или подсистем и, в свою очередь, входит в систему более высокого иерархического уровня.

Подходя системно, выделяя подсистемы, следует учитывать взаимосвязи внутри системы и с внешней средой. Применяя к ЭРЭ и УФЭ системный подход, следует: учитывать возникающие и развивающиеся потребности выполнения тех или иных функций в РЭА; сопоставлять возможности разных ЭРЭ и УФЭ, основываясь на достижениях науки, в первую очередь физики; руководствоваться развитием методов проектирования, в том числе конструкторского, включая применение вычислительной техники; учитывать возможности и развитие технологии и производства.

Из изложенного следует, что по сути своей системный подход есть применение и конкретизация диалектики применительно к технике. Формирование системного подхода имеет значение, с одной стороны, для развития диалектического мышления и научного мировоззрения и, с другой стороны, позволяет более правильно ориентироваться в соответствующих областях техники.

Учет случайного характера внезапных отказов, отклонений и изменений характеристик и параметров и, как следствие, использование вероятностных методов. Электрорадиоэлементы и устройства функциональной электроники входят в состав РЭА, их параметры и характеристики, а также отклонения и стабильность определяют параметры и характеристики, отклонения и стабильность аппаратуры. Это важно учитывать при проектировании РЭА. В свою очередь, отклонения в характеристиках материалов, в технологических процессах и сложность физических процессов изготовления и функционирования приводят к тому, что параметры и характеристики ЭРЭ и УФЭ имеют случайные отклонения, что обычно оговаривается допусками, которые содержатся в технических условиях (ТУ).

Кроме того, в процессе функционирования при влиянии температуры, влажности, времени и т. п. происходят случайные изменения параметров и характеристик. Случайные изменения параметров и характеристик при изготовлении и в процессе эксплуатации а также внезапные отказы ЭРЭ и УФЭ являются основной причиной нестабильности и отклонений параметров и характеристик, а также внезапных отказов РЭА. Поэтому большое значение для оценки качества и совершенствования ЭРЭ и УФЭ, для правильного решения вопросов об их применении в РЭА имеют методы количественной оценки и математического описания закономерностей случайных отказов, отклонений и нестабильности. Поскольку

они случайны, то их описание может быть получено только вероятностными методами.

Вероятностные методы основаны на использовании вероятностных понятий и их истолковании, получении закономерностей, их анализе и преобразовании. Будем исходить из того, что основные вероятностные понятия, такие как случайные события, величины и процессы, вероятности случайных событий, функции распределения случайных величин (математическое ожидание и дисперсия), корреляция и другие известные из соответствующих дисциплин.

Рассмотрим вопросы применения вероятностных методов в конструировании и технологии ЭРЭ и УФЭ. Эти методы получили значительное развитие и широкое признание в технике сравнительно недавно. Ученые и инженеры обычно стремились к выявлению расчетных выражений, однозначно связывающих первичные известные параметры с выходными, которые следовало определить, например индуктивность катушки, переходное сопротивление контакта и т. п.

Из практики известно, что параметры отклоняются от расчетных значений. Эти отклонения раньше часто рассматривались как следствие того, что наука еще не выявила комплекса факторов, влияющих на результат. Полагали, что используемые формулы не все учитывали и следует продолжать исследования. Постепенно сформировалась точка зрения, что в технике все однозначное — научно, а все, связанное со случайными отклонениями, еще не освоено наукой или отображает наличие дефектов изготовления. Однако последующее развитие науки и техники показало, что проблема случайностей значительно многообразнее и сложнее. Оказалось, что в ряде случаев, когда конечный результат определяется массовыми явлениями, закономерности, характеризующие результат, являются вероятностными. Примером случайных явлений служит возникновение переменного напряжения на концах провода в результате хаотического теплового движения электронов, в то время как среднее значение напряжения равно нулю. Постепенно накапливаясь, такие факты привели к выводу о необходимости изменения прежних представлений о научности только однозначных зависимостей. Важную роль в этом сыграла квантовая механика, которая смогла объяснить многие явления только при использовании вероятностных понятий. В результате сформировалось современное представление о том, что в тех случаях, когда в организации конечного результата участвует множество элементов, мельчайших частиц и т. д., количество переходит в качество, однозначные закономерности теряют смысл и результаты могут быть описаны только вероятностно. Таким образом, современная наука пришла к выводу, что вероятностные закономерности являются фундаментальными, отображают новый уровень познаний.

Изложенные выше основные представления о вероятностных методах и их применении в технике дают основание для оценки

их роли и значения применительно к ЭРЭ и УФЭ при анализе качества, выявлении влияния случайных отклонений и изменений параметров на характеристики РЭА. Основные параметры и характеристики ЭРЭ и УФЭ следует рассматривать, используя понятия случайных событий, величин и функций, т. е. применяя вероятностные методы. Это определяется тремя причинами.

1. В основе функционирования многих ЭРЭ и УФЭ лежит использование сложных физических явлений, в которых полезный эффект формируется совокупным действием множества элементарных образований, находящихся в сложном случайном взаимодействии между собой. Например, сопротивление пленочного резистора определяется взаимосвязью бесчисленного множества мельчайших частиц, случайно ориентированных на поверхности подложки при осаждении пленки, причем резистивные свойства зависят от нескольких физических явлений: туннельной проводимости, дырочной проводимости, электронной проводимости и т. д. Как следствие этого сопротивление резистора является случайной величиной. Изменения сопротивления при воздействии температуры и во времени являются случайными функциями.

2. В тех случаях, когда для функционирования ЭРЭ и УФЭ используются сравнительно простые физические явления, для которых найдены однозначные законы, сталкиваемся с тем, что в процессе изготовления ЭРЭ и УФЭ имеется большое количество связанных с технологией производства (чистота материалов, состояние инструмента и т. д.) «степеней свободы», детерминизация которых экономически и организационно трудно выполнима. Тогда параметры и характеристики УФЭ и ЭРЭ также оказываются случайными величинами и функциями.

3. В ряде случаев физический процесс, определяющий функционирование УФЭ и ЭРЭ, изучен неполно, но практически наблюдается статистическая устойчивость, которая позволяет из эксперимента найти количественные характеристики УФЭ и ЭРЭ, основываясь на статистической обработке и вероятностных представлениях.

Конечно, и при конструировании, и при проектировании, и в процессе производства следует стремиться к уменьшению рассеивания значений параметров, т. е. к сужению допусков. Необходимо также стремиться к повышению стабильности во времени при действии дестабилизирующих факторов и увеличению времени работы без внезапных отказов. Однако опыт и теория показывают, что это возможно только до определенного уровня. Дальнейшее улучшение этих показателей часто требует пересмотра и усложнения конструкции, использования более дорогих материалов, более сложных технологических процессов, т. е. сопровождается увеличением стоимости, а часто также увеличением массы и габаритов. Следует считать допустимым только такой уровень отклонений и нестабильности, который экономически и технологически оправдан. Как правило, совершенствование конструкции и

технологии ЭРЭ и УФЭ позволяет уменьшить отклонения, нестабильность и повысить их надежность.

Но для достижения этих результатов нужно, чтобы конструктор и технолог могли оперировать вероятностными методами и пользоваться понятиями, которые позволяют не только качественно, но и количественно характеризовать такие важные свойства ЭРЭ и УФЭ как точность, стабильность параметров и характеристик, надежность, а также влияние внешних воздействий на параметры и характеристики. В последующем изложении будут широко использоваться основные вероятностные понятия и зависимости.

Повышение технической и экономической эффективности применения ЭРЭ и УФЭ в РЭА и вытекающие из этого требования к ним. Экономические показатели имеют большое значение в технике. Как известно, в настоящее время стоит задача обеспечения интенсивного развития техники, при котором уменьшатся затраты труда, энергии, материалов на единицу выходного продукта, улучшатся экономические и технические показатели. Экономические показатели важны и для РЭА, а следовательно, для ее элементной базы, включая ЭРЭ и УФЭ [1]. Для выяснения того, каким образом и как влияет элементная база на экономические показатели и на обеспечение интенсивного развития РЭА, необходимо вначале выявить закономерности, определяющие затраты на РЭА и ее элементы.

При оценке экономических показателей РЭА пользуются понятием технико-экономической эффективности. Она оценивается по приведенным затратам, в которые входят: составляющая C_K , зависящая от капитальных затрат, и составляющая $C_{\text{вд}}$, зависящая от затрат на эксплуатацию.

Капитальные затраты относят обычно к одному году, исходя из того, что техника должна окупаться за определенное время окупаемости $t_{\text{ок}}$. Многие радиотехнические устройства могут функционировать в течение 20 ... 30 лет, но время $t_{\text{ок}}$ обычно устанавливается от 4 до 8 лет. Составляющая приведенных затрат, связанных с капитальными затратами, для одного экземпляра

$$C_K/t_{\text{ок}} = (C_{\text{изг}} + C_{\text{разм}} + C_{\text{вд}})/t_{\text{ок}}, \quad (1.1)$$

где $C_{\text{изг}}$ — затраты на изготовление экземпляра аппаратуры; $C_{\text{разм}}$ — затраты на размещение аппаратуры; $C_{\text{вд}}$ — затраты на ввод аппаратуры в действие. Вопросы, относящиеся к затратам на размещение и ввод в действие, не нуждаются в пояснениях, они имеют малое отношение к элементной базе и обычно существенно меньше, чем затраты на изготовление, определяемые стоимостью аппаратуры.

Затраты на изготовление аппаратуры связаны с затратами на проектирование, подготовку производства и производство. Затраты на изготовление одного экземпляра аппаратуры можно определить так:

$$C_{\text{изг}} = (C_{\text{прт}}/N) + (C_{\text{п.пр}}/N) + C_{\text{пр}}, \quad (1.2)$$

где $C_{\text{прт}}$ — общие затраты на проектирование, включая технологическое; $C_{\text{п.пр}}$ — общие затраты на подготовку производства; $C_{\text{пр}}$ — затраты на производство одного экземпляра, включая стоимость материалов, зарплату, накладные расходы и амортизационные отчисления, предназначенные для накопления средств с целью капитального ремонта и приобретения нового оборудования; N — общее число экземпляров, подлежащих изготовлению.

Эксплуатационные затраты или расходы складываются из затрат на энергию, техническое обслуживание, ремонт, включая зарплату эксплуатационного персонала с накладными расходами, а также отчисления на амортизацию аппаратуры:

$$C_{\text{э}} = C_{\text{ам}} + C_{\text{зпл}} + C_{\text{зип}} + C_{\text{эн}}, \quad (1.3)$$

где $C_{\text{ам}}$ — амортизационные отчисления; $C_{\text{зпл}}$ — зарплата эксплуатационного персонала; $C_{\text{зип}}$ — расходы на запасное имущество и приборы; $C_{\text{эн}}$ — расходы на энергию.

Все расходы берутся за единицу времени, обычно за 1 год. Общие приведенные затраты

$$C_{\text{прв}} = (C_{\text{к}}/t_{\text{ок}}) + C_{\text{э}}. \quad (1.4)$$

Изделие считается отвечающим требованиям технико-экономической эффективности, если приведенные затраты меньше какого-то заданного уровня. При этом предполагается, что полезный эффект от применения РЭА определяется техническими параметрами, которые задаются и должны быть обеспечены во всех вариантах, сравниваемых по технико-экономической эффективности. Таким образом, технико-экономическая эффективность комплексно оценивает РЭА с учетом затрат как на изготовление, так и на эксплуатацию новой техники.

Рассмотрим теперь, какое значение имеет элементная база, включая ЭРЭ и УФЭ, для повышения технико-экономической эффективности аппаратуры и какие требования в связи с этим к ней предъявляются. Капитальные затраты в значительной степени определяются стоимостью ЭРЭ и УФЭ, ИС и т. д., так как известно, что стоимость элементной базы составляет до 70—80 % стоимости аппаратуры. Поэтому для повышения технико-экономической эффективности аппаратуры большое значение имеет снижение стоимости ЭРЭ и УФЭ при сохранении или улучшении их характеристик и качества. Конструктор РЭА, решая вопрос о применении тех или иных ЭРЭ и УФЭ, должен обязательно учитывать их стоимость, а конструктор ЭРЭ и УФЭ добиваться снижения их стоимости.

Вместе с тем ЭРЭ и УФЭ в значительной мере влияют на вторую составляющую приведенных затрат $C_{\text{э}}$, так как она зависит от стабильности и надежности ЭРЭ и УФЭ. Действительно, чем менее стабильны и надежны элементы, тем чаще нужно контролировать работоспособность аппаратуры, искать неисправности, ремонтировать, заменять, регулировать и т. д. Конструктор РЭА

должен предусматривать меры, обеспечивающие замену ЭРЭ и УФЭ и диагностику отказов, выявление отказавших ЭРЭ, УФЭ, ИС, а также их регулировку и защиту от тех внешних воздействий, которые особенно существенно сказываются на их работе. Поэтому в последующем при рассмотрении конкретных УФЭ и ЭРЭ следует обращать внимание на то, какие воздействия для них наиболее опасны. При проектировании ЭРЭ и УФЭ следует как одну из основных ставить задачи повышения их надежности, стабильности, устойчивости к внешним воздействиям, обеспечения легкосъемности.

Обычно затраты на эксплуатацию РЭА за длительное время соизмеримы или больше затрат на ее изготовление, причем примерно 50 % эксплуатационных затрат на аппаратуру связаны с элементной базой [8]. Улучшая характеристики элементов, их стабильность, надежность, можно заметно снизить эксплуатационные затраты. Поэтому с экономической точки зрения актуальным является повышение стабильности и надежности элементов. Но в некоторых случаях улучшение эксплуатационных характеристик может увеличить стоимость, массу и габариты РЭА. Таким образом, можно оптимизировать РЭА по итоговым затратам, связанным с элементной базой.

Нестабильность и отказы элементов определяются принципом действия, режимом работы, их конструкцией, технологией и физическими процессами, происходящими при их функционировании. Ввиду важности этого вопроса закономерности, характеризующие отклонения (допуски), а также изменения параметров при длительном функционировании и при воздействии дестабилизирующих факторов и изменении режимов работы будут рассматриваться в последующих главах применительно к конкретным элементам.

Рассмотрим теперь вопросы уменьшения стоимости элементов. Она определяется факторами, аналогичными тем, которые были указаны для РЭА: затратами на проектирование, подготовку производства и производство. Поэтому выражение (1.2) можно использовать и для оценки стоимости элементов. Из него следует, что стоимость элементов тем меньше, чем больше элементов данного типа будет выпущено. Для этого необходимо, чтобы ЭРЭ и УФЭ были возможно более универсального применения, с высоким уровнем параметров и в то же время технологичными, использующими малододефицитные и недорогие материалы. Стоимость каждого экземпляра в производстве должна быть минимально возможной.

Не меньшее значение (при заданном количестве элементов) для уменьшения стоимости изготовления имеет уменьшение составляющих $C_{прт}$, $C_{п.пр}$ и $C_{пр}$, что достигается совершенствованием организации проектирования, подготовки производства и производства. Основную роль при решении этой задачи играет автоматизация конструкторского проектирования — САПР и автоматизация технологической подготовки производства (система автоматизации

зированной технологической подготовки производства). Определяющее значение имеет развитие ГАПС. Рассмотрим это подробнее.

Обеспечение высокой эффективности проектирования и изготовления ЭРЭ и УФЭ. Кратко рассмотрим основные области применения вычислительной техники: управление устройствами и станками с ЧПУ, на более высоком уровне — отраслями, предприятиями и цехами — АСУ, а также обеспечение создания ГАПС; автоматизация проектирования, включая САПР; научные исследования, включая автоматизированные системы научных исследований (АСНИ), основанные на использовании моделирования и автоматизации обработки результатов эксперимента; быстрое накопление больших объемов информации с обеспечением ее быстрого извлечения, что привело к созданию автоматизированных информационных поисковых систем (АИПС); учебный процесс с использованием автоматизированных обучающих систем (АОС); микропроцессорные устройства (МПУ), встраиваемые в РЭА и обеспечивающие конструктивно-технологическую унификацию при выполнении разнообразных функций за счет программ, записанных в БИС-памяти. Микропроцессорные устройства проектируются с учетом совместной работы с аналоговыми частями аппаратуры.

Указанные области применения вычислительной техники имеют свои особенности и могут иметь различное назначение. Рассмотрим это применительно к элементной базе РЭА. В этом случае наибольшее значение имеют САПР, ГАПС и особенно результат их совместного использования — интегрированные ГАПС. Большую пользу в организации работ конструкторских подразделений и в обеспечении их эффективного взаимодействия с производством имеют АСУ. Можно ожидать значительного развития применения АСНИ в исследованиях в области конструирования и технологии, так как появляется возможность выявления новых закономерностей при значительно меньших затратах, чем при исследованиях на основе классических методов.

Системы АИПС будут иметь все большее значение для работы конструкторов, так как на их основе удобно организовать справочные системы по ГОСТам, ОСТам, номенклатуре применяемых материалов, деталей и элементов с получением сведений по их параметрам и характеристикам. Скорости ввода новой информации и ее извлечения с выводом на дисплей возрастают в сотни раз по сравнению с традиционными методами — созданием справочников, ТУ и т. п. Использование АОС при изучении конструирования элементов дает новые методические возможности для активизации познавательной деятельности и индивидуализации процесса обучения, в том числе с привлечением эффективных «игровых» форм. Взаимодействие обучающегося с ЭВМ в диалоговом режиме при соответствующем сценарии реализует «игровые» формы обучения.

Применительно к РЭА и ее элементам следует особо остановиться на МПУ. Из приведенного выше следует, что МПУ можно рассматривать как новую элементную базу РЭА, которая должна

значительно улучшить характеристики РЭА при правильном их применении совместно с БИС, УФЭ и ЭРЭ. Работа МПУ и выполнение с их использованием разных функций в РЭА, а также взаимодействие с другими частями РЭА должны рассматриваться отдельно. Однако в данной книге их следует учитывать при рассмотрении некоторых УФЭ и ЭРЭ, например фильтров, чтобы сопоставить возможности различной элементной базы.

Остановимся подробнее на особенностях САПР применительно к элементам РЭА, имея в виду, что общие вопросы САПР изучаются в [14]. Напомним, что согласно ГОСТ 25501—79 основная функция САПР состоит в выполнении автоматизированного проектирования на всех или отдельных стадиях проектирования объектов и их составных частей. Применительно к РЭА и ее элементной базе САПР состоит из подсистем, обеспечивающих проектные решения и создающих документации. К обеспечению САПР относятся: методическое, лингвистическое, математическое, программное, техническое, информационное (включая автоматизированные банки данных) и организационное. Методическое, математическое и информационное обеспечение обычно существенно зависит от назначения САПР. В состав САПР входят автоматизированные рабочие места (АРМ) радиоинженера, конструктора, технолога, а также другое оборудование.

Многие действующие системы САПР позволяют проектировать сложные объекты, состоящие из $10^5 \dots 10^6$ составных частей. Поэтому их целесообразно использовать для решения сложных задач проектирования. Большое значение для успешного применения САПР имеет создание научно обоснованных методов и алгоритмов автоматизированного проектирования. С помощью САПР при проектировании разделяются функции между человеком (творческие функции) и ЭВМ (не творческие — вычислительные, информационно-поисковые и др.). Для оперативного взаимодействия человека и ЭВМ используют диалоговые средства (алфавитно-цифровые и графические дисплеи) [14].

Применительно к элементной базе задачи применения САПР можно рассматривать в двух аспектах. Первый — создание математических моделей активных и пассивных элементов, которые приспособлены для автоматизированного проектирования аппаратуры и могут иметь сложную структуру. Это обеспечивает существенное повышение точности расчетов по сравнению с той, которая достижима при моделях, используемых для «ручного» счета. Второй — использование САПР для проектирования самих ЭРЭ и УФЭ. В связи с тем, что ЭРЭ и УФЭ более простые объекты, чем те, для проектирования которых созданы действующие в промышленности САПР РЭА, их проектирование с применением САПР не всегда целесообразно. Часто можно использовать для этих целей микроЭВМ с дисплеями и программируемые микрокалькуляторы с памятью.

Особенность применения вычислительной техники в области ЭРЭ и УФЭ заключается также в том, что для них могут с успе-

хом использоваться интегрированные ГАПС, в которых интегрированы процессы проектирования и изготовления. Основная цель таких систем состоит в обеспечении значительного повышения эффективности проектирования и изготовления ЭРЭ. Автоматизация производства ЭРЭ обычно основывалась на массовом характере их выпуска. Были созданы механические автоматы и автоматические линии для изготовления простейших ЭРЭ (конденсаторы, резисторы и т. п.), а также деталей конструкций (магнитопроводы, лепестки и др.). В результате автоматизация оказалась «жесткой», т. е. даже при небольших изменениях в материалах, размерах деталей, типах элементов и т. п. требовалось изготовление нового автомата. Как правило, эти автоматы отличались сложной кинематикой и динамикой функционирования. Их проектирование часто было эквивалентно изобретательской деятельности. Изготовление, настройка и обслуживание автоматов требовали от персонала высокой квалификации. Удачно решая некоторые частные вопросы автоматизации производства деталей массового выпуска, давая при этом большой экономический эффект, «жесткие» автоматы не могли решить и не решили в комплексе задачу автоматизации производства ЭРЭ. Они также не могли решить задачу автоматизации производства УФЭ, так как последние отличаются сложной конструкцией, более сложными технологическими процессами и, что особенно важно, сравнительно небольшой серийностью выпуска, при которой применение «жестких» автоматов экономически и организационно нецелесообразно.

Коренные изменения в автоматизации производства связаны с внедрением роботов и вычислительной техники. Широкое использование вычислительной техники в технологии совместно со станками с ЧПУ и программируемыми роботами привело к созданию роботизированных участков и ГАПС. Общие вопросы создания и эксплуатации ГАПС освещены в специальной литературе. В последующем под ГАПС будем понимать такие производственные системы, в которых смена объекта изготовления достигается сменой программы, на основе которой ЭВМ управляет исполнительными органами, т. е. роботами, манипуляторами. Это позволяет при определенных ограничениях на одном и том же оборудовании без изготовления нового инструмента и приспособлений изменять изготавливаемые детали и узлы [12, 13].

В настоящее время на основе ГАПС успешно решаются задачи автоматизации производства широкой номенклатуры деталей с механической обработкой, простых узлов, изготовление которых предусматривает несложные сборочно-регулирующие операции, а также конструкций типа печатных плат и др. При этом следует иметь в виду, что оборудование ГАПС оказывается более сложным, чем предназначенное для традиционного изготовления и чем «жесткие» автоматы. Исходя из изложенного применительно к ЭРЭ следует сформулировать условия, при которых целесообразно или нецелесообразно ориентироваться на ГАПС. Для ЭРЭ, УФЭ и деталей, входящих в их состав, возможны три случая.

1. Детали или ЭРЭ данного типономинала выпускаются в массовых количествах в условиях, когда не требуется частая перестройка оборудования, например такие детали, как ферритовые сердечники, лепестки и такие ЭРЭ, как некоторые типы резисторов и конденсаторов и др.

2. Детали или ЭРЭ ряда типономиналов выпускаются серийно на основе использования базовой конструкции, но с большим количеством вариантов в пределах этой базовой конструкции, например такие детали, как втулки, оси и такие ЭРЭ, как катушки индуктивности, трансформаторы, дроссели и др.

3. Электрорадиоэлементы и УФЭ выпускаются в небольших количествах, отличаются сложностью конструкций и использованием разнохарактерных технологических процессов, для которых еще не выработаны базовые конструкции, например запоминающие устройства на ЦМД и т. п.

Из изложенного следует, что детали и ЭРЭ, указанные в п. 1, и в перспективе должны изготавливаться в условиях автоматизированного производства с использованием «жестких» автоматов, обеспечивающих высокую производительность. Для изготовления деталей, упомянутых в п. 2, могут быть использованы станки с ЧПУ и роботы, т. е. применение ГАПС обоснованно и целесообразно. Такие детали широко используются в ЭРЭ и УФЭ. В ряде случаев они должны иметь широкую номенклатуру и изготавливаться ограниченными сериями. Следовательно, на заводах необходимы участки ГАПС для некоторых механических деталей. Упомянутые в п. 2 ЭРЭ, изготавливаемые в большом количестве вариантов на основе базовых конструкций, также следует производить в условиях ГАПС.

Для сложных малосерийных УФЭ (п. 3) переход на ГАПС будет происходить постепенно, шире будут применяться базовые конструкции. Принципы создания ГАПС, а также конструкции роботов и манипуляторов, работающих в составе ГАПС, будут быстро совершенствоваться. Следует ожидать, что расширится круг ЭРЭ и УФЭ, для которых целесообразен переход на ГАПС.

Изготовление ЭРЭ в условиях ГАПС накладывает определенные дополнительные ограничения на их конструкции по сравнению с традиционными методами изготовления, но менее существенные, чем при производстве ЭРЭ на основе «жестких» автоматов. Наибольший эффект ГАПС обеспечивают при их соединении с системой САПР, а также с системой автоматизированного планирования и подготовки производства ЭРЭ. При этих условиях повышается эффективность проектирования и производства, устраняется большое количество промежуточной документации, рационализируется подготовка производства. Такое сочетание ГАПС и САПР часто называют, как это указывалось выше, интегрированной ГАПС.

Рассмотрим возможную структурную схему такой системы (рис. 1.4). Структуру интегрированной ГАПС можно разбить на три большие части: центральная ЭВМ (например, мини-ЭВМ

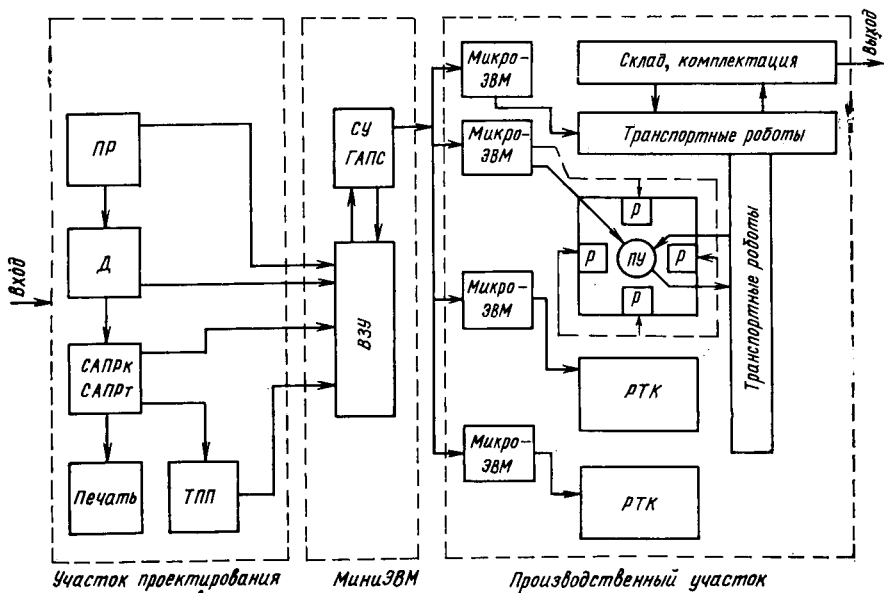


Рис. 1.4

СМ-4), участок проектирования и планирования, работающий с использованием центральной ЭВМ, и производственный участок. Главной из этих частей является центральная ЭВМ с дополнительными блоками памяти (внешними запоминающими устройствами — ВЗУ). Центральная ЭВМ на участке проектирования и планирования используется для проектирования конструкции (САПРк), технологии (САПРт) и технологической подготовки производства (ТПП), а также выполнения плановых задач. Центральная ЭВМ обеспечивает также работу системы управления производственным участком (СУ ГАПС), действующей с использованием микроЭВМ и микропроцессорных устройств, расположенных на производственном участке.

Производственная часть содержит: склад с комплектующими деталями и готовой продукцией; транспортные роботы, осуществляющие транспортировку деталей на роботизированные технологические комплексы (РТК) и готовой продукции на склад; РТК представляют собой столы с поворотными устройствами (ПУ) и роботами (Р). МикроЭВМ по командам, поступающим от центральной ЭВМ, управляют РТК и транспортными роботами. В целом ГАПС имеет «вход», на который поступают заявки от заказчика и откуда выдаются решения, и «выход» — с него заказчик получает готовую продукцию.

В работе системы интегрированной ГАПС принимают участие операторы, выполняющие автоматизированное проектирование и плановые расчеты, обслуживающие центральную ЭВМ, осуществ-

вляющие регулировку звеньев производственного участка и выполняющие профилактические работы и ремонт.

В общих чертах функционирование такой системы сводится к следующему. На вход от потребителя поступает заявка, в которой отмечается количество, сроки, технические требования. Оператор через клавиатуру дисплея Д обращается к ЭВМ и через ЭВМ — к ВЗУ. Система выясняет, имелись ли подобные по техническим требованиям заказы. Если имелись, то в ВЗУ системы уже есть проект конструкции, технологии и отражены результаты технологической подготовки производства. Используя эти данные, блок, который управляет плановыми расчетами (ПР), производит определение сроков выполнения задания. При этом, проводя указанные вычисления, ЭВМ обращается к ВЗУ, где записаны принятые к исполнению задания. Потребителю выдается решение о возможности выполнения заказа в интересующие его сроки. Если в ВЗУ нет готового проекта, то на ЭВМ в дисплейном режиме осуществляется проектирование с использованием пакета прикладных программ, которые также хранятся в ВЗУ ЭВМ.

После необходимого количества итераций проектировщик принимает решение о возможности выполнения технических требований. Если выполнение технических требований невозможно в рамках типовой конструкции, на которую рассчитана конкретная ГАПС, заказ выдается заказчику обратно. Если выполнение технических требований возможно, то проектируется технология и выполняется ТПП, при которой устанавливается, какие РТК и с какими функциями должны быть задействованы. Эти данные передаются в ВЗУ, и вступает в действие блок плановых расчетов ПР. Заказчику сообщаются возможные сроки и технические характеристики. При согласии заказчика задание ставится в «очередь», и, когда она наступит, через систему управления ГАПС необходимые данные и программа извлекаются из ВЗУ и подаются на микроЭВМ и МПУ, управляющие транспортными роботами и РТК.

Изложенные краткие сведения позволяют сделать важные выводы об особенностях проектирования и производства ЭРЭ в условиях интегрированной ГАПС. Эта система имеет большие возможности для маневрирования и получения разнообразных изделий на одном и том же оборудовании без смены технологических установок. Чем меньше будет ограничений в типовой конструкции, особенно в части размеров деталей, тем сложнее должны быть оборудование и программы. Поэтому возникает проблема взаимного согласования производственной части интегрированной ГАПС, типовой конструкции и возможных вариантов выпускаемых изделий. При правильном решении задачи, несмотря на увеличение стоимости оборудования ГАПС по сравнению с неавтоматизированным производством, удастся в несколько раз сократить персонал. При этом очень важны социальные последствия внедрения таких систем.

Действительно, традиционное неавтоматизированное производство ЭРЭ предусматривает большое количество сравнительно ма-

доквалифицированных работниц и механиков, обслуживающих простое оборудование. В интегрированной ГАПС состав персонала, обеспечивающего ее функционирование, оказывается другим: основную роль в нем играют специалисты с высшим образованием, способные осуществлять автоматизированное проектирование конструкций, технологии и ТПП, а также специалисты в области вычислительной техники и программирования. Кроме того, требуется ограниченное количество механиков для регулировки и ремонта роботов, манипуляторов и РТК.

Изменяется также характер деятельности конструктора-технолога и отражение результатов проектирования в документации. Традиционное проектирование предполагает, что его результатом является конструкторская документация (чертежи) в соответствии с ЕСКД. На основе этой документации разрабатывают технологию, определяют требуемый инструмент и приспособления. Затем создают чертежи на приспособления и инструмент. После изготовления инструмента и приспособлений, оснащения ими цехового оборудования начинается производство. Как видно, традиционный процесс проектирования конструкции, технологии и ТПП сопровождается выполнением большого объема оформительской работы, что требует значительных затрат труда и приводит к снижению эффективности проектирования. В интегрированной ГАПС документация, отражающая результаты проектирования, и сам процесс ТПП в корне меняются.

Результаты конструкторского проектирования непосредственно вводятся в память центральной ЭВМ. Конечно, для контроля можно вывести результаты на печать, получить табличное или графическое изображение результатов проектирования, но эти документы будут выполнять только информационные функции. Технология проектируется автоматизированным методом на основе результатов конструкторского проектирования, записанных в ВЗУ ЭВМ. На их основе ведется автоматизированная технологическая подготовка производства, при выполнении которой не проектируются и не изготавливаются новые приспособления и инструмент, а определяется последовательность прохождения изделия по различным РТК. При этом затраты времени труда на выполнение подготовки производства значительно снижаются. Но нужно иметь в виду, что для создания ГАПС должна быть предварительно проведена трудоемкая и квалифицированная работа по оснащению участка роботами и микроЭВМ, по созданию программ функционирования роботизированного участка.

В тех случаях, когда еще не отработана ограниченная номенклатура типовых конструкций, не созданы технологические процессы, сопрягаемые с ГАПС, производство ЭРЭ и УФЭ будет производиться традиционными методами, но проектирование конструкции, технологии и ТПП должны основываться на использовании ЭВМ.

Стандартизация в ЭРЭ и УФЭ. В СССР существует Государственная система стандартов (ГСС). Основными целями ее вве-

дения являются ускорение технического прогресса, повышение эффективности общественного производства, производительности инженерного труда и т. д. Стандартизация имеет важнейшее значение и в конструировании РЭА и их элементов.

Определение стандартизации дано в ГОСТ 1.0—68: установление и применение правил с целью упорядочения деятельности в определенной области. Стандартизация основывается на объединенных достижениях науки, техники, передового опыта. Она определяет основу будущего развития. Опережающая стандартизация — стандартизация, заключающаяся в установлении повышенных по отношению к уже достигнутому на практике уровню норм, требований к элементам, которые согласно прогнозам будут оптимальными в будущем.

Стандарт — нормативно-технический документ, устанавливающий комплекс норм, правил, требований к элементам и утвержденный компетентными органами. Стандарт может быть разработан как на сами элементы и их параметры, так и на правила испытаний и приемки. Стандарты устанавливают термины и определения, обязательные для применения в документации. В ряде стандартов даны стандартизованные буквенные и графические обозначения элементов. Это имеет важное значение: при обмене информацией между организациями точность и однозначность терминов и обозначений являются необходимыми условиями [16]. Стандарты по ГОСТ 1.0—68 подразделяются на категории: государственные стандарты Союза ССР (ГОСТ); отраслевые стандарты (ОСТ); республиканские стандарты (РСТ); стандарты предприятий (СТП).

Все государственные стандарты содержат индекс ГОСТ, регистрационный номер и две последние цифры, обозначающие год утверждения, указываемый через тире. Государственным стандартам присваиваются также обозначения по Классификатору государственных стандартов. Они состоят из обозначения разделов, класса, группы, к которым относится данный стандарт [16].

Основной задачей стандартизации элементов является установление требований к качеству готовых элементов на основе комплексной стандартизации их характеристик, а также материалов и комплектующих изделий, необходимых для изготовления с высокими показателями качества и эффективной эксплуатации; требований и методов в области проектирования и производства элементов с целью обеспечения их оптимального качества и исключения нерационального многообразия видов и типоразмеров; единых систем документации, в том числе унифицированных систем, используемых в автоматизированных системах управления; единых терминов и обозначений [16].

Технические условия — это нормативно-технический документ, устанавливающий комплекс требований к элементам. Их разрабатывают при отсутствии государственных, республиканских и отраслевых стандартов.

Наибольшее применение в конструировании элементов РЭА имеет система стандартов ЕСКД. В эту систему входит много стандартов, например ГОСТ 2.001—70 — общие положения; ГОСТ 2.101—68 — виды изделий; ГОСТ 2.102—68 — виды и комплектность конструкторской документации; ГОСТ 2.103—68 — стадии разработки конструкторской документации; ГОСТ 2.105—79 и ГОСТ 2.106—68 — общие требования к текстовым документам, формы и правила их оформления; ГОСТ 7.32—81 — требования к отчетам по НИР и т. д.

Выполнение чертежей всех видов должно осуществляться на основе ГОСТов (например, ГОСТ 2.118—73 — чертежи общего вида, ГОСТ 2.109—73 — сборочные чертежи, ГОСТ 2.413—72 — чертежи с электрическим монтажом). Спецификации к таким чертежам выполняются также по ГОСТ 2.108—68 и содержат разделы: документация, комплекты, сборочные единицы, детали, стандартные изделия (в том числе стандартизованные ЭРЭ, например резисторы, конденсаторы и т. п.), прочие изделия, материалы.

Изображение ЭРЭ в сборочных чертежах имеет особенности. Во-первых, они вносятся в спецификацию в раздел «стандартные изделия», если они гостированы, или в раздел «сборочные единицы», если они изготавливаются на данном предприятии, или «прочие изделия», если они относятся к покупным, но не гостированы. Во-вторых, по ГОСТ 2.413—72 допускается упрощенное изображение конструкций ЭРЭ в чертежах. Важным документом по ЕСКД является схема. *Схема* — это документ, в котором в виде условных изображений показаны составные части изделия и связь между ними. По ГОСТ 2.701—76 предусмотрены электрические (Э), гидравлические (Г), пневматические (П), кинематические (К), автоматические (А) и другие схемы.

Схемы электрические подразделяют на структурные (Э1), функциональные (Э2), принципиальные (Э3), соединений (Э4), подключений (Э5), общие (Э6), расположения (Э7), прочие (Э8) и объединения (Э9). Все типы электрических схем широко используются в конструировании РЭА и ее элементов.

Правила выполнения всех видов схем приведены в ГОСТ 2.702—75. Составная часть схемы, которая выполняет определенные функции и не может быть разделена на части, имеющие самостоятельное назначение, называется *элементом схемы*. Элементы изображаются на электрических схемах в виде условных графических обозначений (УГО), которые должны соответствовать совокупности ГОСТ 2.721—74—ГОСТ 2.759—82.

В практической деятельности конструктор-технолог кроме системы ЕСКД и других общих систем стандартов использует ГОСТы на изделия: винты, гайки, платы, сердечники ферритовые, сердечники стальные, конденсаторы, резисторы, реле и др. В ГОСТах на такие изделия содержатся требования к параметрам, допускам, номенклатуре, разновидностям, габаритным и установочным размерам, методам испытаний и приемки и др. При использовании таких изделий в спецификациях к сборочным

чертежам и схемам делаются соответствующие ссылки. Материалы, используемые при конструировании РЭА, ЭРЭ и УФЭ, как правило, гостированы. В этих ГОСТах указывается сортament, характеристики (параметры), допуски, например провода обмоточные и монтажные, лента бронзовая для пружины контактов, сталь трансформаторная и др. В чертежах (спецификациях) на детали и сборочные единицы обязательно указывается ГОСТ.

В целом конструктору-технологу приходится иметь дело с сотнями различных ГОСТов. Поэтому большое значение имеют справочники по номенклатуре ГОСТов, которыми нужно уметь пользоваться. Помимо ГОСТов в радиоэлектронной промышленности существует не меньшее количество отраслевых стандартов. На них останавливаться не будем, так как ЭРЭ применяются во многих отраслях, поэтому основное значение для них имеют ГОСТы. Устройства функциональной электроники являются новым видом изделий, они часто изготавливаются по частным ТУ, а также в соответствии со стандартами предприятий.

Стандартизация применительно к ЭРЭ прошла сложный, диалектически противоречивый путь. В начале на основе широко используемых технологических процессов предприятия делали большую часть ЭРЭ самостоятельно. Затем углубление специализации привело к расширяющемуся проектированию и выпуску ЭРЭ на специализированных заводах на основе ГОСТов или ОСТов. На следующем этапе развития элементной базы вновь получило распространение изготовление некоторых ЭРЭ и УФЭ на аппаратостроительных предприятиях на основе типового оборудования, типовых прогрессивных технологических процессов и типовых элементов конструкций.

Следует отметить, что стандартизация помимо указанных выше преимуществ имеет определенные недостатки и ограничения, а также заставляет решать ряд сложных задач. Рассмотрим их, имея в виду стандартизацию в ЭРЭ и УФЭ. Этой стандартизации присущ некоторый консерватизм. Стандарт на ЭРЭ обычно предполагает наличие совокупности специализированных предприятий, технологического оборудования, средств контроля и т. п. При переходе на выпуск новых элементов сталкиваются с тем, что большое количество аппаратуры, использующей стандартизованные на предшествующем этапе ЭРЭ, уже выпущено и находится в эксплуатации. Ее изъятие может быть экономически неоправдано. Аппаратура может функционировать 20 ... 30 лет после выпуска и требует поступления соответствующих ЭРЭ для восстановления и ремонта. Кроме того, аппаратура, использующая ЭРЭ, стандартизованные на предшествующем периоде может длительное время находиться в производстве и замена в ней ЭРЭ новыми может быть нецелесообразна в конструкторском и технологическом отношениях. Поэтому в производстве длительное время сохраняются морально устаревшие ЭРЭ.

Для удовлетворения потребителей обычно приходится создавать ряды стандартизованных ЭРЭ, например соединителей, резисторов, фильтров и др. Увеличение числа типов и уменьшение «шага» в ряду, например по стабильности, мощности, напряжению, количеству контактов, увеличивает «гибкость», позволяет при проектировании аппаратуры выбирать наиболее рациональные сочетания типов ЭРЭ, но уменьшает число требуемых ЭРЭ каждого типа. Это снижает преимущества выпуска ЭРЭ на специализированных предприятиях, усложняет планирование и снабжение.

В ряде случаев требуемое число типов ЭРЭ столь велико, что стандартизация приводит к нерационально большому количеству вариантов, и специализация производства становится нецелесообразной. Эта проблема возникла применительно к ряду ЭРЭ, например к трансформаторам и другим точечным изделиям.

Теория и опыт показали, что в этом случае стандартизация, также являясь основой проектирования и производства ЭРЭ, должна заключаться в том, чтобы стандартизовались детали конструкций, изготовление которых требует применения специальных технологических процессов, например ферритовые тороидальные сердечники, стальные сердечники, корпуса, подложки ИС и др. При этом стандартизация может не затрагивать таких процессов изготовления, которые допускают использование обычного оборудования радиозаводов, например операции намотки, пропитки, сборки.

Значительные трудности возникают при стандартизации некоторых УФЭ, например фильтров на поверхностных акустических волнах, в основе производства которых лежат сложные технологические процессы. В этих условиях рассмотренные ранее принципы и пути стандартизации трудно использовать. В подобных случаях на специализированных предприятиях исследуются и отрабатываются типовые технологические процессы изготовления элементов конструкций и оборудования. Эти типовые процессы можно рассматривать как своеобразные «стандарты».

Как видно, стандартизация в ЭРЭ и УФЭ может принимать разные формы в зависимости от особенностей их конструкций и технологии, а также входящих в их состав деталей. Желательно стремиться к тому, чтобы возможно большее количество ЭРЭ и УФЭ проектировалось и изготавливалось на специализированных предприятиях и соответствовало требованиям ГОСТов и ОСТов.

Глава 2. НАДЕЖНОСТЬ ЭЛЕМЕНТОВ И ЕЕ ЗНАЧЕНИЕ

2.1. НАДЕЖНОСТЬ

Основные определения. Надежность является важнейшим показателем качества как РЭА в целом, так и ее элементов. Функционирование РЭА в течение определенного интервала времени в одних случаях определяет успешность выполнения операции (самолеты, ракеты, ИСЗ), в других — качество работы, готовность к выполнению задач, экономические затраты.

По мере развития радиотехнических систем (РТС) роль надежности как оценки качества РЭА возрастает, так как аппаратура усложняется, количество элементов увеличивается. Это усложнение приводит к более частым отказам, а также к увеличению времени восстановления.

Надежность РЭА — комплексное понятие. Оно определяется принципом действия, схемой, конструкцией, технологией и эксплуатацией, а также надежностью элементной базы. Кратко напомним основные понятия теории надежности.

Надежность — свойство выполнять заданные функции, сохраняя во времени значение эксплуатационных показателей в заданных пределах, соответствующих заданным режимам и условиям использования, технического обслуживания (ТО), ремонта, хранения и транспортирования (ГОСТ 27.002—83). Это понятие включает безотказность — свойство сохранять работоспособность в течение заданного времени (отказы могут быть внезапные, когда функциональные свойства нарушаются — пробой, обрыв, и постепенные, когда параметры, изменяясь, достигают недопустимых значений); ремонтпригодность — свойство, характеризующее приспособленность к обнаружению, предупреждению и устранению отказов (проведение технического обслуживания и ремонта); долговечность — сохранение работоспособности до порогового состояния при установленном ТО и ремонтах; сохраняемость — свойство непрерывного сохранения исправности и работоспособности при хранении и транспортировке.

Различие надежности РЭА и элементов. Проблема надежности различается применительно к РЭА и элементной базе. В РЭА отказ определяется совместным действием множества элементов, различных по принципу функционирования и влиянию на надежность.

В ЭРЭ и УФЭ отказы, в основном, определяются деградиационными процессами в материалах и деталях, при которых изменяются их свойства и, как следствие, параметры (постепенные отказы). Кроме того, может наступить и внезапное прекращение функционирования (внезапные отказы). По указанным причинам общая теория надежности, развитая и получившая отражение в литературе в основном применительно к РЭА, должна быть дополнена закономерностями, вытекающими из особенностей работы элементов. Поскольку деградиационные процессы протекают случайно, эти дополнения также, как и общая теория надежности, основаны на вероятностных методах. Изучение в данной главе общих закономерностей, характеризующих

изменение параметров и отказы ЭРЭ и УФЭ, позволит выявить те вопросы, на которые необходимо обращать внимание в последующем изложении при изучении конкретных ЭРЭ и УФЭ для повышения их надежности.

При оценке надежности элементов основное внимание следует обращать на безотказность (так как элементы обычно не ремонтируются), долговечность и сохраняемость. Эти параметры в основном определяют и соответствующие характеристики аппаратуры. Поэтому повышение надежности РЭА — это, в первую очередь, повышение надежности элементов, верный их выбор и обеспечение правильных режимов использования в аппаратуре с учетом того, какие внешние воздействия влияют на их надежность.

Будем полагать, что вопросы, относящиеся к внешним воздействиям, в условиях которых работает РЭА, изучены в других дисциплинах [9, 24]. Напомним, что следует учитывать климатические, механические, радиационные и другие воздействия. При оценке надежности ЭРЭ и УФЭ следует учитывать, что они обычно находятся внутри аппаратуры. Поэтому «внешними» для них являются не те условия, в которых работает РЭА, а те, которые существуют в тех местах РЭА, где они установлены. Это может ужесточать или облегчать воздействия на элементы. Действительно, ЭРЭ и УФЭ могут находиться в герметизированных блоках РЭА. Тогда воздействие, например, влажности и атмосферного давления окружающей среды могут значительно меньше сказываться на элементах, защищенных герметизацией, чем на РЭА в целом. При рассмотрении ЭРЭ и УФЭ следует выявлять, какие из них нуждаются в герметизации (индивидуальной или в составе блоков РЭА, например, в микросборках).

С точки зрения обеспечения условий нормального теплового режима ЭРЭ и УФЭ обычно работают в более тяжелом режиме, чем РЭА в целом, поскольку на них действует тепло, имеющееся внутри РЭА. Это также следует учитывать при рассмотрении различных элементов, требований к ним при их размещении в конструкции РЭА.

Существенны различия механических воздействий на аппаратуру и на ЭРЭ и УФЭ, так как внутри аппаратуры (в местах установки ЭРЭ и УФЭ) они могут быть более жесткими (из-за резонансов в конструкции РЭА) или более легкими (вследствие амортизации), чем действующие на РЭА в целом.

Особенности воздействия на ЭРЭ и УФЭ длительных вибраций и других механических нагрузок заключаются в том, что каждый из элементов является законченным в конструктивном и технологическом отношении и во многих случаях воздействия вызывают разрушения не в самих элементах, а в деталях, обеспечивающих крепление. Поэтому закономерности отказов при механических нагрузках разных элементов могут быть схожими.

Надежность элементов. Случайные отклонения и изменения параметров элементов полезно разделить на два вида, отли-

чающиеся друг от друга вероятностным описанием и физической природой: отклонения, наблюдающиеся в производстве и связанные со сложными физическими процессами формирования структур элементов, т. е. с физико-химическими и технологическими факторами; изменения в процессе функционирования аппаратуры, т. е. случайные изменения параметров и характеристик при эксплуатации. Они определяются сложными физическими процессами деградации под влиянием внутренних сил и внешних воздействий, приводящих к переходу физических структур из неравновесного состояния, созданного при изготовлении, к равновесному. На эти процессы влияют установившиеся в результате длительного функционирования тепловые режимы.

Отклонения параметров при изготовлении можно описать, используя плотности распределения, числовые характеристики и допуски, например для емкости конденсатора: $W(C)$, $m(C)$, $D(C)$ и $P(C_1 < C < C_2)$. Если конструирование элемента выполнено правильно, с учетом случайных отклонений параметров и характеристик при изготовлении, то применяемые технология и конструкция позволяют получить рассеивание параметров и характеристик в допустимых пределах, т. е. обеспечивается высокоэффективное производство. При этом большое значение имеет технически, технологически и экономически обоснованная система допусков, т. е. такая система, в которой допуски на первичные параметры обеспечивают получение выходного параметра в заданных пределах, а степень рассеивания параметра реализуется принятой технологией изготовления без больших отходов в брак.

В каждом ЭРЭ и УФЭ к постепенным и внезапным отказам приводит разная физическая сущность процессов. Однако общими для всех элементов являются характерные особенности деградиционных явлений, заключающиеся в том, что они сопровождаются монотонными изменениями внутреннего состояния, которые приводят к внезапным износным отказам или монотонным изменениям функциональных параметров. Наблюдаются также такие внезапные отказы, которые будем называть хаотическими, когда отказ вызывается чисто случайными причинами (дефект изготовления или материала).

Случайные отклонения в свойствах материалов, наличие в них примесей, отклонения в технологии и т. п. приводят к тому, что в процессах деградации наблюдается значительное рассеивание. Это приводит к случайным отклонениям времени безотказной работы до внезапных износных или постепенных отказов. Как правило, для уменьшения этого рассеивания или увеличения среднего времени до отказа требуются более чистые и дорогие материалы, большая точность выполнения технологических процессов и т. п., что приводит к существенному удорожанию элементов. Обычно относительно быстро наступающие отказы характерны только для небольшой части элементов. Следовательно, улучшить надежность ЭРЭ и УФЭ можно путем отсеивания

относительно небольшого количества элементов с пониженной надежностью, т. е. отделения потенциально малонадежных элементов. Это приводит к идее индивидуального прогнозирования, математические методы которого едины для разных элементов. Для того чтобы в последующем обоснованно учитывать возможности прогнозирования отказов и стабильности ЭРЭ и УФЭ, необходимо остановиться на общих закономерностях и выявить пути упрощения и автоматизации процесса прогнозирования отказов ЭРЭ и УФЭ, что важно для их применения на производстве.

Как показывает практика, признаки, т. е. физические параметры, в которых содержится информация о надежности, во многих случаях оказываются близкими для разных ЭРЭ и УФЭ. В качестве примера можно привести низкочастотный шум, который в резисторах, конденсаторах, транзисторах и других элементах стохастически связан с надежностью и может быть использован для прогнозирования.

Специфична применительно к ЭРЭ и УФЭ проблема сокращения времени при проведении испытаний на длительное функционирование и надежность. Это определяется тем, что за последние годы достигнут значительный прогресс в улучшении надежности ЭРЭ и УФЭ. Действительно, для некоторых из них среднее время наработки на отказ может составлять многие сотни тысяч часов. В РЭА, где отказ аппаратуры может произойти в результате отказа одного из сотен тысяч элементов, наблюдаемое среднее время между отказами много меньше, и методы проведения испытаний оказываются другими.

При исследовательских испытаниях надежности элементов целесообразно брать большое число элементов и располагать значительным временем испытаний. Для контроля элементов в производстве, где может наблюдаться ухудшение качества материалов и нарушение технологических процессов, которые приводят к понижению надежности, характерны другие условия. Выявление, например, ухудшения качества элементов не может происходить так длительно и при использовании такого числа элементов, какое имеет место при исследовательских испытаниях, поскольку при этом потеряется сам смысл контроля качества и надежности в процессе производства. Следовательно, необходимо разработать такие методы контрольных испытаний на надежность, задача которых была бы более ограничена, чем исследовательских, так как они должны ответить только на вопрос, соответствует или не соответствует требованиям очередная партия ЭРЭ и УФЭ. Поэтому методы таких испытаний должны быть другими: они должны предусматривать значительное сокращение числа элементов, подвергающихся испытаниям и продолжительности испытаний. Решение этой задачи развивается в двух направлениях. Первое — выработка принципов и методов контрольной оценки надежности по малой выборке элементов, причем сам режим испытаний может быть близким

к тому, который реально наблюдается в эксплуатации и соответствует техническим условиям. Второе — развитие методов ускоренных испытаний на надежность для некоторых ЭРЭ и УФЭ, при которых создаются тяжелые условия, ускоряющие деградацию. Эти условия могут выходить за границы (пределы), оговоренные техническими условиями и наблюдаемые в эксплуатации. Наиболее характерным является использование более тяжелого температурного режима, иногда дополненного повышенной влажностью и более напряженным электрическим режимом. Принципы этих испытаний, а также испытаний на малой выборке являются общими для всех ЭРЭ и УФЭ.

2.2. МОДЕЛИ ОТКАЗОВ ЭЛЕКТРОРАДИОЭЛЕМЕНТОВ И УСТРОЙСТВ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Внезапные хаотические отказы. Проблема надежности определилась как первостепенная примерно к 1950 г., когда начался процесс быстрого усложнения РЭА. Длительное время к надежности относились как к чисто статистической задаче, выявляя основные вероятностные закономерности из опыта. Наибольшее применение получил экспоненциальный закон надежности, согласно которому плотность распределения времени до внезапного хаотического отказа (или между отказами) описывается выражением

$$W(t_x) = \lambda_x \exp(-\lambda_x t_x), \quad (2.1)$$

где $\lambda_x = 1/m(t_x) = \text{const}$ — интенсивность отказов.

При этом вероятности исправной работы и отказа за определенное время t_x

$$P(\text{над}, t_x) = P(\bar{i}_x \geq t_x) = \exp(-\lambda_x t_x), \quad (2.2)$$

$$P(\text{отк}, t_x) = P(\bar{i}_x < t_x) = 1 - \exp(-\lambda_x t_x). \quad (2.3)$$

(Знак $\sim$ относится к случайным величинам.) Известно, что эти выражения соответствуют простейшему пуассоновскому потоку случайных событий и, следовательно, описывают сугубо хаотические явления. Такие внезапные отказы можно называть хаотическими.

Выражения (2.2), (2.3) не были доказаны теоретически применительно к надежности РЭА и ее элементов, они обосновывались результатами наблюдений (статистическая теория надежности). Согласованность результатов наблюдений с выражениями (2.2) и (2.3) для элементов объясняется тем, что физические причины отказов не были еще в должной мере изучены, и технология изготовления ЭРЭ находилась на значительно более низком уровне, чем в настоящее время. Это приводило к преобладанию хаотических отказов как в аппаратуре, так и в ее элементах.

Постепенные и внезапные износовые отказы. В настоящее время все большее признание получает физическая теория надежности элементов. При этом изучаются закономерности влияния на стабильность и отказы элементов физических процессов, определяющих их функционирование, а также влияния откло-

ний, наблюдаемых в технологии изготовления: чистоте материалов, точности выполнения операций, методах контроля и испытаний и т. п.

Известно, что изменения параметров и отказы элементов могут наблюдаться при воздействии температуры, влажности, механических нагрузок и т. п., которые в процессе эксплуатации изменяются случайно, а также при изменениях электрических режимов, однако, основное значение имеют изменения параметров и отказы элементов, наблюдающиеся во времени, в процессе длительного функционирования аппаратуры. Изменения климатических условий, неизбежно сопутствующие работе РЭА, как бы накладываются на процессы, определяющие отказы и стабильность во времени, вносят дополнительные факторы случайности. Их действие ухудшает стабильность параметров и увеличивает вероятность отказов, проявляющихся в процессе работы РЭА. Поскольку при проектировании элементов и РЭА принимают меры к тому, чтобы довести влияние температуры, влажности, механических нагрузок до уровня, когда при их кратковременном действии отказов не наступает, в последующем будем, в основном, уделять внимание отказам во времени.

Согласно современной теории надежности, постепенный или внезапный износ отказ элементов есть результат того, что в процессе старения (деградации) функциональный параметр достигает граничного значения (постепенный отказ) или скрытый параметр достигает значения, приводящего к внешне внезапно проявляющемуся изменению функциональных свойств (внезапный износ отказ). Например, у конденсатора случайно изменяющаяся во времени емкость достигает недопустимого значения (постепенный отказ) или случайно ухудшающаяся электрическая прочность диэлектрика приводит к пробое и выходу из строя конденсатора (внезапный износ отказ).

Основные вероятностные закономерности изменения параметров элементов при эксплуатации. При исследованиях надежности во времени необходимо иметь представление об основных вероятностных закономерностях, которым подчиняются случайные изменения параметров и характеристик элементов в процессе эксплуатации.

Изменения параметров элементов являются нестационарными случайными процессами $\tilde{\alpha}(t)$ и в общем виде полностью описываются многомерными плотностями распределения, использование которых связано со значительными математическими трудностями. Однако, как известно, эти случайные процессы имеют особенности, которые позволяют существенно упростить их вероятностное описание: основные изменения в них происходят монотонно, со слабо выраженными флуктуациями. При этом можно использовать квазидетерминированные модели случайных процессов, когда они выражаются через аналитические функции времени $f_{\text{кд}}$, коэффициенты которых (обычно их число не больше трех) являются случайными величинами. Тогда

$$\tilde{\alpha}(t) = f_{\text{кд}}(t, \tilde{a}_0, \tilde{a}_1, \tilde{a}_2), \quad (2.4)$$

где t — время; $\tilde{a}_0, \tilde{a}_1, \tilde{a}_2$ — случайные коэффициенты в функции $f_{\text{кд}}$.

Полное вероятностное описание процесса за длительное время дается плотностью распределения небольшого числа коэффициентов (параметров) процесса $W(a_0, a_1, a_2)$. Функция времени (2.4) в предположении детерминированности коэффициентов a_0, a_1, a_2 отражает физические закономерности процессов деградации, приводящих к изменению параметров элементов или износу.

Реально a_0, a_1, a_2 — случайные величины, рассеивание которых определяется сложным взаимодействием множества микроскопических образований в материалах, наличием в материалах примесей, действием факторов, не учтенных при получении закона (2.4), отклонениями в технологических процессах, изменением внешних воздействий, электрических режимов и т. п. Примером практически монотонного изменения параметров являются изменение магнитной проницаемости ферритов, упругости

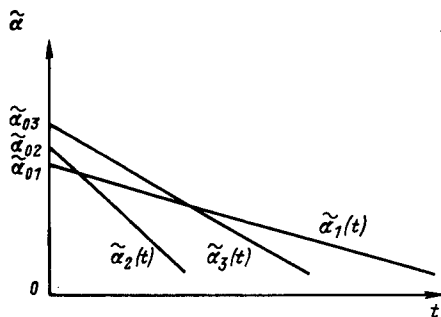


Рис. 2.1

пружин, износ контактов при многих циклах срабатывания и т. п. Таким образом, квазидетерминированные модели объединяют статистические и физические модели надежности, чем определяется их прогрессивность. Кроме того, они позволяют сравнительно просто осуществлять преобразование со случайными функциями, необходимые для получения закономерности и для расчетов при проектировании элементов.

На рис. 2.1 дан характерный пример модели (реализации) такого процесса в случае линейного старения или износа при одном случайном параметре функции при

$$\tilde{\alpha}(t) = \tilde{\alpha}_0 - \tilde{a}t, \quad (2.5)$$

где $\tilde{\alpha}_0$ — начальное состояние параметра; t — время; $\tilde{a}$ — коэффициент, показывающий темп износа или изменения функционального параметра. Как правило, изменения $\tilde{\alpha}(t)$ происходят медленно, в течение тысяч и десятков тысяч часов, и могут привести к постепенному или внезапному износному отказу.

При постепенных (параметрических или дрейфовых) отказах параметры элементов изменяются монотонно и их свойства могут быть описаны плотностью распределения значений параметров в разные моменты времени $W(\alpha, t)$ и моментными функциями математического ожидания $m(\alpha, t)$ и дисперсии $D(\alpha, t)$, а также вероятностью нахождения параметра α в определенных границах $\alpha_{\min}$ и $\alpha_{\max}$ на время t , т. е. в дозированной области

$$P[\alpha_{\min} < \tilde{\alpha}(t) < \alpha_{\max}(t)] = \int_{\alpha_{\min}}^{\alpha_{\max}} W(\alpha, t) d\alpha. \quad (2.6)$$

Обычно несущественно, где находится параметр в дозированной области и как он отклонился от ее границы. Важно только то, что он вышел из ее пределов. При этом для характеристики свойств элементов в смысле надежности можно перейти к случайному времени достижения границ $\alpha_{\max}$ и $\alpha_{\min}$.

Действительно, если $\tilde{\alpha}(t) > \alpha_{\min}$ или $\tilde{\alpha}(t) < \alpha_{\max}$ за время t , то это означает, что случайное время достижения границы или до постепенного отказа $\tilde{t}_n$ оказалось больше t . Тогда

$$P[\alpha_{\min} < \tilde{\alpha}(t) < \alpha_{\max}] = P(\tilde{t}_n > t) = 1 - F(t_n), \quad (2.7)$$

где $F(t_n)$ — интегральная функция распределения времени до постепенного отказа.

Плотность распределения времени до постепенного отказа

$$W(t_n) = dF(t_n) / dt_n. \quad (2.8)$$

Вероятность отказа на время t_n можно определить, интегрируя $W(t_n)$:

$$\int_0^t W(t_n) dt_n = P(\tilde{t}_n < t_n). \quad (2.9)$$

Использование понятия t_n удобно, так как оно позволяет одномерными функциями $W(t_n)$ и $F(t_n)$ описывать сложные закономерности постепенных отказов. Понятие случайного времени до отказа является универсальным, удобным для описания внезапных износных и хаотических отказов.

Можно пользоваться также понятием интенсивности отказов λ , которое в общем случае зависит от времени. Но его удобно применять только при хаотических отказах, когда $\lambda = \text{const}$.

Простейшая линейная модель постепенных отказов. Для выявления основных закономерностей постепенных отказов воспользуемся простейшей линейной моделью деградации (2.5). Полагаем, что известны α_0 , $W(\alpha)$ и задано граничное значение α_{rp} . Рассмотрим случайное время до постепенного отказа

$$\tilde{t}_n = (\alpha_0 - \alpha_{rp}) / \tilde{a}. \quad (2.10)$$

Закономерность (2.10) иллюстрируется рис. 2.2, на котором принято, что α_0 не имеет отклонений и показана одна реализация процесса $\alpha(t)$.

Пользуясь (2.5), можно получить также $W(\alpha, t)$, $m(\alpha, t)$ и $D(\alpha, t)$, но удобнее для дальнейших расчетов определить $W(t_n)$. При нормальном распределении

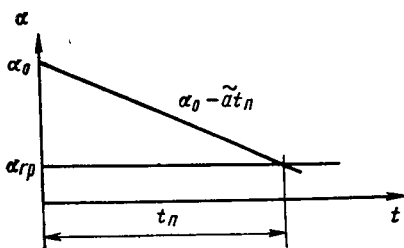


Рис. 2.2

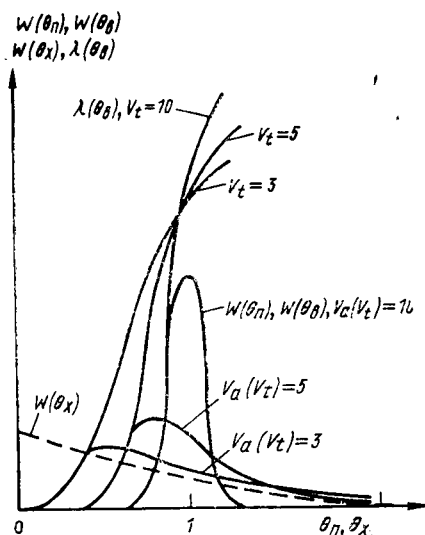


Рис. 2.3

для a , известных $m(a)$ и $D(a)$ и заданном $\alpha_{гр}$, используя функциональные преобразования согласно (2.10), получаем следующее выражение [8]:

$$W(t_n) = \left(\frac{\alpha_0 - \alpha_{гр}}{\sqrt{2\pi} D^{1/2}(a)} \frac{1}{t_n^2} \right) \exp \left[-\frac{1}{2} \frac{\alpha_0 - \alpha_{гр}}{D^{1/2}(a) t_n} - \frac{m(a)}{D^{1/2}(a)} \right]. \quad (2.11)$$

Для истолкования результатов и упрощения графического построения плотности распределения используем нормированное время θ_n и относительный коэффициент $V_a = m(a)/D^{1/2}(a)$:

$$\theta_n = t_n/t_n = t_n[m(a)/(\alpha_0 - \alpha_{гр})], \quad (2.12)$$

где $t_n = (\alpha_0 - \alpha_{гр})/m(a)$.

Так как $t_n \approx m(t_n)$, то

$$\theta_n \approx t_n/m(t_n). \quad (2.13)$$

После преобразования

$$W(\theta_n) = [V_a / (\sqrt{2\pi} \theta_n^2)] \exp \left[- (V_a^2/2) \left(\frac{1}{\theta_n} - 1 \right)^2 \right]. \quad (2.14)$$

Функции $W(\theta_n)$ для нескольких значений V_a приведены на рис. 2.3. Зная плотности распределения и выполняя интегрирование $W(t_n)$ или $W(\theta_n)$, можно найти выражение для вероятности безотказной работы УФЭ и ЭРЭ за определенное время t_n или θ_n . Опуская преобразования, заметим, что интеграл, который нужно вычислить для определения вероятности отказа, является табулированным. Обозначим его $F\{\}$. После преобразований получим [2]

$$P(\bar{t}_n < t_n) = 1 - F\{V_a[(t_n/t_n) - 1]\}. \quad (2.15)$$

Для нормированного времени

$$P(\bar{\theta}_n < \theta_n) = 1 - F\{V_a(\theta_n - 1)\}. \quad (2.16)$$

При $V_a > 5$ выражения (2.11) и (2.14) могут быть аппроксимированы нормальным законом.

Иногда удобнее пользоваться числовыми характеристиками случайного времени до отказа, которые можно найти из (2.11) и (2.14):

$$m(t_n) \approx t_n(1 + 1/V_a^2) \text{ или } m(\theta_n) = 1 + 1/V_a^2; \quad (2.17)$$

$$D(t_n) \approx t_n(1/V_a^2) \text{ или } D(\theta_n) = 1/V_a^2.$$

Простейшая модель внезапных износных отказов. Полученные выше выражения (2.11) — (2.17) описывают также закономерности износных (деградационных) внезапных отказов, так как при этом тоже происходит достижение границы для процессов, отличающихся от изображенного на рис. 2.2 только тем, что они не могут подвергаться непосредственному измерению. При этом вместо t_n , V_a , θ_n в (2.11) и (2.14) следует использовать t_b , V_t , θ_b , причем $\theta_b = t_b/m(t_b)$ и $V_t = m(t_b)/D^{1/2}(t_b)$.

Как уже отмечалось, широкое применение имеет модель внезапных хаотических отказов (2.1) и (2.2). Если провести нормирование к $m(t_x)$, то получим

$$W(\theta_x) = \exp(-\theta_x). \quad (2.18)$$

Вид зависимости $W(\theta_x)$ показан на рис. 2.3 штриховой линией.

Сравнение постепенных, внезапных износных и хаотических моделей отказов элементов. При сравнении будем полагать, что физическое содержание процесса деградации определяет среднее время до отказа элементов. Если причины отказов элементов изучены, технологические процессы изготовления выполняются точно и материалы имеют высокую чистоту, то деградационные процессы можно считать близкими к детерминированным, величины V_a и V_t будут больше чем 10 ... 15 и отказы различных экземпляров, будучи «дружными», в основном наблюдаются при $t \approx m(t_n)$ или при $t \approx m(t_b)$.

Если физика рассматриваемых отказов изучена не полностью, в технологическом процессе из экономических и других соображений допускаются отклонения и используются материалы без дополнительного отбора, то величины V_a и V_t находятся в пределах 5 ... 7 и рассеивание времени до отказа значительно.

Закономерности постепенных или внезапных износных отказов в принципе отличаются от закономерностей хаотических отказов. Это видно из рис. 2.3, так как при постепенных и внезапных износных отказах плотность для случайного времени до отказа при малых t близка к нулю и имеется какое-то конечное время, при котором элементы работают с малой вероятностью отказа. При преобладании хаотических отказов плотность вероятности времени до отказа максимальна при малых t и вероятность отказа значительна в начальные интервалы времени.

Из рис. 2.3 видно, что при уменьшении V_a или V_t , т. е. при значительной неоднородности изделий, плотность распределения приближается к $W(\theta_x)$. Следовательно, внезапные хаотические отказы элементов наблюдаются, когда не изучена природа отказов, а факторы, приводящие к отказам, не выявлены, когда изделия изготавливаются со значительными отклонениями и отступлениями от технологии, а применяемым материалам не уделяется должного внимания и не ослаблено влияние на отказы температуры, влажности и т. п.

Для расчета надежности в ряде случаев пользуются λ -характеристиками. Найдем λ -характеристики при внезапных износных отказах, используя (2.11), (2.16) при замене θ_n на θ_b , t_n на t_b и V_a на V_t . Так как

$$\lambda(t_b) = W(t_b) / P(\tilde{t}_b > t_b), \quad (2.19)$$

то $\lambda(\theta_b) = W(\theta_b) / P(\tilde{\theta}_b > \theta_b)$.

Из (2.14) и (2.16) получим выражение для внезапных износных отказов:

$$\lambda(\theta_b) = \frac{V_t}{V \sqrt{2\pi\theta_b^2}} \frac{\exp \{ - (V_t^2/2) [(1/\theta_b) - 1]^2 \}}{1 - F[V_t(\theta_b - 1)]}. \quad (2.20)$$

На рис. 2.3 даны зависимости $\lambda(\theta_b)$ для различных значений V_t . Масштаб для $\lambda(\theta_b)$ такой же, как и для $W(\theta_b)$. Как видим, плотность распределения времени до внезапного износного отказа отличается от экспоненты, интенсивность отказов в общем случае $\lambda(t)$ является функцией времени и не может считаться постоянной величиной, равной $1/m(t_b)$. При этом использование постоянных λ -характеристик не дает правильного результата при расчетах надежности. Применительно к элементам правильнее пользоваться закономерностями отказов, полученными исходя из деградационных явлений. Следует считать, что роль внезапных хаотических отказов, когда $\lambda = \text{const}$, при оценке надежности элементов будет снижаться. Модели отказов аппаратуры, как показано в [19], обычно носят хаотический характер.

2.3. ИНДИВИДУАЛЬНОЕ ПРОГНОЗИРОВАНИЕ КАЧЕСТВА И НАДЕЖНОСТИ ЭЛЕМЕНТОВ

Значение прогнозирования. Как отмечалось выше, важным способом повышения надежности элементов является прогнозирование. Для наглядного объяснения сущности индивидуального прогнозирования рассмотрим рис. 2.4. Пусть преобладают постепенные отказы и плотность распределения времени до постепенных или внезапных износных отказов $W(t_{\text{отк}})$ изображена кривой 1. Очевидно, что какое-то время t_1 вероятность отказа небольшая и элемент работает надежно (понятие t_n и t_b заменено обобщенным понятием $t_{\text{отк}}$).

Предположим, что стоит задача увеличения времени, в течение которого элемент должен работать с малой вероятностью отказа. Например, требуется обеспечить надежную работу элементов за время t_2 . Из рис. 2.4 видно, что если не улучшить надежность элементов, то вероятность отказа получается значительной. Для уменьшения вероятности отказа надо сдвинуть плотность распределения $W(t_{\text{отк}})$ влево, т. е. увеличить среднее время или уменьшить рассеивание, сохраняя среднее время (кривые 2 и 3). Но это требует использования более чистых, дорогих материалов и более точного соблюдения технологических процессов, т. е. сопровождается увеличением затрат.

Из рис. 2.4 видно также, что пониженную надежность, сопровождающуюся отказами за время t_2 , имеет только сравнительно небольшая часть элементов, примерно 15 %. Тогда возникает предположение выполнить прогнозирование и индивидуально отобрать элементы с ухудшенной надежностью. Если это производить с высокой достоверностью, то плотность распределения приобретает вид, изображаемый кривой 4. Вероятность отказа за время t_2 резко уменьшается. Конечно, при этом несколько возрастают затраты, так как отбрасывается какое-то количество изготовленных элементов (в рассмотренном примере около 15 %). Однако, как правило, эти затраты много меньше, чем те, которые нужно вложить при уменьшении рассеивания или увеличении среднего времени до отказа без прогнозирования.

Наиболее широкое применение для повышения качества и надежности элементов получил метод индивидуального прогнозирования с использованием рас-

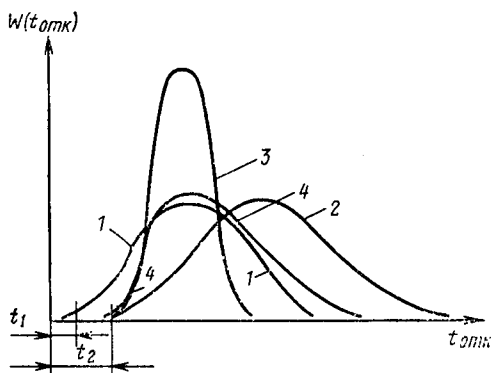


Рис. 2.4

познавания образов, который мало применим к РЭА. Он состоит в следующем. Имеется функциональный параметр элемента α и необходимо прогнозировать его значение в будущем. С этой целью контролируются признаки $\chi_1, \chi_2, \dots, \chi_k$, обычно не определяющие выходные параметры элементов. Эти признаки за счет физической сущности процессов корреляционно связаны с изменением во времени значения выходного параметра, которое будет наблюдаться через значительный интервал времени, или с внезапным износным отказом. Обычно использование метода распознавания образов требует измерения «тонких» физических параметров и сложной аппаратуры, но осуществляется за короткое время. Такой метод можно применять в производстве элементов, но не в производстве РЭА.

Задача состоит в том, чтобы найти алгоритм H_χ , который при преобразовании признаков по этому алгоритму позволит дать оценку значения $\hat{\alpha}$ на время прогнозирования $t_{\text{пр}}$ (знак $\wedge$ показывает, что рассматривается оценка случайной величины):

$$\hat{\alpha}(t_{\text{пр}}) = H_\chi(\chi_1, \chi_2, \dots, \chi_k, t_{\text{пр}}). \quad (2.21)$$

Задачу можно сформулировать по-другому: произвести оценку класса, к которому относится данный экземпляр элемента. При этом для параметра $\hat{\alpha}$ на время $t_{\text{пр}}$ устанавливается допустимое значение $\alpha_{\text{гр}}$.

Тогда в простейшем случае, если при $t=t_{\text{пр}}$, $\hat{\alpha}(t_{\text{пр}}) \geq \alpha_{\text{гр}}$, элемент относят к 1-му классу (годные элементы) — K_1 ; если $\hat{\alpha}(t_{\text{пр}}) < \alpha_{\text{гр}}$ — элемент относят ко 2-му классу (негодные элементы) — K_2 . При этом область значений параметров на время $t_{\text{пр}}$ разделяется на две части: $\alpha(t_{\text{пр}}) \geq \alpha_{\text{гр}}$ и $\alpha(t_{\text{пр}}) < \alpha_{\text{гр}}$. Для прогнозирования класса требуется найти такой алгоритм, пользуясь которым можно оценить класс [20, 21]:

$$\begin{aligned} H_{\chi\text{кл}} = [\chi_1, \chi_2, \dots, \chi_{K_1}, t_{\text{пр}}] &\geq \text{П-решение о } K_1 \text{ на время } t_{\text{пр}}; \\ H_{\chi\text{кл}} = [\chi_1, \chi_2, \dots, \chi_{K_2}, t_{\text{пр}}] &< \text{П-решение о } K_2 \text{ на время } t_{\text{пр}}, \end{aligned} \quad (2.22)$$

где П — порог, по которому проводится классификация.

Задача может состоять также в том, чтобы оценить время, в течение которого параметр элемента $\alpha > \alpha_{\text{гр}}$, т. е. оценить время до отказа для каждого конкретного экземпляра:

$$\hat{t}_{\text{отк}} = H_{\chi t}(\chi_1, \chi_2, \dots, \chi_k). \quad (2.23)$$

Наконец, задача может состоять в том, чтобы оценить класс, к которому относится элемент, в зависимости от того, больше или меньше время до отказа его граничного значения $t_{\text{отк.гр}}$ (класс K_1 , когда $\hat{t}_{\text{отк}} \geq t_{\text{отк.гр}}$ или класс K_2 , когда $\hat{t}_{\text{отк}} < t_{\text{отк.гр}}$). Оценка класса по достижении времени до граничного значения отказа или по достижении параметром граничного значения имеет равноценный смысл.

Задача теории состоит в получении оптимальных алгоритмов (математических операторов) и в оценке качества прогнозирования. В связи с тем, что прогнозирование с использованием метода распознавания образов применяется в производ-

стве элементов и является важным фактором повышения их стабильности и надежности, остановимся на оптимизации прогнозирования подробнее, рассмотрев его для случая классификации элементов на годные и негодные.

Оптимальные алгоритмы прогнозирования при классификации с использованием метода распознавания образов. Известно, что при оптимизации нужно сформулировать три положения: условия, средство, критерий.

Условия оптимизации должны опираться на взаимосвязь между признаками и классами. Признаки являются величинами случайными, они должны описываться вероятностно. Вероятностное описание совокупности случайных величин $\chi_1, \chi_2, \dots, \chi_k$ требует использования многомерных плотностей их распределения. Признаки связаны с классом, т. е. зависимы. Поэтому для вероятностного описания условий прогнозирования следует использовать условные плотности распределения $W(\chi_1, \chi_2, \dots, \chi_k/K_1)$, $W(\chi_1, \chi_2, \dots, \chi_k/K_2)$ для классов K_1 и K_2 соответственно.

Средство достижения оптимальности — это выбор оператора, с использованием которого обрабатываются значения признаков $H_{\chi_{кл}}$.

Критерий должен быть связан с качеством. Качество прогнозирования определяется ошибками. Ошибки — это случайные события, которые могут быть описаны условными вероятностями ошибочных решений: $P(\text{реш } K_1/K_2)$ — решение о классе K_1 , когда в действительности элемент относится к классу K_2 , и $P(\text{реш } K_2/K_1)$ — решение о классе K_2 , когда в действительности элемент относится к классу K_1 . Используются также понятия рисков: $P(K_2/\text{реш } K_1)$ — риск потребителя; $P(K_1/\text{реш } K_2)$ — риск изготовителя.

Для получения оптимального алгоритма удобнее пользоваться вероятностями ошибочных решений. Найдем вероятность ошибочных ситуаций, которая зависит от априорных вероятностей $P(K_1)$ и $P(K_2)$, т. е. вероятностей получения изделий классов K_1 и K_2 , и от условных вероятностей ошибочных решений. При этом для постепенных и износных внезапных отказов получим [20, 21]

$$P(\text{реш } K_1/K_2)P(K_2) \text{ и } P(\text{реш } K_2/K_1)P(K_1). \quad (2.24)$$

Следует стремиться так выбрать $H_{\chi_{кл}}$, чтобы эти ошибочные ситуации наблюдались реже. В более общем случае следует учитывать, что каждая из ошибок может иметь разные нежелательные последствия. Поэтому целесообразно использовать понятие среднего риска, который характеризуется выражением

$$P(\text{реш } K_1/K_2)P(K_2)\Pi_{2 \rightarrow 1} + P(\text{реш } K_2/K_1)P(K_1)\Pi_{1 \rightarrow 2} = \rho, \quad (2.25)$$

где ρ — средний риск; $\Pi_{2 \rightarrow 1}$ — цена того, что класс K_2 переименован в класс K_1 ; $\Pi_{1 \rightarrow 2}$ — наоборот. Из (2.25) следует, что нужно так выбирать алгоритм $H_{\chi_{кл}}$ и порог Π , чтобы средний риск был минимальным. Это приводит к оптимизации с использованием критерия минимума среднего риска.

Цены $\Pi_{1 \rightarrow 2}$ и $\Pi_{2 \rightarrow 1}$ должны быть заданы, это априорные данные. Вероятности того, что элементы относятся к K_1 и K_2 , т. е. $P(K_1)$ и $P(K_2)$, также должны быть известны заранее. Они не зависят от прогнозирования, т. е. это тоже априорные сведения. В выражение (2.25) входят условные вероятности ошибочных решений. Известно, что если имеется $W(\chi_1, \chi_2, \dots, \chi_k/K_1)$ и $W(\chi_1, \chi_2, \dots, \chi_k/K_2)$, то можно найти эти вероятности, используя многомерное интегрирование.

В результате преобразований [20] получим для оптимального алгоритма

прогнозирования (классификации) при постепенных и внезапных отказах

$$\Lambda_x = \frac{W(\chi_1, \chi_2, \dots, \chi_k/K_1)}{W(\chi_1, \chi_2, \dots, \chi_k/K_2)} > \frac{P(K_2)\Pi_{2 \rightarrow 1}}{P(K_1)\Pi_{1 \rightarrow 2}} = \Pi_x. \quad (2.26)$$

Если $\Lambda_x \geq \Pi_x \rightarrow$ решение о K_1 ; $\Lambda_x < \Pi_x \rightarrow$ решение о K_2 , где Λ_x — отношение правдоподобия; Π_x — порог. При этом значение ρ минимально и, следовательно, алгоритм оптимален. Полученное выражение (2.26) и понятие отношения правдоподобия играют большую роль в науке и технике. Математическими методами оптимально решается вопрос о принятии решения при недетерминированных задачах. На этом основана теория принятия решений, теория классификации, теория идентификации.

Уточним физический смысл оптимального алгоритма. Для этого обратимся к рис. 2.5, где показаны результаты измерения значений четырех признаков для пяти элементов, принадлежащих к классу $K_1(\times)$ и пяти элементов, принадлежащих к классу $K_2(\circ)$. Как видно из рис. 2.5, значения признаков случайны, но для некоторых из них совокупность отсчетов при одном классе существенно отличается от совокупности отсчетов при другом классе — признаки χ_2 и χ_4 . Для некоторых признаков отсчеты разделяются мало — признак χ_3 . Очевидно, что для признаков χ_2 и χ_4 мала вероятность того, что отсчеты этих признаков для одного класса будут находиться в области, где обычно располагаются отсчеты другого класса. Эти признаки информативны. Признак χ_1 занимает промежуточное положение. Предположим, что измерены значения признаков для какого-то нового изделия. Отсчеты признаков для этого изделия даны в виде знака $\square$. Очевидно, что плотность вероятности того, что отсчеты по каждому из признаков принадлежат классу K_1 , очень мала, так как они расположены далеко от той области, где обычно группируются отсчеты для этого класса (кроме χ_3). В то же время они находятся в области, где в основном группируются отсчеты класса K_2 . Следовательно, условная плотность вероятности в случае K_2 , соответствующая этим отсчетам, будет значительной. Поэтому значение многомерной плотности всей совокупности отсчетов признаков, подсчитанное подстановкой этих значений в выражение $W(\chi_1, \chi_2, \dots, \chi_k/K_2)$, будет много больше чем значение многомерной плотности, полученное, если те же отсчеты подставить в выражение $W(\chi_1, \chi_2, \dots, \chi_k/K_1)$.

Следовательно, отношение правдоподобия будет много меньше единицы и естественно принять решение о классе K_2 . Таким образом, оптимальный алгоритм распознавания в виде отношения правдоподобия имеет ясный вероятностно-физический смысл. Конечно, реально классы могут разделяться не так четко, как это показано на рис. 2.5, и можно себе представить, что все четыре признака имеют такой же характер рассеивания, как признак χ_3 на рис. 2.5. При этом качество прогнозирования будет плохое, хотя оно и оптимальное, т. е. часто будут наблюдаться ошибки. Поэтому большое значение имеет определение качества прогнозирования. Для разъяснения методики оценки качества отметим, что для каждого конкретного элемента совокупность значений признаков случайна. Выражение (2.26) предусматривает их сложное функциональное преобразование. Тогда для условной многомерной плотности распределения вероятности применительно к данному экземпляру элемента также получим случайную величину. Конкретные значения отношения правдоподобия тоже являются случайными. Используя функциональные преобразования, можно получить плотность распределения вероятности для Λ . Она должна зависеть от того класса, к которому

принадлежат элементы. Предположим, задача решена и на рис. 2.6 показано, как будут выглядеть эти плотности распределения. В качестве примера взят случай, когда классы разделяются плохо, так как вероятности ошибок переименования класса $P(\text{реш } K_2/K_1)$ и $P(\text{реш } K_1/K_2)$, полученные интегрированием плотностей, значительны. Для указанного на рис. 2.6 порога Π_x они составляют 0,08 и 0,2 соответственно. Если порог изменить, то изменятся и соотношения между ошибками. Если классы разделяются лучше, вероятности ошибок будут меньше. Зная цены ошибок и априорные вероятности $P(K_1)$ и $P(K_2)$, можно вычислить средний риск. В зависимости от его величины принимается окончательное решение о целесообразности или нецелесообразности прогнозирования для данного случая. Если $\rho_{\min} \leq \rho_{\text{доп}}$, то прогнозирование имеет хорошее качество. Если $\rho_{\min} > \rho_{\text{доп}}$, то качество прогнозирования не удовлетворяет требованиям и его использовать нельзя.

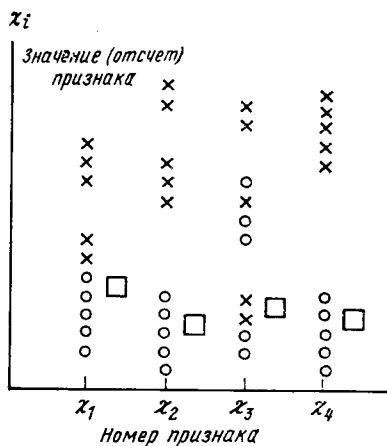


Рис. 2.5

Когда нет возможности назначить цену, от критерия среднего риска переходят к критерию Неймана—Пирсона, пользуясь которым устанавливают порог, сохраняя оптимальную процедуру обработки ($\Pi_{Н-П}$ —порог по критерию Неймана—Пирсона). При использовании этого критерия задают значение одной из ошибок, например $P_{\text{зад}}(\text{реш } K_1/K_2)$, и находят порог $\Pi_{Н-П}$, а затем вероятность другой ошибки. По ее значению оценивают нецелесообразность или целесообразность прогнозирования данного элемента при избранном наборе признаков. Если она превышает то значение, которое может быть признано допустимым для практического использования прогнозирования, то принимается решение, что прогнозирование нецелесообразно. Если она меньше этого значения, то прогнозированием можно пользоваться. На рис. 2.6 показано положение $\Pi_{Н-П}$ при $P_{\text{зад}}(\text{реш } K_1/K_2) = P_{\text{доп}} = 0,02$. При этом $P(\text{реш } K_2/K_1) = 0,4$. Большой

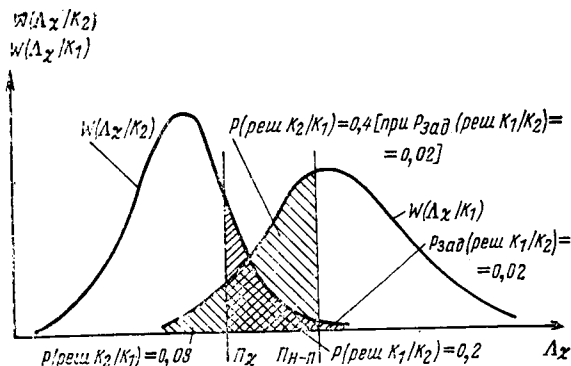


Рис. 2.6

средний риск или большие значения ошибки практически определяются только информативностью признаков, так как алгоритм прогнозирования оптимален. Рассмотренный метод оптимального прогнозирования является классическим и был рекомендован в промышленности применительно к элементам.

Непараметрические методы прогнозирования с использованием эвристических алгоритмов («обучение с учителем»). Практика показывает, что использование оптимальных методов прогнозирования в производстве ЭРЭ и УФЭ сталкивается с большими трудностями, так как эти методы основаны на использовании условных многомерных функций распределения, аналитические выражения для которых при наличии зависимости признаков можно выразить только для нормального закона.

Для получения необходимых сложных математических выражений для многомерных условных плотностей распределения надо поставить трудоемкий и длительный исследовательский эксперимент. Для практики необходимы простые методы. Они обычно строятся на эвристических алгоритмах в сочетании с непараметрическими методами и обучающим экспериментом. При обучающем эксперименте измеряются значения признаков $\chi_1, \chi_2, \dots, \chi_k$ у N элементов в момент $t=0$. Затем их включают на длительную работу и эксперимент продолжается до $t=t_{\text{пр}}$ ($t_{\text{пр}}$ — время прогнозирования). В конце эксперимента измеряют выходной параметр $\alpha^{(j)}(t_{\text{пр}})$ для каждого j -го элемента или фиксируют наличие отказа. После этого можно найти класс. Если $\alpha^{(j)}(t_{\text{пр}}) \geq a_{\text{гр}}$, то элемент относят к классу K_1 , если $\alpha^{(j)}(t_{\text{пр}}) < a_{\text{гр}}$, то к классу K_2 , где $a_{\text{гр}}$ — граничное значение параметра, разделяющее классы. Выполнив обучающий эксперимент, получим возможность оценить реальный класс каждого экземпляра элемента.

На практике задача прогнозирования стоит, когда класс элемента не известен и не может быть установлен точно, так как для этого требуются длительные испытания.

Полагая, что для прогнозирования класса может быть предложен эвристический алгоритм обработки значений признаков. Если такой алгоритм найден, то по нему и измеренным значениям признаков может быть определен класс по прогнозу. При этом главная задача сводится к выявлению алгоритма, более простого, чем отношение правдоподобия, в то же время дающего удовлетворительные результаты прогнозирования. Таких эвристических алгоритмов предложено много. Наибольшее распространение получил алгоритм гиперплоскости [20].

Предположим, что эвристический алгоритм классификации $H_{\chi_{\text{кл.э}}}$ выбран. Полученное при обучающем эксперименте сочетание значений χ подставляем в формулу алгоритма. Если при расчете (прогнозе) получаем

$$H_{\chi_{\text{кл.э}}}(\chi_1, \chi_2, \dots, \chi_k) \geq \Pi \rightarrow K_{1\text{п}}, \quad (2.27)$$

то по прогнозу применяется решение о классе $K_{1\text{п}}$. Если

$$H_{\chi_{\text{кл.э}}}(\chi_1, \chi_2, \dots, \chi_k) < \Pi \rightarrow K_{2\text{п}},$$

то принимается решение о классе $K_{2\text{п}}$.

Если алгоритм обеспечивает высокое качество прогнозирования и признаки хорошо разделяют классы, то оценки классов по прогнозу и обучающему эксперименту совпадут. Реально по тем или иным причинам могут наблюдаться несовпадения и необходимо оценить вероятности ошибочных решений. Важно то, что при этом оценки вероятностей ошибочных решений могут быть получены просто из результатов обучающего эксперимента, а оценки класса по прогно-

зу — без выполнения интегрирования, как это требовалось при оптимальном методе. Из эксперимента можно взять все случаи, когда был получен класс K_2 , и найти то число случаев $n(\text{реш } K_1/K_2)$, когда по прогнозу для этих элементов было принято решение о классе K_1 . Оценка вероятностей ошибочных решений дается выражением

$$P(\text{реш } K_1/K_2) = n(\text{реш } K_1/K_2) / n(K_2), \quad (2.28)$$

где $n(K_2)$ — число всех случаев, когда элемент относится к классу K_2 .

Далее соответственно

$$P(\text{реш } K_2/K_1) = n(\text{реш } K_2/K_1) / n(K_1). \quad (2.29)$$

После нахождения оценок вероятностей ошибочных решений можно вычислить по (2.25) средний риск и, сопоставляя его с требуемым, принять решение о целесообразности прогнозирования при использованных признаках и алгоритме.

Преимущества такого метода: можно ставить компактный эксперимент, примерно на 100 элементах, а для начального изучения возможно брать их меньшее количество; не требуется знать плотности распределения и их параметры (поэтому метод называется непараметрическим); по результатам простых расчетов принимается решение о качестве и приемлемости прогнозирования. Недостатком метода является то, что используемый эвристический алгоритм может существенно уступать оптимальному и для качественного прогнозирования нужно искать такой, который был бы эффективен и близок к нему.

Метод гиперплоскости. Простейший эвристический алгоритм предполагает обработку значений признаков их суммированием с учетом весовых коэффициентов. Это приводит к использованию метода гиперплоскости. К этому методу можно придти не эвристически, а на основе разложения в ряд оптимального алгоритма.

Любую функцию, в том числе вида (2.26), в ограниченных пределах можно разложить в ряд. Тогда получим приближенный алгоритм:

$$H_{\chi_{kl}}(\chi_1, \chi_2, \dots, \chi_k) \approx \sum_{i=1}^{i=n} B_i \chi_i = Z, \quad (2.30)$$

где B_i — коэффициенты при соответствующем признаке; i — номер признака; n — общее число признаков.

Выражение (2.30) есть уравнение гиперплоскости в гиперпространстве. Исследования показали, что при определенных условиях метод гиперплоскости является частным случаем оптимального алгоритма [23]. Для практического использования данного алгоритма необходимо решить вопрос об оптимизации выбора коэффициентов B_i на основе результатов обучающего эксперимента. Для этого надо ввести критерий оптимальности для значений B_i , определить средство достижения оптимума и сформулировать условия, при которых производится оптимизация. Чтобы сформулировать критерий оптимальности, выполним следующие преобразования. По известным формулам и результатам обучающего эксперимента можно найти оценку математического ожидания и дисперсии i -го признака, если элемент относится к классу K_1 или K_2 : $m(\chi_i/K_1)$, $m(\chi_i/K_2)$, $D(\chi_i/K_1)$, $D(\chi_i/K_2)$. Теперь, подставив математические ожидания $m(\chi_i/K_1)$ и $m(\chi_i/K_2)$ в формулу гиперплоскости вместо χ_i , получим математические ожида-

ния Z для экземпляров элементов, относящихся к классам K_1 и K_2 :

$$\begin{aligned} m(Z/K_1) &= \sum_{i=1}^{n(K_1)} B_i m(\chi_i/K_1); \\ m(Z/K_2) &= \sum_{i=1}^{n(K_2)} B_i m(\chi_i/K_2). \end{aligned} \quad (2.21)$$

Можно определить также дисперсии

$$\begin{aligned} D(Z/K_1) &= \sum_{i=1}^{n(K_1)} B_i^2 D(\chi_i/K_1); \\ D(Z/K_2) &= \sum_{i=1}^{n(K_2)} B_i^2 D(\chi_i/K_2). \end{aligned} \quad (2.22)$$

Целесообразно найти такие значения B_i , при которых разница между $m(Z/K_1)$ и $m(Z/K_2)$ максимальна, а сумма дисперсий минимальна. Тогда можно сформулировать критерий оптимальности коэффициентов, но не алгоритма в целом:

$$V = \frac{m(Z/K_1) - m(Z/K_2)}{\sqrt{D(Z/K_1) + D(Z/K_2)}} \rightarrow \max. \quad (2.23)$$

Использованием известных методов и изменением коэффициентов B_i следует добиться того, чтобы значение V было максимальным. Значения B_i , при которых V максимален, обозначим $B_{\text{опт}}$.

Рассмотрим последовательность расчетов. Вначале по результатам обучающего эксперимента находятся математические ожидания и дисперсии признаков: $m(\chi_i/K_1)$, $m(\chi_i/K_2)$, $D(\chi_i/K_1)$ и $D(\chi_i/K_2)$. Вычисление их не требует дополнительного пояснения. Затем вычисляются математические ожидания и дисперсии $m(Z/K_1)$, $m(Z/K_2)$, $D(Z/K_1)$, $D(Z/K_2)$ и V . Они должны повторяться многократно, например, при зафиксированном значении всех B_i кроме одного, которое «шагами» последовательно изменяется до получения частного оптимума. Эта процедура повторяется с остальными значениями B_i до получения оптимальных значений всех B_i .

Хотя коэффициенты эвристического алгоритма оптимизированы, результаты прогноза могут быть неудовлетворительными. Поэтому нужно обязательно оценить качество прогнозирования, вычислив вероятности ошибок по (2.28), (2.29). Если риск получается больше требуемого, то пользоваться прогнозированием при этом наборе признаков нецелесообразно. Следует искать новые признаки и повторять все расчеты, пока не будут получены удовлетворительные результаты по значению риска.

При нахождении $B_{\text{опт}}$ и среднего риска необходимо выполнить большой объем вычислений по статистической обработке результатов. В ЭВМ для этих целей имеются стандартные подпрограммы. Но эти расчеты можно выполнять и на микроЭВМ, составив программу на языке БЕЙСИК, или на микрокалькуляторах с памятью (ПМК).

Прогнозирование широко используется в настоящее время для повышения качества и надежности ЭРЭ и УФЭ. Как правило, для всех ответственных при-

менений осуществляется прогнозирование, и из числа изготовленных элементов применяют только те, которые соответствуют требованиям качества по прогнозу. Может также осуществляться прогнозирование надежности по внезапным отказам. При этом по прогнозу оценивается время до отказа или класс, т. е. факт нахождения этого времени в допустимых границах или факт, что оно по прогнозу для данного экземпляра меньше или больше требуемого.

Следует ожидать, что по мере возрастания требований по надежности, ускорения достижений в разработке измерительных устройств, обеспечивающих контроль признаков различного физического содержания, прогнозирование ЭРЭ и УФЭ будет расширяться. Понимание этих вопросов важно, так как должно позволить правильно решать вопрос о применении ЭРЭ, для которых необходимо прогнозирование.

2.4. МЕТОД УСКОРЕННЫХ ИСПЫТАНИЙ УСТРОЙСТВ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ И ЭЛЕКТРОРАДИОЭЛЕМЕНТОВ

Целесообразно в данной главе рассмотреть вопрос о методике ускоренных испытаний на надежность применительно к элементам, что позволит обоснованно сформулировать требования к конкретным элементам.

При достигнутом высоком уровне надежности ЭРЭ, когда среднее время работы до отказа составляет до $10^5 \dots 10^7$ ч, испытания для выявления закономерности отказов требуют очень большого времени (десятки месяцев) и значительного (примерно 1000) числа элементов, подвергающихся испытанию.

Для ускоренных испытаний элементов на надежность наибольшее значение имеют: возможность уменьшения времени испытаний при сохранении типовых режимов за счет увеличения числа испытываемых элементов при известных законах распределения времени до отказов и получения оценок надежности по небольшому количеству отказов; возможность уменьшения числа испытываемых элементов и времени при более жестких режимах испытаний.

Ускоренные испытания особенно важны для контроля при серийном выпуске, так как исследовательские испытания при этом не имеют смысла, поскольку к моменту их окончания большая часть ЭРЭ и УФЭ из определенной партии уже будет установлена в аппаратуру.

Если закон, описывающий случайное время до отказа, найден при исследовательских испытаниях, то при допустимом числе испытываемых УФЭ и ЭРЭ можно оценивать параметры этого закона по времени, в течение которого будет получено небольшое число отказов, значительно меньшему, чем среднее. Таким образом, без изменения режима испытаний удастся получить результаты за время, в несколько раз меньшее по сравнению со средним временем до отказа.

Проиллюстрируем изложенное на примере двух законов распределения случайного времени до отказа: экспоненциального и нормального. Для экспоненциального закона при малом значении времени испытаний $t_{и}$ относительно среднего времени до отказа можно приближенно записать:

$$F(t) \approx \chi_{xt_{и}} \text{ или } \lambda_x = F(t)/(t_{и}), \quad (2.34)$$

где $F(t) = P(\bar{t}_{отк} < t) = P_{отк}(t_{и})$. Тогда $\hat{m}(t_{отк}) = 1/\lambda_x = t_{и}/F(t) = = t_{и}[N/N_{отк}(t_{и})]$, где $N_{отк}(t_{и})$ — число элементов, отказавших за время испытаний $t_{и}$; N — общее число элементов.

Для того чтобы оценка вероятности отказа элементов $P_{отк}(t_{и}) = N_{отк}(t_{и})/N$ с удовлетворительной точностью соответствовала действительности, необходимо, чтобы количество отказавших элементов $N_{отк}(t_{и})$, по которым вычисляется эта вероятность, было не менее 20—30. Тогда среднеквадратическое относительное отклонение вычисленной вероятности будет составлять примерно 15...20 %. Для того чтобы при оценке параметра распределения λ_x с использованием (2.34) время контрольных испытаний составляло 0,01 среднего времени, необходимо использовать для испытаний около 2000—3000 элементов. При увеличении времени до 0,1 среднего времени достаточно использовать всего около 100 элементов.

При законе распределения случайного времени до отказа, вытекающем из квазидетерминированной модели старения и износа, можно с достаточной точностью использовать нормальный закон. Воспользовавшись известными выражениями для этого закона, получим уравнения для вычисления среднего времени до отказа

$$m(t_{в}) = t_{и} \left\{ 1 - \frac{1}{V_t} \arg \Phi \left[\frac{N - 2N_{отк}(t_{и})}{N} \right] \right\}^{-1}; \quad (2.35)$$

где $t_{и}$ — время, затраченное на испытания; $V_t = m(t_{в})/\sigma_t$ — относительное рассеивание случайного времени; $\sigma_t = D^{1/2}(t_{в})$ — среднеквадратическое рассеивание времени до отказа (оно определяется из предшествующих исследовательских испытаний и составляет обычно 4—6); $\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-x^2/2} dx$ (2.36) — табулиро-

ванная функция; $N_{отк}(t_{и})$ — число отказавших элементов за время, затраченное на испытания.

Располагая параметрами нормальной функции распределения, можно аналитически получать вероятности надежной работы на любое время по результатам испытаний за ограниченный интервал времени $t_{и}$. Для того чтобы вероятности отказа на время испытаний были определены с удовлетворительной для практики точностью при условии $t_{и} \ll m(t_{в})$, требуется не менее нескольких сотен элементов.

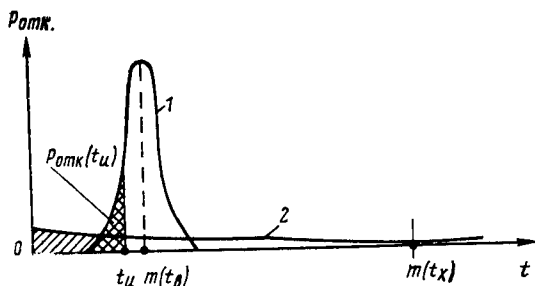


Рис. 2.7

Если реальное распределение времени до отказа отличается от модели, используемой при обработке результатов испытаний, то результаты оценки среднего времени могут быть значительно искажены. Например, если элемент выпускается при строгом соблюдении технологии, а факторы, приводящие к износу и отказу, исследованы и контролируются, то следует ожидать, что отказы будут подчиняться закону, близкому к нормальному и $V_t > 5$. Не учитывая этого, испытатель, руководствуясь устаревшими представлениями о надежности элементов, может основываться на модели экспоненциального закона и по ограниченному числу отказов элементов найти среднее время до отказа $m(t_x)$ по формуле

$$m(t_x) = t_u N / N_{\text{отк}}(t_u). \quad (2.37)$$

Это время будет значительно отличаться от действительного. Для пояснения этого обратимся к рис. 2.7, где кривая 1 — плотность распределения для нормального закона; кривая 2 — для экспоненциального при одинаковом $N_{\text{отк}}(t_u)/N$. Как видно, найденное $m(t_x)$ может в десятки и сотни раз отличаться от реального для данных элементов. Возможно, что этим объясняется наблюдаемая низкая достоверность значений λ , приводимых в справочниках.

Методы ускоренных испытаний для элементов получили значительное развитие [22]. Основная трудность при проведении ускоренных испытаний состоит в том, что в тяжелых режимах может измениться физическая сущность процессов, протекающих в элементе и приводящих к отказу. Режим таких испытаний должен быть специально установлен для каждого типа элементов на основе исследований.

Если для уменьшения времени испытаний чрезмерно ужесточать режим применительно к данному типу элемента, то наблюдается постепенное нарушение связи между временем, потраченным при ускоренных испытаниях, и временем, в течение которого проходят испытания при нормальных условиях. Связь между этими интервалами времени оказывается корреляционной, и соотношение между ними может быть однозначно оценено только в среднем. Поэтому практическому использованию уско-

ренных испытаний должны предшествовать «обучающие» или исследовательские испытания, во время которых при разных коэффициентах нагрузки или разных температурных условиях и т. п. определяется сокращение времени испытаний в среднем и соотношение между интервалами времени ускоренных и нормальных испытаний.

Проводить ускоренные испытания можно только при условии, что для различных партий элементов, проверенных обычными и ускоренными методами, в среднем получаются практически однозначные изменения времени. Пока трудно установить общие рекомендации по возможному сокращению времени испытаний. Опыт показывает, что время можно сократить на два — три порядка.

Глава 3. УСТРОЙСТВА КОММУТАЦИИ И СОЕДИНИТЕЛИ

3.1. ФУНКЦИИ СОЕДИНИТЕЛЕЙ И КОММУТАЦИОННЫХ УСТРОЙСТВ, ПАРАМЕТРЫ И ТРЕБОВАНИЯ

Основные понятия и определения. Устройства коммутации (коммутационные устройства) и соединители широко используются в РЭА, в том числе при применении ИС. Устройства коммутации позволяют быстро (практически мгновенно) коммутировать (включать, выключать) электрические цепи в работающей аппаратуре в результате изменения сопротивления исполнительных элементов под действием управляющих сигналов (или управляющих воздействий). Это дает возможность в процессе функционирования РЭА переключать диапазоны, изменять режимы работы, вводить информацию, перераспределять сигналы по цепям и т. п.

Управляющее воздействие может осуществляться непосредственно оператором (нажатие кнопки, переключение тумблера и т. п.) — ручное управление. Устройства коммутации с таким управлением находятся на панелях аппаратуры.

Управляющее воздействие может производиться электрическим управляющим сигналом. Устройства коммутации с таким управлением используются тогда, когда пульт управления отделен от аппаратуры, в которой должна осуществляться коммутация, и связан с нею электрически с помощью соединительных линий. При этом первичное управляющее воздействие — это непосредственные действия оператора, которые преобразуются в

управляющий электрический сигнал, поступающий затем по проводам к исполнительным элементам.

Не меньшее значение имеют такие коммутационные устройства, в которых управляющим воздействием является электрический сигнал при автоматическом управлении аппаратурой. При этом управляющие сигналы вырабатываются в аппаратуре без участия оператора.

В коммутационных устройствах большое значение имеют исполнительные элементы, которые бывают контактные и бесконтактные. Соответственно различают контактные и бесконтактные коммутационные устройства. В контактных используется электрический контакт—соприкосновение тел (контакт-деталей), обеспечивающее непрерывность цепи. В таких коммутационных устройствах (реле, кнопки и т. д.) обычно применяют стыковой контакт, при котором контакт-детали прижимаются друг к другу. Существуют также врубные и вставные контакты, когда контакт-детали перед рабочим состоянием осуществляют боковое или продольное движение в прижатом состоянии с преодолением сил трения (переключатели ручного управления, соединители). Обозначение замыкающего, размыкающего и переключающего контактов коммутационных устройств дано на рис. 3.1. Контактные исполнительные элементы применяются как при ручном, так и при дистанционном и автоматическом управлении. При ручном управлении это контакт-детали кнопок, тумблеров, галетных переключателей и т. п. При дистанционном и автоматическом управлении—это контакт-детали электромагнитных реле и магнитоуправляемых герметизированных контактов (герконов).

В бесконтактных исполнительных элементах используется изменение условий протекания тока в объеме кристалла и его поверхностном слое под влиянием электрических напряжений, освещения и т. п. Такие элементы применяют в основном при дистанционном и автоматическом управлении аппаратурой—это оптроны, транзисторные ключи и коммутаторы. Начали находить применение бесконтактные коммутационные устройства с ручным управлением, например, кнопки с оптронами и магниторезисторами, а также сенсорные.

Соединители (контактные соединения) предназначены только для проведения электрического тока и не предназначены для коммутации электрической цепи (ГОСТ 14312—79). Контактные соединения могут быть разъемные, разборные и неразборные. Разъемными контактными соединениями называются такие, которые могут быть замкнуты (разомкнуты) или сочленены (расчленены) без разборки (сборки). Обозначение контактов соединений приведено на рис. 3.2, где 1 и 2—штырь и гнездо разъемного соединения; 3—разборное и 4—неразборное соединения.

В последующем будем рассматривать только разъемные соединения. Обычно соединители являются контактными, т. е. в них используется электрический контакт (ГОСТ 14312—79).



Рис. 3.1

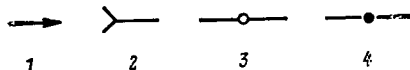


Рис. 3.2

Управление состоянием соединителя (сочленение и расчленение или замыкание и размыкание) осуществляется оператором в аппаратуре в нерабочем состоянии.

Соединители указываются в электрической принципиальной схеме, но необходимость их использования в аппаратуре в основном определяется ее конструкцией и требованиями к ремонтоспособности. Различают приборно-кабельные, приборные и кабельные соединители.

Часто возникает необходимость разделения аппаратуры на конструктивно самостоятельные устройства (приборы), выполняющие частные функции и не являющиеся самостоятельными в эксплуатационном отношении. Например, самолетная аппаратура часто требует ее разделения на пять частей: пульт управления, антенна, приемопередающее устройство, устройство обработки информации (специализированная ЭВМ), индикатор, каждая из которых конструктивно закончена и размещается в разных местах на борту самолета, причем все части работают совместно и должны быть электрически связаны. Соединители должны обеспечивать их быстрое сочленение и расчленение. Для этого используются приборно-кабельные соединители с электрическим контактом. При функционировании аппаратуры они не подвергаются сочленению (замыканию) и расчленению (размыканию).

С внедрением ИС и применением функционально-узлового метода конструирования большое значение приобрели приборные соединители, используемые внутри аппаратуры (приборов). Их использование позволяет значительно повысить плотность монтажа, облегчить проектирование, производство и ремонт аппаратуры. При этом радиоэлектронная аппаратура собирается из печатных плат (модулей), на которых устанавливаются ИС, дискретные ЭРЭ и УФЭ. В этих платах имеются соединители, через которые платы включаются в аппаратуру. Применение их обусловлено только конструкцией, но не схемой.

Кабельные соединители позволяют соединять между собой кабели.

Основные требования к коммутационным устройствам и соединителям. Разнообразие требований, которые предъявляются к коммутационным устройствам и соединителям, привело к созданию большого числа их разновидностей, различающихся по функциональному назначению, принципу действия, конструкции, параметрам, техническим возможностям и областям применения.

Основные требования сводятся к снижению затрат энергии (мощности) на управление, улучшению качества коммутации и соединений, улучшению конструктивно-технологической совместимости с ИС, повышению надежности, быстродействия (для коммутационных устройств) и уменьшению усилий сочленения и расчленения (для соединителей).

Основным параметром контактных и бесконтактных соединителей и коммутационных устройств как ручного, так и дистанционного и автоматического управления является сопротивление в состоянии контакта, или в замкнутом состоянии (при электрическом контакте) или в открытом состоянии (при использовании бесконтактных коммутационных устройств и соединителей), а также сопротивление в разомкнутом состоянии.

Характерной особенностью коммутационных устройств является многократное переключение ($10^5 \dots 10^8$ раз) в процессе функционирования аппаратуры, т. е. при наличии токов и напряжений, что предъявляет высокие требования к износостойчивости. При многократном замыкании и размыкании в электрических контактах происходит изменение состояния контактирующих поверхностей контакт-деталей и их разрушение. Срок службы коммутационных устройств равен примерно 15—25 лет.

Коммутационные устройства, работающие на высоких частотах, должны иметь минимальные паразитные индуктивности и емкости. При протекании как постоянных, так и переменных токов может оговариваться контактный шум и контактное сопротивление при наличии внешних воздействий. В ряде случаев предъявляется требование сохранения работоспособности при малых токах и напряжениях. Для коммутационных устройств, работающих на постоянном токе, имеет значение допустимое сопротивление изоляции, а для работающих в мощных устройствах сохранение работоспособности при больших токах и напряжениях.

Соединители включаются и выключаются сравнительно небольшое число раз (100—500) и обычно в неработающей аппаратуре. Основные требования предъявляются к контактному сопротивлению и его стабильности, контактному нажатию и усилию сочленения (расчленения), максимальным и минимальным токам и напряжениям, паразитным емкостям и сопротивлению изоляции между контактами разных пар. Важными являются также требования по надежности, технологичности, массе и габаритам.

Особенности коммутационных устройств и соединителей. Требования к электрическим и конструкторским параметрам коммутационных устройств и соединителей разнообразны и часто противоречивы, в связи с чем выпускается много их разновидностей. Обычно коммутационные устройства и соединители являются нормализованными и стандартизованными. Это требует от конструктора умения ориентироваться в их многообразии, которое, с одной стороны, дает много возможностей, но с другой стороны, усложняют выбор оптимального варианта устрой-

ства для конкретной РЭА. Иногда приходится разрабатывать специальные коммутационные устройства и соединители частного применения. При выборе вида коммутационных устройств и соединителей конструктору следует иметь в виду их основные особенности, преимущества и недостатки.

Широко распространенные коммутационные устройства и соединители имеют ряд принципиальных ограничений и недостатков. Основные недостатки связаны с тем, что контакт в них достигается путем механического соединения контакт-деталей, на которые оказывает влияние много факторов, а также с тем, что в конструкцию таких устройств входит большое число мелких деталей, выполняющих чисто механические функции. При этом возникают трудности при миниатюризации: при соблюдении тех же относительных отклонений в размерах требуются более высокие классы точности механической обработки. Непосредственное изготовление деталей, входящих в эти устройства, может быть автоматизировано, но сборка, формирование устройств в целом сложно поддаются автоматизации и обычно выполняются вручную. Для обеспечения надежного электрического контакта между металлическими деталями необходимо выдерживать жесткие требования к интервалу значений контактных нажатий. Не менее важно качество обработки соединяемых поверхностей и выбор материала, из которого изготовлены контакт-детали.

В связи с этим длительное время велись поиски новых устройств, которые должны выполнять функции коммутации и соединителей в РЭА. Эти поиски привели к созданию нового вида бесконтактных устройств, основанных на принципах оптоэлектроники, когда вместо механических элементов, осуществляющих коммутацию и соединение, используется световой поток и элементы, чувствительные к его наличию и интенсивности. Коммутационные устройства и соединители на основе оптопар не содержат механически изготавливаемых деталей сложной формы и не требуют механической многоэтапной сборки, но им также свойственны определенные ограничения: сопротивление в открытом состоянии у них существенно больше, чем у контактных устройств.

В настоящее время получили также распространение новые бесконтактные коммутационные устройства на МДП- и биполярных транзисторах. В МДП-транзисторах коммутируемая цепь подсоединяется к стоку и истоку, а напряжение, управляющее коммутацией, — к затвору. Такие коммутационные устройства обладают следующими преимуществами: могут быть использованы для коммутации постоянного и переменного тока, чрезвычайно компактны (до 1000 коммутационных элементов на 1 мм² в БИС-памяти), изготовление их основано на использовании технологических процессов микроэлектроники и групповой технологии. В качестве недостатка можно отметить значительно большее, чем у контактных устройств, сопротивление в открытом состоянии. Такая коммутация цепей нашла широкое

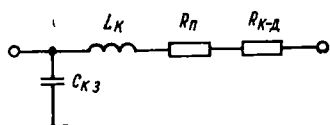


Рис. 3.3

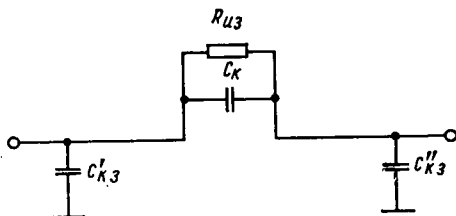


Рис. 3.4

применение в телефонных коммутаторах и при коммутации элементов памяти в БИС.

Схема замещения соединителей и коммутационных устройств. Для анализа свойств соединителей и коммутационных устройств, контактных и бесконтактных, удобно пользоваться схемой замещения для замкнутого и разомкнутого состояний. Схема должна содержать как основные элементы, в которых отображается функциональное назначение, так и элементы, определяющие паразитные параметры.

На рис. 3.3 приведена схема замещения для замкнутого состояния, на которой L_K — общая индуктивность контакта; $C_{Кз}$ — общая емкость относительно земли; $R_П$ — переходное сопротивление; $R_{К-д}$ — сопротивление контакт-деталей; сумма сопротивлений $R_П + R_{К-д}$ составляет сопротивление контакта R_K , которое незначительно отличается от $R_П$.

На рис. 3.4 приведена упрощенная схема замещения для разомкнутого состояния. Здесь $C'_{Кз}$ и $C''_{Кз}$ — емкости относительно земли каждого контакта; $R_{из}$ — сопротивление изоляции; C_K — емкость разомкнутых контактов. На высоких частотах в емкостях $C_{Кз}$ и C_K могут происходить заметные потери. Если коммутируемое устройство или соединитель размыкают (соединяют) несколько цепей, то необходимо учитывать паразитные емкости и сопротивления изоляции между разными контактными парами, что на схемах замещения не показано, поскольку для упрощения они даны для одной цепи [2]. В замкнутом состоянии в местах соприкосновения поверхностей возникает контактная ЭДС. На схеме замещения для упрощения она не показана, ее можно представить как источник ЭДС, включенный в цепь.

Все параметры коммутационных устройств и соединителей имеют случайные отклонения и должны рассматриваться как случайные величины. Кроме того, их параметры также случайно изменяются под действием температуры, механических воздействий, влажности и т. п. Важной характеристикой также является способность к длительному функционированию, причем использование λ -характеристик не дает полного представления об этом. При длительном функционировании возникают сложные физические процессы, характеризующиеся случайными изменениями параметров во времени.

3.2. ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ БЕСКОНТАКТНЫЕ КОММУТАЦИОННЫЕ УСТРОЙСТВА

Принцип действия оптоэлектронных коммутационных устройств. Оптопары состоят из источника и приемника излучения (светоизлучателя и фотоприемника) с тем или иным видом оптической связи между ними, конструктивно связанных друг с другом. Принцип действия оптопары основан на преобразованиях электрической энергии в световую в излучателе и световой энергии в изменения параметров электрической цепи в фотоприемнике.

По степени сложности их делят на оптопару и оптоэлектронную микросхему. Оптопара состоит из светоизлучающего и фотоприемного элементов. Если в оптопаре в качестве фотоприемника используется транзистор, то она называется оптоэлектронным прибором. Оптоэлектронная микросхема состоит обычно из одной или нескольких оптопар и одного или нескольких транзисторов [25]. Конструкции оптопар имеют много общего с конструкцией полупроводниковых приборов и микросхем.

Основными характеристиками оптопар являются: сопротивление коммутируемой цепи в открытом и закрытом состояниях; максимальная скорость коммутации или длительность нарастания и спада импульсов; максимальные допустимые напряжения и токи цепей коммутации и управления; сопротивление развязки между управляющей и коммутируемой цепями; проходная, входная и выходная емкости.

Оптопары различаются по принципу функционирования фотоприемника, в котором под воздействием источника излучения происходит коммутация: на светоизлучатель подается управляющее электрическое напряжение (такие коммутационные устройства могут быть единичными, т. е. коммутировать одну цепь, и могут быть созданы в виде микросхем, в которых осуществляется коммутация многих цепей внутри аппаратуры); используются механическидвигающиеся детали (при этом имеется в виду, что светоизлучатель включен непрерывно). При этом коммутация осуществляется путем передвижения экрана (рис. 3.5). При его поднятии коммутируемая цепь замкнута. При введении экрана коммутируемая цепь размыкается [25].

Источник излучения в оптопарах. Одной из основных частей оптопары является источник излучения. Наиболее универсальным видом излучателя, который используется в оптопарах, является полупроводниковый инжекционный светоизлучающий диод (СИД), обладающий высоким быстродействием, совместимостью с другими полупроводниковыми приборами, возможностью работы как в импульсном, так и в непрерывном режиме. Важно отметить, что максимум излучения по частоте для основных материалов, из которых изготавливаются излучатели, близок к максимуму чувствительности по частоте для фотоприемников.

Принцип действия светодиода показан на рис. 3.6,а, где

p — область полупроводника, в которой носителями являются дырки; n — область полупроводника, в которой носителями являются электроны; $(+)$, $(-)$ — носители заряда; $\mathcal{E}1$ и $\mathcal{E}2$ — электроды. Вблизи p - n перехода для улучшения свойств СИД создается область, обедненная носителями. Если на светодиод подать напряжение $U_{упр}$ такое, чтобы $(+)$ был подан на n -область, а $(-)$ на p -область, то носители (дырки и электроны) отойдут от p - n перехода, дополнительно увеличивая область, обедненную носителями. Диод будет закрыт, и ток по нему протекать не будет — излучение отсутствует. Если изменить полярность напряжения, как показано на рис. 3.6, a , то носители тока (электроны) из n -области, пройдя через p - n переход, создадут ток. Аналогично дырки, проходя через p - n переход под действием отрицательного напряжения, также создадут ток. Диод в этом случае оказывается открытым.

При переходе носителей через p - n переход происходит рекомбинация неосновных носителей, которые перешли из одной области в другую, а именно дырок, принадлежащих p -области, с электронами, принадлежащими n -области. Рекомбинация происходит только в полупроводниках, где возможен прямой переход электрона на другой энергетический уровень. При производстве СИД используются полупроводники типа GaAs, ZnAs, ZnSb, отличающиеся большой интенсивностью излучения. Процесс рекомбинации сопровождается световым излучением (обозначено стрелками), частота которого пропорциональна энергии запрещенной зоны полупроводникового материала.

Часть светового потока, излученного вследствие рекомбинации, покидает полупроводник и является полезным световым потоком. Остальная часть поглощается. Коэффициент полезного действия светодиода невысокий. Мощность светового потока, излучаемого СИД, составляет 10 ... 15% электрической мощности, подводимой к p - n переходу.

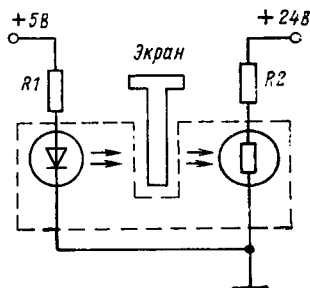


Рис. 3.5

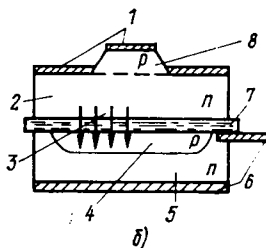
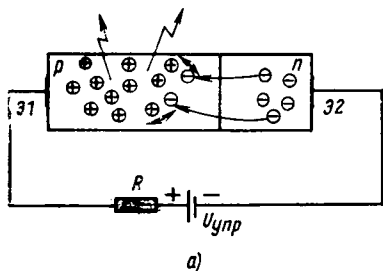


Рис. 3.6

Быстродействие СИД определяется скоростью рекомбинации носителей и характеризуется временем нарастания и спада светового потока при подаче на него прямоугольного импульса тока управления. У распространенных в настоящее время серийных приборов это время составляет 0,05 ... 0,3 мкс.

Конструкция светодиода приведена на рис. 3.6,б, где 1 — электроды с выводами; 2, 8 — области светодиода соответственно с n - и p - проводимостью; 3 — световой поток; 6 — выводы коммутируемой цепи; 4, 5 — области фотодиода соответственно с p - и n -проводимостью; 7 — прозрачный слой, через который проходит световой поток. Светодиод оптопары обычно объединен с фотоприемником, поэтому на рисунке показан также фотодиод, принцип действия которого рассмотрен ниже.

Светодиоды применяются не только в составе оптопар, но и как самостоятельный элемент устройств отображения информации (см. гл. 8). Основными зависимостями светодиода являются вольт-амперная, спектральная и интенсивность излучения от тока.

На рис. 3.7 дана в качестве примера вольт-амперная характеристика светодиодов АЛ102А—АЛ102Д и ЗЛ102А—ЗЛ102Д при окружающей температуре $+25^\circ\text{C}$ (1 и 3 — границы 95 %-ного разброса, 2 — среднее значение). На рис. 3.8 показана зависимость силы света I в относительных единицах от тока диода $I_{пр}$.

Второй основной частью оптопары является фотоприемник, реагирующий на излучение светодиода. В зависимости от принципа действия фотоприемника оптопары делятся на резистивные, диодные, транзисторные и тиристорные. Рассмотрим принцип действия основных видов оптопары с разными фотоприемниками и их характеристики [29].

Резистивная оптопара. В этом виде оптопары фотоприемником является фоторезистор. Схема и конструкция оптопары приведены на рис. 3.9. В широко используемых фоторезисторах применяют материалы CdS и CdSe . Для оценки качества коммутации основное значение имеет характер изменения выходного сопротивления оптопары при подаче управляющего напряжения на вход. Например, зависимость выходного сопротивле-

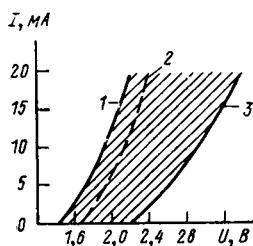


Рис. 3.7

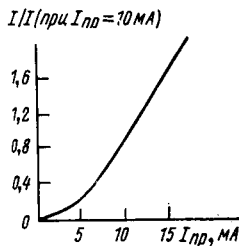


Рис. 3.8

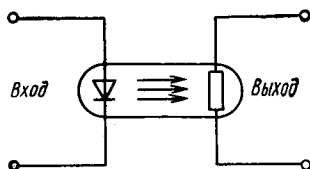


Рис. 3.9

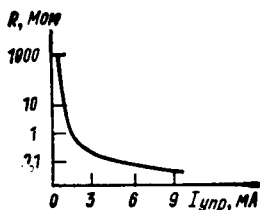


Рис. 3.10

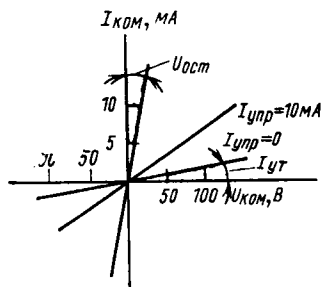
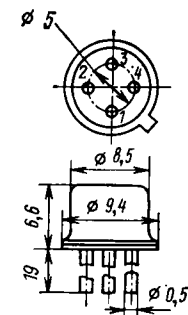


Рис. 3.11

ния оптопары АОР104А от тока, протекающего по светодиоде, при температуре окружающей среды 25°C приведена на рис. 3.10. Как видно из рисунка, сопротивление изменяется в 10 000 раз — от сотен мегом до 50 ... 100 кОм.

В основе принципа действия фоторезистора лежит эффект фотопроводимости, т. е. изменения сопротивления полупроводника при освещении. Важной особенностью резистивной оптопары является линейность его выходной цепи. Из рис. 3.11, на котором приведены ее вольт-амперные выходные характеристики, следует, что между коммутируемым напряжением $U_{\text{ком}}$ и током $I_{\text{ком}}$ существует линейная зависимость. Управляющий ток $I_{\text{упр}}$, не меняя линейности, изменяет значение сопротивления. При $I_{\text{упр}}$, равном нулю, т. е. когда цепь должна быть разомкнута, выходное сопротивление максимально. При увеличении $I_{\text{упр}}$ сопротивление уменьшается и при том же $U_{\text{ком}}$ ток в коммутируемой цепи увеличивается. При максимально допустимом токе управления для данного светодиода сопротивление будет минимально и падение напряжения на нем также минимально.

Совместное рассмотрение входной вольт-амперной характеристики (цепи управления), приведенной на рис. 3.7 и вольт-амперной выходной характеристики (цепи коммутации), приведенной на рис. 3.11, позволяет оценить возможности резистивной

оптопары для разных применений. Благодаря линейности выходных вольт-амперных характеристик резистивные оптопары могут быть использованы для коммутации постоянного и переменного токов и не вносят искажений в форму коммутируемого сигнала. Ограничения применения резистивных оптопар определяется тем, что существует конечное максимальное сопротивление, которое не позволяет полностью разомкнуть цепь, и конечное минимальное сопротивление, которое определяет падение напряжения на оптопаре, ограничивая возможности коммутаций цепей с малым внутренним сопротивлением. Например, использование оптопары для коммутации катушек индуктивностей резонансных контуров не может быть рекомендовано, так как минимальное сопротивление оптопары составляет не менее 200 Ом. Такие оптопары можно использовать в некоторых случаях для замены реле при переключении цепей, так как при этом нелинейный характер входной вольт-амперной характеристики не имеет значения.

Диодная оптопара. В диодной оптопаре СИД применяется вместе с фотодиодом. Для создания фотодиодов используются некоторые виды полупроводников, например GaAlAs и GaAsP , в которых при изменении освещения фотодиода изменяются условия протекания тока. На рис. 3.12, где схематически изображен фотодиод: p -, n -области соответственно с дырочной и электронной проводимостью; 1 — световой поток (свет), падающий на фотодиод от СИД; 2 — прозрачный слой; 3 — выводы.

При отсутствии освещения вольт-амперная характеристика фотодиода такая же, как для обычного диода. При действии светового потока на активную область фотодиода (например p -область, как показано на рис. 3.12) за счет фотонов генерируются (инжектируются) неосновные носители заряда — электроны. Если на p - n переходе фотодиода имеется напряжение, при котором он открыт (не рабочий режим), то инжектированные неосновные носители (электроны) соединяются с основными носителями p -области (дырками) и количество носителей, которое может участвовать в протекании тока, уменьшается. Ток в фотодиоде снижается. Если изменить полярность напряжения так, как это показано на рис. 3.12, то фотодиод будет находиться в рабочем режиме и инжектированные неосновные носители (электроны) проходят через p - n переход и протекают по внешней цепи, создавая ток в фотодиоде, который при отсутствии освещения ($I_{\text{упр}}=0$) закрыт. Чем больше освещение, тем больше генерируется носителей и тем больше ток в закрытом, при отсутствии освещения, диоде. Следовательно, чем выше управляющее напряжение на светодиоде ($U_{\text{упр}}$), тем больше ток через фотодиод.

На рис. 3.13 приведены выходные вольт-амперные характеристики диодной оптопары при разном токе управляющей цепи $I_{\text{упр}}$. Штриховой линией показана характеристика фотодиода при отсутствии освещения, т. е. при $I_{\text{упр}}=0$. Как видно, в диодной оп-

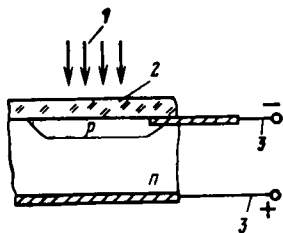


Рис. 3.12

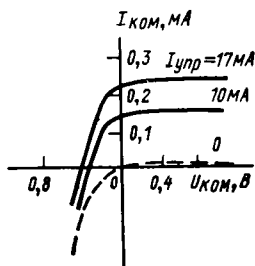


Рис. 3.13

топаре выходная вольт-амперная характеристика нелинейна, в отличие от резистивной оптопары. Зависимость между токами управления и коммутируемым также нелинейна.

Используя эффект компенсации, можно создать оптоэлектронный диодный коммутатор для аналогового сигнала (рис. 3.14). Как видно из схемы рис. 3.14, фотодиоды в этом случае включены встречно [26].

В случае оптопары с одним фотодиодом при коммутируемом напряжении $U_{ком}=0$ коммутируемый ток $I_{ком}$ не равен нулю, а при $I_{ком}=0$ остаточное напряжение $U_{ост}$ не равно нулю. Это определяется нелинейностью характеристики и приводит к искажению аналогового сигнала. В оптопаре с двумя фотодиодами (см. рис. 3.14) при их идеальной идентичности остаточные напряжения будут противоположны по знаку и одинаковы по значению, поэтому они скомпенсируются. Реально имеются небольшие остаточные напряжения (доли микровольт), и поэтому искажение аналогового сигнала незначительно.

Транзисторная оптопара. В транзисторной оптопаре используется не только фотоэффект, но и эффект усиления фототока. Благодаря использованию транзистора в оптопаре токовая чувствительность, т. е. изменение выходного тока при изменениях входного, возрастает в соответствии с коэффициентом усиления транзисторной части.

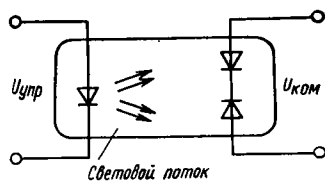


Рис. 3.14

Фотоприемник транзисторной оптопары схематически изображен на рис. 3.15, где n^+ — легированная область эмиттера (Э) с электронной проводимостью; p — область базы (Б) с дырочной проводимостью; n — область коллектора (К) с электронной проводимостью; n^+ — легированная область коллектора с электронной проводимостью; I — металлические электроды с выводами; 2 — прозрачный слой.

Через прозрачный слой на фотоприемник падает световой поток от светодиода. Если база не освещена, то такой фотопри-

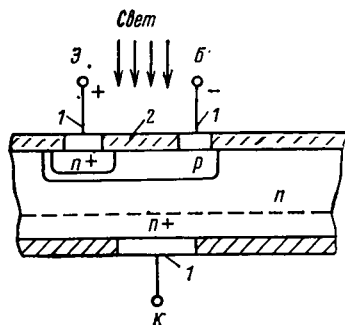


Рис. 3.15

емник будет работать как обычный транзистор (режим не рабочий) и ток по цепи коллектора будет протекать только при условии, когда цепь эмиттер — база открыта, т. е. на базу подано положительное, а на эмиттер — отрицательное напряжение.

В рабочем режиме значение тока, протекающего в транзисторе, должно определяться действием света, поступающего от светодиода через световод. Для этого фотодиод, образованный эмиттером и базой, как было показано выше, при отсутствии света закрыт. В этом случае на эмиттер должно быть подано положительное напряжение, а на базу отрицательное. Ток по цепи коллектора не протекает, поскольку неосновные носители не переходят из области эмиттера в область базы и не могут участвовать в образовании тока коллектора.

Как только от светодиода на область базы типа p будет попадать световой поток, фотоны, взаимодействуя с атомами, будут «выбивать» из них электроны. Если область базы тонкая, то создаются благоприятные условия для того, чтобы положительное напряжение коллектора вызвало движение электронов через p - n переход к коллектору. По цепи коллектора начинает протекать ток. В этом случае одновременно используется и эффект воздействия света на фотодиод, образованный эмиттером и базой, и эффект усиления в транзисторе. Характеристики у транзисторной оптопары лучше, но вместе с тем стабильность

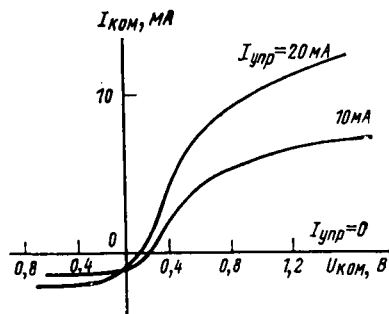


Рис. 3.16

ниже и шумы больше чем у диодной. Характеристика транзисторной оптопары приведена на рис. 3.16. Как видно, выходная вольт-амперная характеристика транзисторной оптопары нелинейна, так же, как и характеристика диодной оптопары.

В связи с изложенным коммутация сигнальных цепей, не допускающих искажения формы сигнала, связана с затруднениями. На линейном участке дифференциальное сопротивление транзисторной оптопары, характеризующее протекание переменной составляющей тока, много меньше чем у диодной, а тем более у резисторной, и составляет всего несколько десятков ом. Это также следует из рис. 3.16, где в области коммутируемого напряжения, равного 0,2 ... 0,4 В, ток $I_{ком}$ значительно изменяется при изменении $U_{упр}$. При использовании этих оптопар для коммутации аналоговых сигналов возникают те же трудности, что и при использовании диодных оптопар. Однако также как и для диодных оптопар, разработаны схемы с компенсацией. Пример простейшей схемы с компенсацией приведен на рис. 3.17. При этом фото-ЭДС, наводимые на промежутке эмиттер — база, компенсируют друг друга. Остаточное напряжение в этом случае составляет всего десятки микровольт. Сопротивление в открытом состоянии может быть равно нескольким десяткам Ом [26].

Свойства оптоэлектронных коммутаторов. Из ранее сказанного видно, что оптопары можно применять для коммутации электрических цепей с использованием электрического управляющего напряжения (тока), что удобно для дистанционного управления, а также в случаях, когда управление должно производиться автоматически. При таком применении оптопар необходимо иметь в виду, что если не использовать компенсацию, в коммутируемой цепи (кроме резистивной оптопары) будут наблюдаться нелинейные искажения. В этом случае сигналы, несущие информацию, перед коммутацией должны преобразовываться в аналого-цифровом преобразователе (АЦП) в цифровой код. Поэтому более перспективным является использование оптоэлектронных коммутаторов аналогового сигнала с компенсацией. Если оптопары использовать в соединителях, то из-за нелинейности их характеристик сигналы также нужно преобразовывать в АЦП в цифровой код.

Рассмотрим достоинства и недостатки оптоэлектронных коммутаторов [25].

Основные достоинства: практически полная электрическая (гальваническая) развязка между входом и выходом; малая проходная емкость; однонаправленность распространения сигналов; широкая полоса пропускания по частоте, возможность коммутировать импульсные сигналы, постоянную составляющую, аналоговые сигналы, цифровые сигналы; конструкторско-технологич-

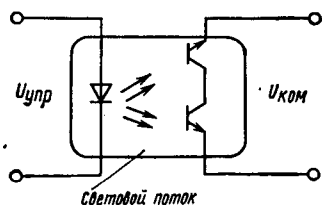


Рис. 3.17

ческая совместимость с полупроводниковыми приборами и микросхемами.

К недостаткам можно отнести: значительную потребляемую мощность и низкий КПД, так как необходимо двойное преобразование энергии; чувствительность параметров к воздействию повышенной температуры и ядерной радиации; «старение» параметров; высокий уровень собственных шумов; большое контактное сопротивление в открытом состоянии (единицы и сотни ом), в то время как контактные устройства имеют контактное сопротивление, равное десяткам и сотым долям ома; существенное ограничение коммутируемой мощности, в то время как контактные устройства при соответствующих конструкциях и габаритах могут коммутировать очень большие мощности (1 кВт и больше); существенное ограничение коммутируемого напряжения (известны конструкции контактных переключателей с напряжениями, не достижимыми для оптоэлектронных коммутаторов).

3.3. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И ВОЗМОЖНОСТИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ КОММУТАТОРОВ

Разновидности полупроводниковых коммутаторов. Для обеспечения коммутации внутри аппаратуры можно использовать транзисторы. Коммутационные устройства такого типа часто используются не только как отдельные элементы, но также в составе БИС, например в составе БИС-памяти. Для того чтобы можно было оценить параметры, обеспечиваемые контактными коммутационными устройствами, необходимо рассмотреть принцип действия полупроводниковых коммутационных элементов и определить их основные свойства.

Схема коммутатора (ключа) на биполярном транзисторе приведена на рис. 3.18. При подаче из цепи управления соответствующего по знаку и значению напряжения p - n переход база — эмиттер открывается. По цепи коллектор — эмиттер протекает ток, коммутируя соответствующую цепь. Напряжение в коммутируемой цепи должно иметь определенную полярность. В таких коммутаторах цепь управления и коммутируемая цепь не развязаны, т. е. коммутируемая цепь влияет на цепь управления. Из-за свойственных им недостатков такие элементы ограничено используются при коммутации аналоговых сигналов, например, применяются специальные интегральные ключи на транзисторах (ИП1 — Г).

Значительно шире используются коммутаторы на основе МДП-транзисторов. В них имеется хорошая развязка управляющей и коммутируемой цепей, они могут коммутировать импульсные и аналоговые сигналы.

Принцип действия коммутаторов на МДП-транзисторах. Простейшая схема коммутатора на МДП-транзисторах дана на рис. 3.19, где 1 — полупроводник n - или p -типа; 2 — оксидная пленка SiO_2 с высокими изоляционными свойствами; 3 — напыленный металлический электрод — затвор с выводом; С — напыленный электрод — сток и И — напыленный электрод — исток с выводами; П — вывод подложки; n^+ — инжекционные области n -типа с сильным легированием. Рисунок соответствует МДП-структуре с индуцированным каналом [42]. Рассмотрим принцип действия такой структуры на примере полупроводника типа p .

При изготовлении МДП-транзистора формируются инжекционные области

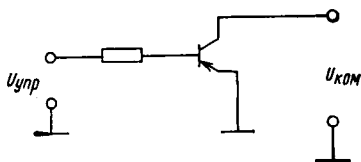


Рис. 3.18

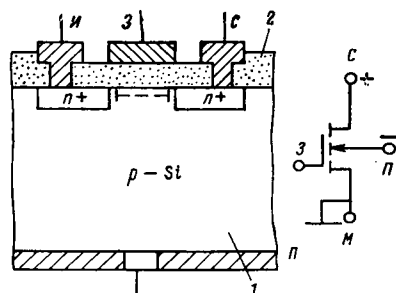


Рис. 3.19

n-типа (сильное легирование), которые частично перекрываются затвором. Если на затворе нет напряжения, то при подаче напряжения — положительного или отрицательного — между истоком и стоком ток между ними протекать не будет. Это объясняется тем, что току препятствует двойной *p-n* переход, один из которых оказывается закрытым. Если подать на затвор положительное напряжение, то в области под затвором происходит процесс вытеснения дырок и образуется приповерхностный слой, содержащий электроны. В этом случае в приповерхностном слое *p-n* переходы ликвидируются и образуется канал с носителями — электронами. Проводимость канала изменяется при изменении напряжения на затворе.

Выходная вольт-амперная характеристика зависимости тока I_c , протекающего по цепи исток — сток, для случая, когда исток соединен с землей, а на сток подается положительное напряжение U_c , дана на рис. 3.20, а. Соответствующая этому случаю передаточная вольт-амперная характеристика зависимости I_c от напряжения на затворе U_3 дана на рис. 3.20, б. Из приведенных графиков следует, что сопротивление канала зависит от напряжения на затворе, причем эта зависимость существенно нелинейна. В частности, имеет место пороговое на-

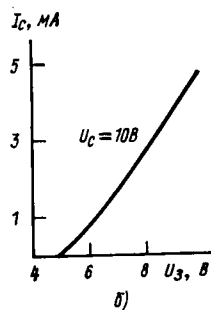
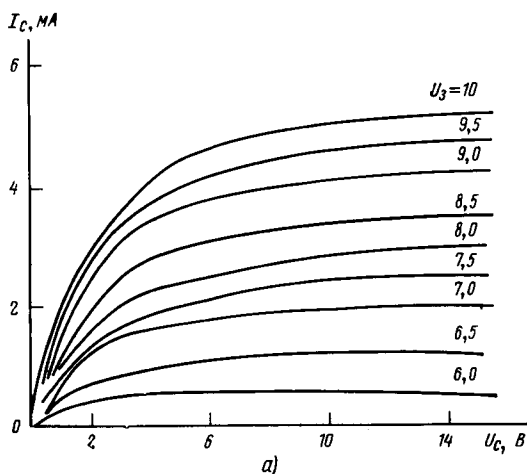


Рис. 3.20

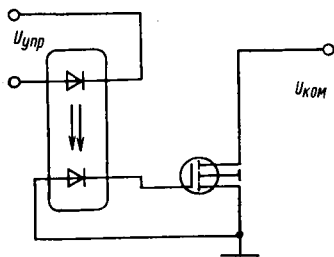


Рис. 3.21

пряжение на затворе. При снижении напряжения ниже порогового проводимость канала пропадает, цепь размыкается. Для индуцированного канала *n*-типа пороговое напряжение составляет примерно +5 В. На выходной вольт-амперной характеристике можно выделить участок, где ток по цепи исток — сток линейно зависит от напряжения, т. е. сопротивление канала близко к линейному. Обычно это сопротивление составляет примерно 1000 Ом при большом напряжении на затворе.

Интересные возможности для создания коммутационных устройств дает совместное использование оптопар и МДП-структур. Пример схемы такого простейшего коммутатора приведен на рис. 3.21. При попадании излучения светодиода на фотодиод в последнем возбуждается фото-ЭДС, которая действует на затвор. Если эта ЭДС достаточна для управления сопротивлением цепи сток — исток, то осуществляется коммутация цепи. При этом будет иметь место полная развязка цепей управления и коммутации. Имеется много других коммутаторов подобного типа, данные которых можно найти в справочниках.

Свойства коммутаторов на МДП-транзисторах. Основной особенностью коммутационных элементов рассматриваемого типа является то, что они могут быть очень компактными и занимать маленькую площадь. Такие коммутаторы создаются методами технологии микроэлектроники и могут органически входить в состав различного типа ИС.

Основные недостатки рассматриваемых коммутаторов: цепи управления и коммутации не полностью изолированы друг от друга, так как между электродом затвора и электродами стока и истока существует конечная емкость и утечка из-за неидеальных свойств диэлектрика SiO_2 (в этом смысле они значительно уступают оптоэлектронным и контактным коммутаторам); сопротивление в открытом состоянии оказывается значительно больше чем в контактных, потому что трудно обеспечить высокую проводимость в полупроводнике в отличие от металлов. Имеются ограничения по инерционности этих коммутационных устройств, поскольку требуется конечное время для нарастания напряжения на затворе и конечное время образования и исчезновения проводящего слоя.

Однако быстродействие таких коммутаторов много выше, чем контактных, поэтому они получили широкое распространение. Например, они оказались очень удобными для устройств коммутации в цифровой телефонии, БИС-памяти и др.

3.4. КОНТАКТНЫЕ КОММУТАЦИОННЫЕ УСТРОЙСТВА И СОЕДИНИТЕЛИ. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И КОНТАКТНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Разновидности контактных коммутационных устройств и соединителей. В контактных устройствах обеспечивается протекание тока в результате механического соединения или соприкосновения двух металлических деталей (контакт-деталей) и прекращение протекания тока при разъединении или устранении со-

прикосновения этих деталей. Основной характеристикой является контактное сопротивление.

Электрический контакт используется в следующих коммутационных устройствах ручного и дистанционного управления и соединителях: коммутационные контактные устройства ручного управления — нажимные (кнопки), перекидные (тумблеры), движковые (микропереключатели), поворотные (галетные переключатели) — могут быть однополюсными (коммутирующими одну цепь) и многополюсными; коммутационные контактные устройства дистанционного управления — электромеханические реле, магнитоуправляемые контакты (герконы); контактные разъемные соединители — приборные (соединяют съемные модули или типовые элементы замены — ТЭЗ между собой), приборно-кабельные (соединяют разные части аппаратуры), кабельные (соединяют кабели).

Контактные коммутационные устройства и соединители имеют разные конструкции, могут быть нормализованными, изготавливаться на специализированных заводах или частного применения, когда проектирование и изготовление ведется на аппаратостроительных заводах.

Основные особенности контактных устройств. Как известно, явление проводимости металлов состоит в том, что благодаря наличию свободных электронов создаются благоприятные условия для протекания тока. Физические процессы, которые наблюдаются при протекании тока по соединению металлических тел, гораздо сложнее, чем в металлах. Действительно, при механическом соприкосновении двух металлов, как правило, не может произойти такое их сближение, при котором внутренние структуры соединяются, образуя единое целое для прохождения тока. Это происходит потому, что поверхности металлов, даже тщательно обработанные, имеют шероховатости, размер которых значительно превышает размер молекул и атомов металлов, а также потому, что в результате воздействия окружающей среды они никогда не бывают абсолютно чистыми. На поверхностях адсорбируются молекулы кислорода и других газов, многие металлы вступают во взаимодействие с газами окружающей среды (кислородом, парами воды, сернистыми газами).

Контакт между двумя металлами схематически показан на рис. 3.22, где 1, 4 — металлические тела, имеющие шероховатость поверхности; 2 — точки соприкосновения металлических поверхностей через тонкие поверхностные пленки, в которых реализуются другие виды проводимости; 3 — пленки на их поверхности; 5 — точки прямого соприкосновения металлов, в которых удалены пленки, но присутствует одноатомный слой адсорбированных газов — в этих точках обеспечивается металлическая проводимость; 6 — разрушенные пленки.

Процессы в контакте между двумя металлами усложняются в результате процессов прохождения токов через тонкие пленки и соединения металлов в локальных точках вследствие: тепловых

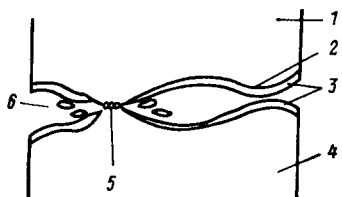


Рис. 3.22

процессов, связанных с местными перегревами; плавления металлов в точках, где нагрев достигает температуры плавления; процессов образования дуги и пробоя; механических процессов деформации выступов на поверхности контакт-деталей; изменения механических свойств поверхностей металла из-за наклепа и разрушений; химических процессов, связанных со

взаимодействием металлов с кислородом, парами воды и сернистыми соединениями. В связи с изложенным в протекании тока через контакт участвуют многие виды проводимостей (не только металлической), которые будут рассмотрены ниже.

Все эти процессы определяют основные параметры контактных коммутационных устройств и соединителей, в том числе закономерности изменения их свойств при длительном функционировании и надежность. При конструировании контактных устройств необходимо учитывать эти сложные процессы, иначе контактное устройство не сможет обладать требуемыми параметрами, окажется нестабильным и малонадежным.

Особенности конструкций контактных коммутационных устройств и соединителей. В состав контактного устройства помимо контакт-деталей входит много конструктивных элементов, предназначенных для того, чтобы в совокупности создать законченное в конструктивном и технологическом отношении устройство, способное выполнять определенные функции. Рассмотрим основные конструктивные элементы.

Элементы, создающие нажатие. Для осуществления электрического контакта требуется, чтобы металлические поверхности соприкасались с определенным контактным нажатием. В конструкции должны быть предусмотрены такие элементы, например пружины различных конструкций. Они определяют основные параметры контактного устройства: контактное сопротивление, его стабильность и надежность.

Изоляционные основания. Контакт-детали должны быть механически укреплены и в то же время электрически изолированы друг от друга так, чтобы было возможно их механическое соединение (контакт) и разъединение. Для этого используются изготовленные из специальных материалов изоляционные основания разных конструкций, в которых осуществляется установка и крепление контакт-деталей. Конструкция и точность изготовления изоляционных оснований могут влиять на значение контактного нажатия и его стабильность, что имеет важное значение для правильного функционирования электрического контакта в течение длительного времени.

Элементы перемещения и фиксации. В контактных устройствах соединение возникает в результате механического перемещения контакт-деталей, что требует создания специальных

элементов конструкций, обеспечивающих необходимые пределы и точность перемещения.

Элементы конструкции, обеспечивающие защиту контакт-деталей от воздействия окружающей среды. Работоспособность и характеристики контактного устройства зависят от состояния контактирующих поверхностей, наличия на них пленок и т. д. Окружающая РЭА среда содержит пыль, влагу, различные газы и неизбежно влияет на состояние контактных устройств, их характеристики и свойства.

Элементы крепления. Контактные устройства должны быть механически установлены в конструкции РЭА и электрически соединены с монтажом. Поэтому в их конструкции должны быть предусмотрены элементы крепления и элементы, обеспечивающие включение в электрическую схему.

Как видно, контактные коммутационные устройства и соединители состоят из многих деталей, подвергаются сложной сборке и во многих случаях могут быть разобраны (например, при ремонте). Но они являются элементами РЭА в том смысле, как это было сказано в гл. 1. Их следует относить к элементной базе РЭА, так как конструктор РЭА применяет их как готовые конструкции и не должен подвергать переделке. В том случае, если они проектируются и изготавливаются на аппаратостроительных предприятиях, конструктор РЭА рассматривает их как нормализованные сборочные единицы. Задача состоит в том, чтобы конструктор РЭА знал основные параметры и характеристики контактных устройств для обеспечения правильного выбора и использования при конструировании аппаратуры. Знание основных свойств полезно также в том отношении, что создает основу для конструирования контактных соединителей и коммутационных устройств.

Вероятностная теория контакта при металлической проводимости в статическом режиме. Выявим основные закономерности электрического контакта при некоторой его идеализации, а именно, с учетом шероховатости поверхности, но в предположении наличия только металлической проводимости [2].

Если для контакт-деталей использовать благородные металлы, то пленки, препятствующие прохождению тока, отсутствуют, на качество контакта влияет только чистота механической обработки поверхности. Теория и опыт показывают, что в результате обработки поверхность металла никогда не бывает абсолютно гладкой, она всегда шероховата. Даже самые гладкие металлические поверхности имеют неровности высотой 0,05 ... 0,1 мкм. Грубо обработанные металлические поверхности имеют выступы высотой 100 ... 300 мкм. Можно представить геометрическую модель контактной поверхности в виде волнистой поверхности, на которой случайно расположены выступы. Поэтому соприкосновение двух поверхностей не может быть полным, оно всегда частичное. Площадь поверхности, находящаяся в соприкосновении, является случайной величиной и зависит

от чистоты обработки поверхности и контактного нажатия. Высота выступов также величина случайная, она описывается плотностью распределения. Удобнее всего ее описать плотностью распределения отклонений поверхности Δh относительно средней плоскости, характеризующей контактную поверхность.

Следовательно, при сближении двух поверхностей получается соприкосновение в отдельных случайно расположенных точках. Особый интерес представляет определение той площади, в пределах которой происходит соприкосновение, т. е. осуществляется контакт. Чтобы решить эту задачу, изобразим взаимное положение двух контактирующих поверхностей (рис. 3.23), где $m(h_1)$ — средняя плоскость первой поверхности; $m(h_2)$ — средняя плоскость второй поверхности; a , b' , c' — точки на контактирующих поверхностях.

Для определения площади соприкосновения с деформацией или без нее нужно найти плотность распределения для разности

$$\delta h = \Delta h_1 - \Delta h_2, \quad (3.1)$$

где Δh_1 — отклонение точек первой поверхности относительно средней плоскости; Δh_2 — отклонение точек второй поверхности, отсчитываемое от средней плоскости первой поверхности. Все точки, для которых $\delta h \leq 0$, будут точками контакта. Если плотность распределения $W(\Delta h)$ принята нормальной, то и плотность распределения $W(\delta h)$ также будет нормальной. Тогда для $W(\delta h)$ получим

$$W(\delta h) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} D^{1/2}(\delta h)} \exp \left[-\frac{(\delta h - \Delta m)^2}{2D(\delta h)} \right], \quad (3.2)$$

где Δm — расстояние между средними плоскостями, причем

$$D^{1/2}(\delta h) = \sqrt{2} D^{1/2}(\Delta h). \quad (3.3)$$

Плотности распределения $W(\Delta h_1)$, $W(\Delta h_2)$ и $W(\delta h)$ показаны на рис. 3.24.

По функции (3.2) легко найти вероятность соприкосновения. Для этого нужно проинтегрировать (3.2) в пределах от $-\infty$ до 0, т. е. от больших деформаций до соприкосновения. Эта вероятность соответствует площади, заштрихованной на рисунке.

Очевидно, что контактную поверхность S_k можно найти по поверхности соприкосновения и геометрической площади контак-

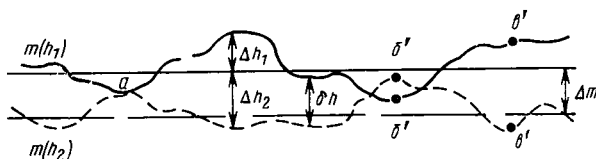


Рис. 3.23

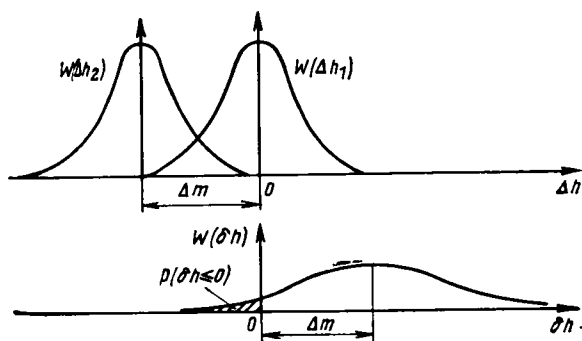


Рис. 3.24

та S_r :

$$S_k = S_r P(\delta h \leq 0). \quad (3.4)$$

Замена переменных в (3.2) позволяет получить выражение для площади контакта. Вероятность деформации величиной от δh до $\delta h + d\delta h$ равна $W(\delta h)d\delta h$. Площадь, находящаяся в таком состоянии

$$dS_{\delta h} = S_r W(\delta h) d\delta h. \quad (3.5)$$

Как известно из механики, деформация Δl может быть выражена через силу Q_k , длину l тела, подвергающегося деформации, площадь сечения S , модуль упругости E с помощью следующего соотношения

$$\Delta l/l = (1/E) (Q_k/S). \quad (3.6)$$

Для рассматриваемого случая, пользуясь выражением (3.6), можно записать

$$\delta h/h_b = (1/E) (dQ_{k\delta h}/dS_{\delta h}), \quad (3.7)$$

где $dQ_{k\delta h}$ — часть общей силы, приходящаяся на деформацию δh ; $dS_{\delta h}$ — площадь, подвергающаяся деформации с величиной δh ; h_b — высота выступов.

В результате преобразований получим

$$S_k \approx 2Q_k (h_b/D^{1/2}(\delta h)) (1/E). \quad (3.8)$$

Таким образом, площадь контактирования S_k определяется контактным нажатием Q_k , состоянием поверхности h_b и $D^{1/2}(\delta h)$ и свойством материала E . Этот вывод имеет важнейшее значение в теории контактов и определяет подход к их конструированию. Если геометрическая площадь увеличивается, то увеличивается количество высоких выступов. Поэтому приложенная сила вызовет деформацию более высоких выступов. Вероятность соприкосновения участков поверхности уменьшается. Если площадь уменьшить, то при том же нажатии будут со-

прикасаться и контактировать меньшие по высоте выступы, так как больших будет мало, и они будут деформированы. Поэтому поверхности сблизятся больше. Вероятность контактирования увеличивается. Следовательно, S_k мало изменяется при изменении S_T и определяется нажатием.

При больших усилиях получаются большие сближения. Тогда приведенные выше выражения не могут быть использованы. Этот случай требует отдельного рассмотрения, причем при таких нажатиях происходит значительная деформация выступов и быстрый износ контактов.

Контактное и переходное сопротивления электрических контактов. Сопротивление контакта больше суммы сопротивления двух контактирующих тел на значение переходного сопротивления контакта $R_{\text{п}}$, которое может быть значительным. Наличие сопротивления $R_{\text{п}}$ обусловлено: присутствием на поверхности металла тонких пассивирующих пленок, увеличивающих сопротивление на величину $R_{\text{пл}}$ (для благородных металлов этим сопротивлением можно пренебречь); прохождением тока по выступам, имеющим в сумме меньшую площадь поперечного сечения чем тело контакта, что увеличивает сопротивление на $R_{\text{в}}$; эффектом «стягивания», состоящим в том, что ток из одного металла в другой проходит в точках, редко расположенных на поверхности, в результате путь тока по проводнику усложняется. Поскольку путь тока удлиняется, сопротивление увеличивается на $R_{\text{ст}}$.

Таким образом, эквивалентную схему контактного сопротивления контакта можно представить на рис. 3.25, где $R_{\text{в1}}$ и $R_{\text{в2}}$ — сопротивления, обусловленные выступами на обеих поверхностях; и $R_{\text{ст1}}$, $R_{\text{ст2}}$ — сопротивления стягивания для обоих контактов пары; $R_{\text{к-д1}}$, $R_{\text{к-д2}}$ — сопротивление контакт-деталей ($R_{\text{к-д1}} + R_{\text{к-д2}} = R_{\text{к-д}}$); $R_{\text{пл}}$ — сопротивление, обусловленное пленками.

Сопротивления $R_{\text{в1}}$, $R_{\text{в2}}$, $R_{\text{ст1}}$, $R_{\text{ст2}}$, $R_{\text{пл}}$ соединены в каждой ветви последовательно. Их параллельное соединение составляет переходное сопротивление $R_{\text{п}}$. Оно определяется эффективной площадью контактирования и равно отношению падения напряжения на контактном переходе к току через этот переход. Контактное сопротивление $R_{\text{к}}$ равно сумме ($R_{\text{к-д}} + R_{\text{пл}}$). Точное определение переходного сопротивления вызывает много трудностей; ориентировочно $R_{\text{п}}$ можно вычислить по формуле

$$R_{\text{п}} \approx 0,12 \rho E h_{\text{в}} / Q_{\text{к}} (1 - \mu), \quad (3.9)$$

где ρ — удельное сопротивление материала контакт-детали, Ом·мм; E — модуль упругости, кгс/мм²; $Q_{\text{к}}$ — контактное нажатие, кгс; μ — коэффициент Пуассона; $h_{\text{в}}$ — высота выступов, мм.

В зависимости от приложенной силы изменяется количество соприкасающихся точек — параллельных цепей (штриховые линии на рис. 3.25). На надежность контактирования в основном влияет сопротивление $R_{\text{пл}}$ и контактное нажатие. Если усилие мало

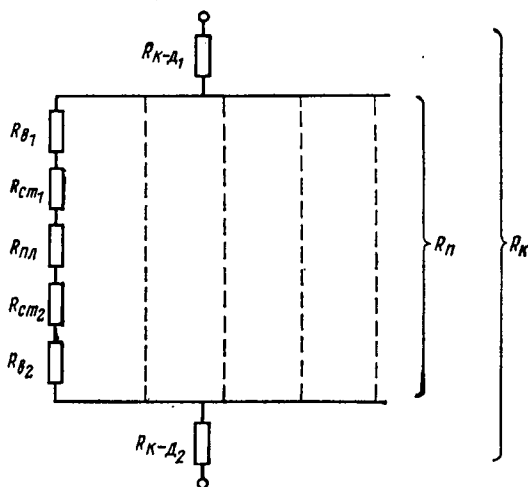


Рис. 3.25

или пленки прочные, то $R_{пл}$ велико. При небольшом нажатии точек соприкосновения мало. Поэтому R_{Π} может резко увеличиться и в цепи наступит разрыв. Чтобы этого не происходило, надо увеличивать нажатие. Но при больших нажатиях происходят большие деформации, следовательно, быстрый износ.

Минимальное значение контактного нажатия Q_k , достаточное для контакта, невелико (для золота 1 гс, для серебра 15 гс). При этом переходное сопротивление составляет, например, для золота, примерно, 30 мОм, для серебра — 3 мОм. Однако в контактных устройствах (переключателях) редко применяется такое нажатие, обычно оно больше. Это обусловлено несколькими причинами: контактное нажатие, создаваемое пружиной, имеет большие отклонения, поэтому среднее значение нажатия должно быть в несколько раз больше минимально допустимого (примерно в 3 раза); переходное сопротивление и, следовательно, Q_k являются ограничивающими факторами для увеличения максимального допустимого значения тока $I_{\max}$, зная которое можно найти допустимое переходное сопротивление, контактное нажатие и площадь контактов; во многих случаях важно не только значение переходного сопротивления, но и его стабильность. При малых Q_k включения сопровождаются различным расположением контактных точек, которое и обуславливает статическое изменение переходного сопротивления $\Delta R_{\text{пст}}$. С увеличением Q_k эта статическая нестабильность снижается.

Переходное сопротивление изменяется также при наличии механических воздействий. Это явление называется динамической нестабильностью. Изменения переходного сопротивления тем больше, чем меньше Q_k . На рис. 3.26 приведены экспериментальные кривые зависимостей динамической нестабильности (от-

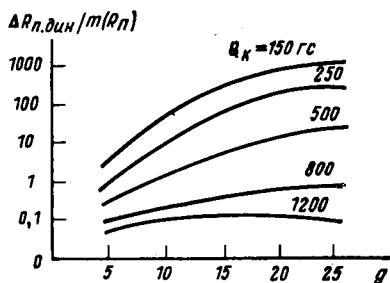


Рис. 3.26.

Если число разъединяемых пар большое, то суммарное усилие сочленения при увеличении контактного нажатия может оказаться значительным, при этом затрудняется выполнение сочленения и расчленения оператором.

Для каждой конструкции необходимо устанавливать оптимальное значение контактного нажатия и границы, в пределах которых допустимы его изменения под влиянием всех факторов. При этом основные трудности связаны не столько с созданием номинального нажатия, сколько с обеспечением его допустимого отклонения. Выбор номинального нажатия правильнее производить, используя методы вероятностной оптимизации.

3.5. ФИЗИКО-ХИМИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОНТАКТАХ

Материал контакт-деталей и влияние воздействий. На качество контакта влияют следующие факторы: физико-химическое состояние контактирующих поверхностей, т. е. наличие пленок, затрудняющих металлический контакт, и неровность поверхностей; процессы, происходящие при соединении, которые могут быть чисто механическими (при отсутствии тока); протекающий ток и количество выделяющегося тепла; процессы, происходящие в контакте при замыкании и размыкании при наличии токов и напряжений. Рассмотрим подробнее действие этих факторов.

Из-за наличия в окружающей среде кислорода, паров воды, различных примесей и при повышении температуры на поверхности металлов протекают электрохимические процессы и образуются пленки, свойства которых зависят от металла контакт-деталей.

Самыми распространенными элементами окружающей среды являются кислород и азот. Кислород очень быстро адсорбируется на поверхности любого металла, образуя тонкую одноатомную пленку, «сцепленную» с атомами металла. Атомы благородных металлов (золота, платины и др.) в обычных условиях химически не соединяются с кислородом.

ношение максимальных выбросов сопротивления к его среднему значению) для соединителя 2РМ18×7 при частоте 150 Гц от ускорения вибрации g . При конструировании следует учитывать, что с ростом контактного нажатия увеличиваются габариты элементов конструкции.

При увеличении контактного нажатия у врубающихся и вставных контактов увеличивается *усилие сочленения* (расчленения).

У других металлов, например, у серебра, в зависимости от температуры с той или иной скоростью происходит газовая коррозия и образуется пленка, чаще всего окисная, препятствующая дальнейшему проникновению кислорода вглубь металла и останавливающая процесс коррозии. Такие пленки обладают высоким сопротивлением и называются пассивирующими. Во многих случаях они не мешают прохождению тока, так как являются очень тонкими.

В некоторых конструкциях контактных устройств перед соединением эта пленка разрушается.

У ряда металлов, например, алюминия и меди, образуются рыхлые пленки, не препятствующие проникновению кислорода вглубь металла и являющиеся мономолекулярными. Они называются пленками потускнения или пленками побежалости. Их толщина может увеличиваться со временем в зависимости от температуры.

Повышение температуры способствует образованию пленок, однако, при достижении определенного ее уровня может произойти их разрушение. Например, на серебре при температуре 150 ... 200 °C пленка легко диссоциируется (разлагается). Этим обусловлена возможность пайки по серебру без флюса и ее высокое качество. На некоторых металлах пленки очень теплостойкие, например на алюминии пленка разрушается при температуре 3000 °C. Этим объясняются трудности пайки даже при использовании флюсов.

Пленки могут обладать разной механической прочностью в зависимости от металла. Они могут быть механически прочными, хрупкими (например, на алюминии) или эластичными (например, на меди). Это имеет большое значение для работы контактного устройства, так как определяет условия, при которых происходит разрушение пленок при соединении. Часто в окружающей среде содержатся газообразные фракции сернистых соединений, что приводит к образованию сульфидных пленок, отличающихся большой толщиной и прочностью. Пленки могут осаждаться на поверхности в связи с испарением органических соединений и диэлектриков, находящихся рядом с контактным устройством.

Обычно при попадании охлажденной аппаратуры в среду с повышенной температурой происходит конденсация паров воды на поверхность контактов и образование «ледяных» пленок. Эти пленки оказываются механически прочными, и их трудно разрушить при соединении контактов, что является причиной резкого недолговременного снижения надежности контактных устройств на время, пока аппаратура прогреется и пленки испарятся. Из-за наличия паров воды в окружающей среде происходит электрогальваническая коррозия и образуются коррозионные пленки. Прохождение токов через контактирующие металлические поверхности может быть обусловлено различным характером проводимости.

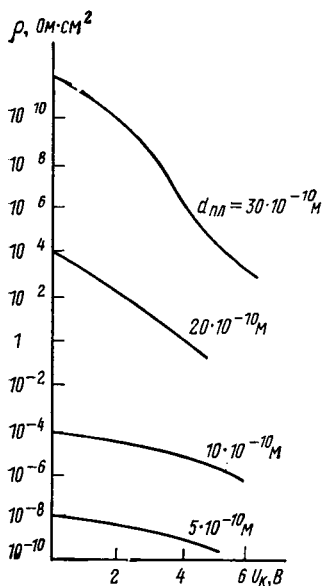


Рис. 3.27.

Металлическая проводимость наблюдается в тех точках, в которых вследствие трения или удара происходит разрушение всех пленок, а также при использовании благородных металлов, на которых пленки не образуются. В этом случае токи протекают при любых напряжениях.

Если металлы, в которых всегда существует высокая концентрация свободных электронов, разделены тонким слоем полупроводника или диэлектрика (пленками), то для перехода из одного металла в другой электроны должны преодолеть потенциальный барьер. Однако при достаточно тонких пленках могут возникнуть условия, при которых часть свободных электронов из одного металла переходит в другой вследствие так называемого *туннельного эффекта*. Согласно представлениям квантовой механики электрон может перейти из одного металла в другой, когда его энергия меньше высоты

потенциального барьера и если во втором металле есть свободный энергетический уровень с такой же энергией.

Туннельная проводимость играет существенную роль при тонких (пассивирующих) пленках и при малых токах (напряжениях). Для примера на рис. 3.27 дана зависимость удельного сопротивления ρ от толщины пленки $d_{пл}$ и подведенного к контакту устройству напряжения U_k для металлов с работой выхода 4 эВ.

Если имеют место тонкие пассивирующие пленки, наблюдается также проводимость, обусловленная *фриттинг-эффектом*, сущность которого состоит в том, что при наличии напряжения на контактах, разделенных тонкой пленкой, возникают высокие напряженности поля. Как известно, напряженность поля определяется из выражения

$$E = U/d_{пл}, \quad (3.10)$$

где $d_{пл}$ — толщина однородной пленки.

Например, при толщине пленки $(5 \dots 15) \cdot 10^{-10}$ м и напряжении 1 В напряженность поля составляет 10^7 В/см. При такой напряженности во многих точках возникает пробой диэлектрика, сопровождающийся расплавлением металла и образованием токопроводящих «мостиков». Из этого следует, что для надежной коммутации слаботочных цепей можно использовать контакты из благородных металлов, которые при обычных усло-

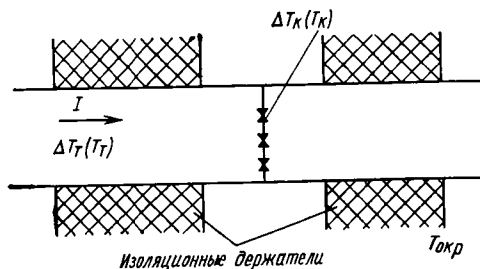


Рис. 3.28

виях не имеют пассивирующих пленок, или герметизировать контакты.

Металлы, которые покрываются пассивирующими пленками, особенно при высоких температурах, не могут быть использованы для маломощных контактов, но с успехом могут применяться в контактах, где коммутируются большие токи и напряжения. Металлы, покрываемые толстыми пленками, вообще не пригодны для осуществления надежного контакта. Как видно, требования к материалам тем жестче, чем меньше напряжение и ток, выше температура и больше загрязненность атмосферы. По изложенным причинам выбор материала контакт-деталей требует учета многих факторов и вызывает большие трудности.

Механический износ. Большое влияние на работу контактных устройств в отсутствие тока оказывает механический износ контактирующих поверхностей. Износ может быть абразивным в результате выработки поверхности из-за трения и усталости поверхностных слоев. Если для защиты контактных поверхностей от пленок контакты в некоторых конструкциях, рассчитанных на малое число соединений, покрываются коррозионно-стойкими металлами (серебро, золото, платина), то при многократном переключении контактов это покрытие разрушается.

Тепловые явления при контактировании. При протекании тока через контактное устройство в месте контакта происходит выделение тепловой энергии и перегрев контакта по сравнению с температурой окружающей среды [2].

Общая температура перегрева зависит от потерь в точках контактирования и в теле контакта при прохождении по нему тока, а также от температуры окружающей среды. Для иллюстрации на рис. 3.28 показана идеализированная конструкция контактного устройства, состоящего из двух цилиндрических контактов, соприкасающихся торцами. На рисунке видны две зоны перегрева, имеющие температуры перегрева ΔT_K в точках контактирования и ΔT_T в теле контакта. Температуру перегрева тела контакта ΔT_T относительно температуры окружающей среды $T_{окр}$ можно представить как сумму

$$\Delta T_T = \Delta T'_T + \Delta T''_T, \quad (3.11)$$

где $\Delta T'_T$ и $\Delta T''_T$ — температура перегрева тела контакта, обусловленная мощностью, выделяемой на переходном сопротивлении ($I^2 R_n$), и мощностью, выделяемой на сопротивлении тела контакта при прохождении по нему тока, соответственно. Вывод формулы для определения ΔT_T сложен. Поэтому, опуская его, приведем выражение, полученное Хольмом:

$$\Delta T_T = (I^2 / D_k) [R_n (\Delta T_k) / \sqrt{\pi \lambda_T k_T} + 4\rho / (\pi \cdot k_T D_k)]. \quad (3.12)$$

где k_T — коэффициент теплопередачи с поверхности цилиндра длиной 1 см; D_k — диаметр тела контакта; ρ — удельное электрическое сопротивление материала контакта; λ_T — его теплопроводность.

Расчет температуры перегрева ΔT_k также вызывает много трудностей из-за сложной конфигурации поверхности контактирования. Выражение для определения ΔT_k по Хольму:

$$\Delta T_k = I^2 R_n^2 / 8\rho \lambda_T. \quad (3.13)$$

Результирующая температура в точках контактирования

$$T_k = T_{окр} + \Delta T_T + \Delta T_k, \quad (3.14)$$

а в теле контакта

$$T_T = T_{окр} + \Delta T_T. \quad (3.15)$$

Пользуясь приведенными выше выражениями, можно рассчитать температуры T_k и T_T . Во многих случаях, особенно для контактных устройств сложной конфигурации, T_T и T_k определяются экспериментально.

Температуры T_k и T_T определяются током, протекающим по контактному устройству. Эти температуры не могут превышать определенных значений, что приводит к ограничению допустимого тока. Температура T_k ограничена тем, что при ее повышении активизируется процесс образования пленок. Допустимая температура тела контакта ограничена допустимой температурой для диэлектриков, используемых в конструкции. Например, для пластмассы $T_T < 80^\circ\text{C}$, для керамики $T_T < 200^\circ\text{C}$. В зависимости от конструкции контактного устройства и используемых материалов максимальный ток ограничивается T_k или T_T .

Процессы при размыкании и замыкании при наличии напряжений (токов). Наиболее сложные электрические и механические процессы в контактных устройствах возникают в динамическом режиме, когда соединение происходит при наличии токов и напряжений. При малых токах и напряжениях (порядка микровольт и микроампер) влиянием электрических процессов на работу контактного устройства можно пренебречь. Однако, когда коммутируемые токи и напряжения достаточно велики, они оказывают существенное влияние на работу контактных устройств.

Процесс замыкания происходит сравнительно просто. По мере

сближения контакт-деталей воздушные промежутки пробиваются напряжением, действующим в цепи. Этой пробой существенно не влияет на работу контактного устройства, кроме случаев коммутации высоких напряжений, так как контакты продолжают сближаться до соприкосновения.

Более сложные процессы происходят при размыкании контакт-деталей, и надежность контактов при частом размыкании ухудшается. При определенном соотношении между током и напряжением при размыкании возникает дуга, сопровождающаяся переносом металла с одной поверхности контакт-детали на другую и его потерей, появлением неровностей на поверхностях контактов и образованием пленок из-за высокой температуры. Это так называемая дуговая эрозия контактов.

Возникновение дуги определяется тем, что при разведении контакт-деталей возникает значительная напряженность электрического поля. В результате происходит образование дуги, которая не исчезает и при дальнейшем раздвижении контактов в результате сильной ионизации. Условия образования дуги зависят от многих факторов: металла контакт-деталей, значений напряжений и токов, состава окружающей среды, состояния контактирующих поверхностей, наличия емкостей и индуктивностей в электрической цепи. Загрязнение окружающей среды и наличие индуктивностей в цепи облегчают возникновение дуги и ухудшают работу контактного устройства.

Характеристики дугообразования для незагрязненной окружающей среды, чистых поверхностей и при отсутствии индуктивностей и емкостей в цепи известны. В первом приближении справедливо выражение для условия дугообразования:

$$(U - U_d)(I - I_d) \geq k_d, \quad (3.16)$$

где U_d и I_d — минимальные значения напряжения и тока дуги; U и I — напряжение и ток в цепи; k_d — коэффициент, зависящий от скрытой теплоты испарения контактов.

На рис. 3.29 показаны области образования дуги для некоторых металлов. Обычно $U_d = 8 \dots 25$ В, $I_d = 0,5 \dots 1,3$ А. Так, например, для серебра $U_d = 8$ В, $I_d = 0,9$ А; для золота $U_d = 25$ В, $I_d = 0,5$ А; для меди $U_d = 25$ В, $I_d = 1,3$ А. Эти значения указывают границы, в пределах которых следует учитывать явление дуговой эрозии.

Если ток и напряжение в цепи меньше U_d и I_d , то дуга не образуется, когда в цепи нет индуктивности. Если в цепи есть индуктивность, то после резкого изменения тока, связанного с размыканием, на ней создается большое напряжение $U_{к.разм}$, которое практически оказывается приложенным к размыкаемому промежутку. Поскольку $U_{к.разм} > U_p$, то происходит пробой воздушного промежутка между контакт-детальями. Чем больше коммутируемый ток и индуктивность, тем легче возникает дуга. Очевидно, что этот эффект не наблюдается в соеди-

Таблица 3.1

Металл	$U_{пл}, В$	$T_{пл}, ^\circ C$
Платина	0,65	1773
Серебро	0,35	960
Золото	0,45	1063

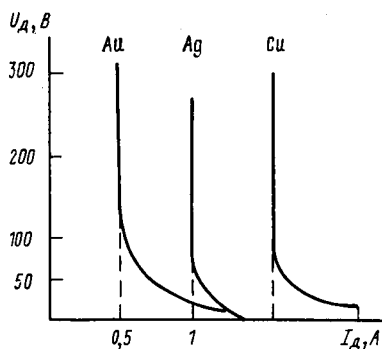


Рис. 3.29

нителях, которые сочленяются и расчленяются в нерабочем состоянии аппаратуры.

При малых токах и напряжениях при размыкании не образуется дуги, но происходит мостиковая эрозия. Из-за шероховатости поверхности при размыкании контактов все больше и больше контактных точек перестает контактировать. При этом возрастает переходное сопротивление и падение напряжения на нем, а плотность тока в точках контактирования достигает $1000 А/см^2$. Мощность, выделяемая в контакте, резко увеличивается и рассеивается в нескольких точках, где металл начинает плавиться. Контактующие поверхности продолжают расходиться, металл «тянется» до тех пор, пока механически не разрушается. На поверхности остаются «столбики», которые из-за повышенной температуры окисляются. Постепенно поверхность разрушается. Для каждого металла характерно определенное напряжение, при котором наблюдается плавление при размыкании. Значения напряжений и температур плавления для некоторых металлов приведены в табл. 3.1. Напряжение меньше 0,3 В практически не создает условий для мостиковой эрозии.

3.6. АНАЛИЗ ТОЧНОСТИ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОРАДИОЭЛЕМЕНТОВ НА ПРИМЕРЕ КОНТАКТНОГО НАЖАТИЯ. НАДЕЖНОСТЬ КОНТАКТНЫХ УСТРОЙСТВ

Методика анализа точности параметров ЭРЭ. Оценивая конструкцию любого контактного устройства, необходимо определить те отклонения контактного нажатия, которые для него характерны. Это можно сделать, осуществив статистические испытания с большим количеством изготовленных контактных устройств. Обработка результатов этих испытаний позволит получить плотность распределения, среднее значение и среднеквадратическое отклонение контактного нажатия. Для уменьшения затрат це-

лесообразно оценить вероятностные характеристики контактного нажатия на этапе расчета и разработки контактного устройства с тем, чтобы можно было внести заранее необходимые изменения в конструкцию.

Из анализа конструкции и технологии изготовления деталей, входящих в состав устройства, из технических условий и ГОСТов на материалы можно найти вероятностное описание геометрических размеров и характеристик материала пружины, влияющих на контактное нажатие. По аналитической зависимости контактного нажатия от параметров пружины и конструкции может быть осуществлен его вероятностный анализ с использованием приближенного аналитического метода.

Поскольку анализ отклонений параметров представляет интерес для многих ЭРЭ, рассмотрим этот вопрос в общем виде [2]. Положим, что известна функция распределения выходного параметра y , являющегося функцией нескольких переменных:

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_n). \quad (3.17)$$

Наиболее распространенный приближенный метод основан на разложении функций в степенной ряд. Пользуясь правилами вычисления среднего, после разложения функции в ряд получаем

$$m(y) = f[m(x_1), m(x_2), \dots, m(x_n)] + \frac{1}{2} \sum_i k_{ii} D(x_i) + \\ + \sum_{i < j} k_{ij} D^{1/2}(x_i) D^{1/2}(x_j) r_{ij}, \quad (3.18)$$

где

$$\text{где } k_{ii} = \frac{\partial^2 y}{\partial x_i^2} \Big|_{x_i = m(x_i)}; \\ k_{ij} = \frac{\partial^2 y}{\partial x_i \partial x_j} \Big|_{\substack{x_i = m(x_i) \\ x_j = m(x_j)}}$$

Полагая, что зависимость (3.18) имеет слабо выраженную нелинейность ($k_{ii} \rightarrow 0$) и отсутствует корреляция ($r_{ij} \rightarrow 0$), можем записать

$$m(y) = f[m(x_1), m(x_2) \dots m(x_n)]. \quad (3.19)$$

Пользуясь правилами вычисления дисперсии для суммы коррелированных случайных величин и ограничиваясь одним членом разложения, получаем

$$D(y) = \sum_i k_i^2 D(x_i) + 2 \sum k_i k_j r_{ij} D^{1/2}(x_i) D^{1/2}(x_j). \quad (3.20)$$

Если корреляция отсутствует, то

$$D(y) = \sum_i k_i^2 D(x_i), \quad (3.21)$$

$$\text{где } k_i = \frac{\partial y}{\partial x_i} \Big|_{x_i = m(x_i)}.$$

При исследовании относительных дисперсий удобно применять уравнение погрешностей

$$\frac{\Delta y}{y} \approx \sum_i k_i \frac{x_{i0}}{y_0} \frac{\Delta x}{x_{i0}}. \quad (3.22)$$

Тогда для относительного среднеквадратического отклонения получим

$$\frac{D^{1/2}(y)}{m(y)} \approx \sum_i k_i \frac{m(x_i)}{m(y)} \frac{D^{1/2}(x_i)}{m(x_i)} \approx \sum_i k_{i \text{ отн}} \frac{D^{1/2}(x_i)}{m(x_i)}, \quad (3.23)$$

где $k_{i \text{ отн}}$ — коэффициент чувствительности (влияния) для относительных отклонений, равный $k_i(m(x_i)/m(y))$.

Таким образом, с помощью выражений (3.18) и (3.20) можно получить числовые характеристики выходного параметра при любом виде функциональной зависимости. Обычно использование этого метода рекомендуется при

$$D^{1/2}(x_i)/m(x_i) < 0,1 \dots 0,2. \quad (3.24)$$

Следует также отметить, что в результате расчета могут быть получены только числовые характеристики выходного параметра, дающие представление о среднем значении и об отклонениях от него. Данных о плотности распределения параметра y этот метод не дает, а ее необходимо знать в тех случаях, когда требуется найти вероятность того, что параметр находится в определенных (заданных) пределах, или когда нужно установить допуски на параметр по заданной вероятности его обеспечения.

Во многих случаях исходят из того, что выходной параметр получается в результате суммирования большего количества величин, предполагают, что плотность распределения y близка к нормальной. Это позволяет по известному среднеквадратическому отклонению, математическому ожиданию и пределам изменения выходного параметра находить вероятность, используя табулированные интегралы. Рассмотренная методика будет применяться в последующем при анализе точности и отклонений параметров ЭРЭ и УФЭ.

Отклонение и точность контактного нажатия. Применим приведенную методику для определения отклонений контактного нажатия [2]. Из курса механики известно, что значение контактного нажатия для плоской пружины определяется выражением

$$Q_k = f b h^3 E / 4 l_p^3, \quad (3.25)$$

где f — ход пружины; h — толщина; b — ширина; l_p — рабочая длина пружины; E — модуль упругости материала.

Аналогичный вид будут иметь функциональные зависимости для контактного нажатия и при других конструкциях пружин.

Такие зависимости в общем виде имеют вид

$$y = \prod_{i=1}^n x_i^{k_i}. \quad (3.26)$$

При этом получение относительных коэффициентов влияния упрощается. Известно, что $k_{\text{юти}} = k_i$,

$$m(y) \approx \prod_{i=1}^n m^{k_i}(x_i). \quad (3.27)$$

Аналогично из (3.23) получим

$$\frac{D(y)}{m^2(y)} = \sum_{i=1}^n k_i^2 \frac{D(x_i)}{m^2(x_i)}. \quad (3.28)$$

Применим полученные основные закономерности, описывающие случайную величину y , к решению задачи анализа точности контактного нажатия:

$$m(Q_k) \approx m(f) m(b) m^3(h) m(E) / 4m^3(l_p); \quad (3.29)$$

$$\frac{D(Q_k)}{m^2(Q_k)} = \left[\frac{D(f)}{m^2(f)} + \frac{D(b)}{m^2(b)} + 9 \frac{D(h)}{m^2(h)} + \frac{D(E)}{m^2(E)} + 9 \frac{D(l_p)}{m^2(l_p)} \right]. \quad (3.30)$$

Вероятностное описание для b , l и f задается допусками на изготовление деталей, т. е. технологией изготовления и конструкцией, для h и E — сортаментом материала, т. е. технологией изготовления лент для пружины.

Виды отказов. В связи с наличием отклонений в контактном нажатии и изменении состояния поверхности могут наблюдаться отказы. Отказы в контактных устройствах могут быть следующих видов:

1) внезапные (поломка); для правильно сконструированного устройства они большого значения не имеют, кроме случаев работы при значительных механических воздействиях;

2) с устойчивым нарушением контакта, что может иметь место при значительном уменьшении контактного нажатия, сильной коррозии поверхности контактного материала в результате влияния агрессивной среды, при сильно выраженной эрозии и таком нарушении регулировки механизма, осуществляющего движение, при котором не происходит соприкосновения контакт-деталей. Такие отказы встречаются сравнительно редко;

3) перемежающиеся, когда они только при отдельных соединениях (переключениях) нарушаются полностью или осуществляются с большим переходным сопротивлением. Этот вид отказа предшествует, как правило, полному (устойчивому) отказу контактного устройства и имеет большое значение, так как даже один отказ на тысячу переключений сказывается на надежности всей аппаратуры.

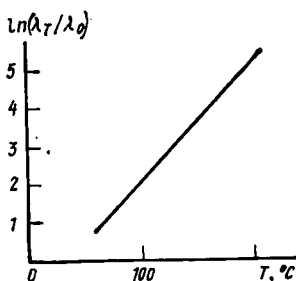


Рис. 3.30

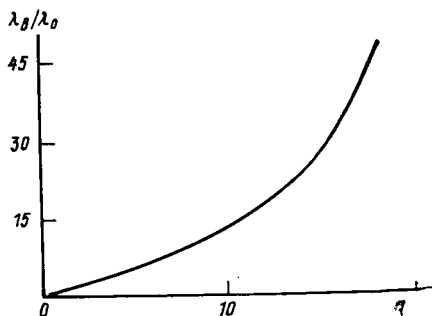


Рис. 3.31

В отличие от других элементов РЭА на надежность контактных устройств часто влияет не просто время и условия работы, а количество переключений, которое во многих случаях за заданный интервал времени регламентировать сложно, так как оно (количество) определяется особенностями аппаратуры, в которой используется контактное устройство.

Количество переключений, на которое рассчитано контактное устройство, иногда оговаривается. Оно меняется от 100 ... 300 для приборных соединителей до нескольких миллионов для некоторых типов реле и до 100 млн. для герконов. Так как часто неизвестно, за какое время будет осуществлено оговоренное количество переключений, понятие среднего времени до отказа не всегда может быть применимо. Можно отметить два характерных случая соотношения между количеством переключений и временем функционирования.

Длительная работа контактного устройства без разъединения или с редким соединением и разъединением. Старение происходит из-за образования пленок, усталостных изменений в пружинах, приводящих к уменьшению Q_k . Отказы обычно происходят в результате механических воздействий или резкого изменения температуры. В этом случае с некоторой условностью можно пользоваться λ -характеристиками с учетом их изменения при внешних воздействиях. На рис. 3.30 дан пример зависимости $\ln(\lambda_T/\lambda_0)$ от температуры, где λ_0 — интенсивность отказов при номинальных условиях. На рис. 3.31 приведена зависимость λ_g/λ_0 от механических воздействий, характеризуемых ускорением свободного падения g . Такой ход зависимостей может быть объяснен тем, что в статическом положении контактирующие поверхности плотно прилегают друг к другу, не подвергаясь коррозии, и наблюдается устойчивый контакт. При наличии механических воздействий и изменении температуры имеют место механические деформации и относительное перемещение контактных деталей, изменяются условия, при которых происходит контакт. В результате он может нарушиться.

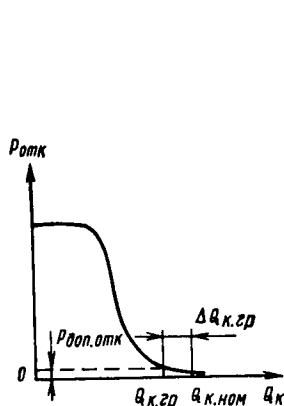


Рис. 3.32

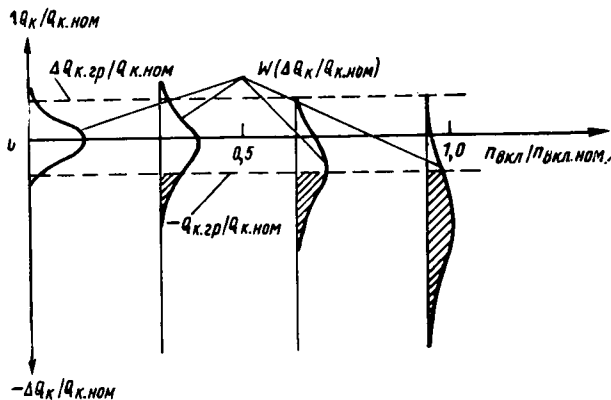


Рис. 3.33

Частое переключение контактных устройств. Основное влияние на надежность оказывает износ. Поток отказов существенно отличается от пуассоновского и применение постоянных λ -характеристик дает искаженное представление о надежности.

Для описания свойств контакт-деталей при длительном функционировании принято использовать граничное контактное нажатие ($Q_{к.гр}$) или граничное переходное сопротивление ($R_{п.гр}$), которое с ним связано, и определять условия их достижения в зависимости от времени и количества включений. При этом имеется в виду, что может быть установлено граничное значение $Q_{к.гр}$ или $R_{п.гр}$, при котором контакт обеспечивается с достаточной вероятностью.

Для установления $R_{п.гр}$ или $Q_{к.гр}$, а также допустимых отклонений контактного нажатия $\Delta Q_{к.гр}$ и переходного сопротивления $\Delta R_{п.гр}$ необходимо выполнить эксперимент, из которого при определенных значениях нажатия и значительном числе переключений для большого количества контакт-деталей находится вероятность ухудшения сопротивления и отказа контакта.

На рис. 3.32 показана зависимость вероятности отказа $P_{отк}$ от контактного нажатия. Значение $\Delta Q_{к.гр} = Q_{к.ном} - Q_{к.гр}$ (где $Q_{к.ном}$ — одно из возможных значений номинального контактного нажатия) определяются допустимой для определенных условий вероятностью отказа $P_{доп.отк}$, которая для качественных контактных устройств должна составлять не более $10^{-3} \dots 10^{-5}$.

Для иллюстрации процесса старения, характеризующего работу контакт-деталей при длительном функционировании, которое приводит к зависимости вероятности отказа от числа включений, на рис. 3.33 приведены плотности распределения для отклонений контактного нажатия при разном числе включений $n_{вкл.}$, отнесенном к номинально допустимому числу включений $n_{вкл.ном.}$. Из рис. 3.33 следует, что плотность распределения кон-

тактного нажатия при увеличении числа переключений изменяется, уменьшается среднее значение нажатия. Соответственно среднее значение переходного сопротивления должно увеличиваться. Кроме того, происходит увеличение отклонений как контактного нажатия, так и переходного сопротивления. В связи с этим вероятность того, что не будет обеспечено граничное значение контактного нажатия и переходного сопротивления, постепенно увеличивается с ростом числа переключений. На рис. 3.33 эта вероятность соответствует площади заштрихованных участков.

Таким образом, закономерности, характеризующие работу контактного устройства при длительном функционировании, значительно сложнее, чем для других элементов РЭА как в отношении вероятности их правильного функционирования, так и продолжительности их работы. Это объясняет те трудности, с которыми сталкивается конструктор при применении контактных устройств в РЭА, а также при разработке, испытаниях и производстве контактных устройств, от которых требуется высокая надежность.

3.7. ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУИРОВАНИЯ КОНТАКТНЫХ УСТРОЙСТВ

Факторы, определяющие конструкцию. При конструировании контактного устройства следует обратить внимание на материалы контакт-деталей или их покрытий. Они должны быть выбраны в зависимости от заданных электрических и конструкторских параметров — переходного сопротивления R_n , тока I , напряжения U , числа переключений, надежности, массы и габаритов, температуры окружающей среды, влажности, радиации, механических воздействий; допустимых значений паразитных емкостей и индуктивностей; значений контактного нажатия и его допустимых отклонений; обеспечения заданного контактного нажатия и его стабильности, материала упругих элементов конструкций; обеспечения перемещения и фиксации подвижных элементов, обеспечения защиты от внешних воздействий; общей компоновки конструкции, предусматривающей взаимную увязку элементов перемещения, упругости, контактирования, теплоотвода, защиты от внешних воздействий и допустимого значения паразитных параметров.

Основной трудностью при конструировании контактных устройств является противоречие между требованиями уменьшения габаритов и повышения надежности, с одной стороны, и повышения требований к точности изготовления деталей конструкции и точности соблюдения параметров материалов — с другой. Рассмотрим контактные устройства, работающие на разных принципах.

Стыковые контакты. Вопросы выбора материала контакт-деталей и значений контактного нажатия уже были изложены. Рассмотрим вопрос выбора конструкции, обеспечивающей заданное

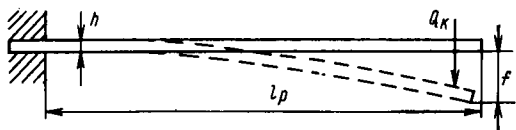


Рис. 3.34

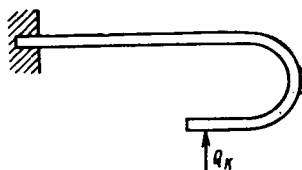


Рис. 3.35

контактное нажатие, перемещение и фиксацию в стыковых контактах.

Точность контактного нажатия обуславливается деформацией пружины, зависящей от конструкции, поскольку проще выдерживать с высокой точностью геометрические размеры, определяющие деформацию, чем нормировать усилие, поступающее извне при соединении контактов. Некоторые особенности в этом отношении имеют герконы, у которых на контактное нажатие влияет внешнее магнитное поле, однако в конструкции также используются пружины.

Полагая, что в контактных устройствах применяют упругие пружины, определим основные факторы, влияющие на значение нажатия. В простейшем случае упругие элементы имеют вид плоской пружины, показанной на рис. 3.34; тогда $Q_k = f b h^3 E / 4 l_p^3$.

Если ход пружины f ограничен конструкцией, то значение Q_k не зависит от внешних сил, а зависит только от конструкции, в том числе от материала пружины. Для других видов пружин, например для изображенной на рис. 3.35, зависимость контактного нажатия от конструкции и материала более сложная. Однако общие закономерности, определяющие это нажатие, остаются близкими, поэтому в последующем будем анализировать зависимость (3.25) для простейшего случая (см. рис. 3.34). Уравнение (3.25) справедливо только при изменении хода пружины f в определенных пределах. При увеличении f происходят такие деформации во внешних и внутренних слоях пружины, которые могут выходить за пределы упругости, что приводит к резкому изменению нажатия. Допустимый ход, очевидно, зависит от длины пружины l_p и ее толщины h . Однако удобнее вначале определить максимальное допустимое нажатие, а не ход. Известно, что

$$Q_{kmax} = b h^2 R_{изг} / 6 l_p, \quad (3.31)$$

где Q_{kmax} — максимальное нажатие, которое может развить пружина в пределах упругих деформаций; $R_{изг}$ — допустимое напряжение на изгиб.

Использував формулу для определения Q_{kmax} , можно получить выражение для максимальной деформации пружины, при которой не происходит остаточных деформаций:

$$f_{max} = (2/3) (l_p^2 R_{изг} / h E). \quad (3.32)$$

Как видно, максимальная допустимая деформация пропорциональна длине l_p (в квадрате), допустимому напряжению на изгиб $R_{изг}$ и обратно пропорциональна толщине пружины h и модулю упругости E . Однако приближение f к f_{max} нежелательно, так как при этом увеличивается усталостность пружины, т. е. происходит потеря упругих свойств при большом количестве переключений.

Из (3.31) видно, что для увеличения контактного нажатия, казалось бы, следует использовать короткие и толстые, т. е. жесткие пружины — при этом уменьшаются габариты конструкции. Однако на практике стремятся к увеличению размеров пружины, которые и являются одним из основных факторов, тормозящих миниатюризацию контактных устройств. Определяется это тем, что все результаты получены в предположении, что деформация или ход пружины выполняется абсолютно точно. Реально эта величина непостоянна и имеет большие отклонения, обусловленные неточностью выполнения деталей и отклонениями начальной деформации пружины.

Рассмотрим теперь требования к пружинам, которые вытекают из предположения о наличии погрешности в отклонении пружины Δf . Очевидно, что отклонение Δf приведет к приращению контактного нажатия ΔQ_k :

$$\Delta Q_k = Ebh^3 \Delta f / 4l_p^3. \quad (3.33)$$

Относительное изменение контактного нажатия

$$\Delta Q_k / Q_{kmax} = (6E / 4R_{изг}) (h / l_p^2) \Delta f. \quad (3.34)$$

Следовательно, при данной неточности в деформации пружины усилия будут выдерживаться с тем большей точностью, чем тоньше и длиннее пружины. Это и определяет тенденцию к увеличению размеров пружины, а, следовательно, размеров конструкции контактных устройств. Следует отметить, что из-за отклонений хода может быть превышен предел упругости. Поэтому большое значение имеет выбор материалов с широкой зоной (областью) упругой деформации. Для малогабаритных контактных устройств следует использовать высококачественные пружины из бронзы.

Сказанное выше особенно существенно при серийном производстве, при котором трудно обеспечить малое значение Δf , определяемое точностью технологических процессов при изготовлении деталей. В настоящее время произошло значительное уменьшение габаритов реле, кнопок, переключателей и соединителей. Дальнейшее улучшение их качества требует перехода к технологическим процессам, характерным для изготовления точных механизмов.

На рис. 3.36 представлен пример стыкового контакта. Ход пружины f , создающий нажатие, определяется выражением

$$f = f_{дв} - f_{зав}. \quad (3.35)$$

Нажатие осуществляется верхней пружиной под действием внешней силы $Q_{вн}$. Очевидно, что нажатие не зависит от $Q_{вн}$ при условии, что $Q_{вн} > Q_k$. Практически силу $\alpha_{вн}$ всегда берут с запасом. Деформация пружины или ход f должны быть предусмотрены конструкцией, чтобы обеспечить требуемое нажатие. Однако из рис. 3.36 видно, что значение f не может быть выдержано точно. Действительно, размеры деталей $h_{и31}$, $h_{и32}$, $h_{к1}$, $h_{к2}$, h_1 , h_2 и параллель-

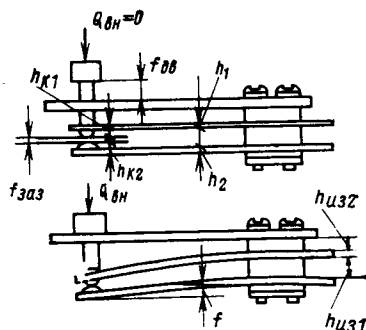


Рис. 3.36

ность изоляционных прокладок имеют отклонения при изготовлении. Зная класс точности, по которому изготавливаются эти детали, можно рассчитать отклонения хода пружины.

Вставные и врубные контакты. Соединение контакт-деталей можно осуществить двумя различными способами. При первом, который рассмотрен выше, происходит прижатие контактов (стыковые контакты) и внешняя сила, управляющая перемещением упругих элементов, создающих нажатие, должна несколько превышать контактное нажатие. При втором соединении происходит в результате бокового или продольного движения контактов (врубной или вставной). В этом случае внешняя сила вызывает деформацию упругих элементов в результате движения: штыря или ножа.

Достоинство вставных и врубных контактов состоит в том, что при осуществлении соединения контакт-деталей происходит «зачистка» — разрушение пленок, что способствует улучшению качества и увеличению надежности контакта. Но использование таких контактов приводит к тому, что при соединении контакт-деталей и обеспечении Q_k приходится прикладывать дополнительные усилия для преодоления трения. Поэтому такие контакты применяются в коммутационных устройствах с ручным управлением и в соединителях [30].

На рис. 3.37,а представлена схема конструкции врубающего контакта. В этом случае нажатие также осуществляется пружиной, поэтому оно относительно стабильно и не зависит от силы, вызывающей движение контакт-деталей. Однако движение в этом случае связано с преодолением силы трения. Рассмотрим, как в этом случае обеспечивается движение. Разложив силу $Q_{вн}$ на нормальную $Q_{вн.н}$ и касательную $Q_{вн.кас}$ составляющие, можно записать условия начала движения:

$$Q_{вн.н} k_{тр} < Q_{вн.кас}; \quad (3.36)$$

$$Q_{вн.н} \approx Q_{вн} \sin \alpha; \quad (3.37)$$

$$k_{тр} Q_{вн} \sin \alpha < Q_{вн} \cos \alpha; \quad (3.38)$$

$$Q_{вн.кас} = Q_{вн} \cos \alpha, \quad (3.39)$$

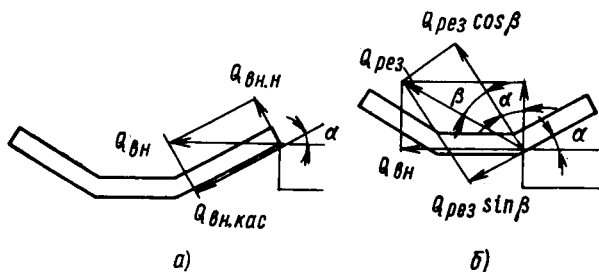


Рис. 3.37

где $k_{тр}$ — коэффициент трения. Движение начнется, если

$$k_{тр} \leq \operatorname{ctg} \alpha. \quad (3.40)$$

Следовательно, $\operatorname{ctg} \alpha$ должен быть больше $k_{тр}$, т. е. угол α не может быть больше определенного значения

$$\alpha_{max} \leq \arccos k_{тр}. \quad (3.41)$$

Если соблюдаются (3.41), то приложение внешней силы вызовет движение ножа и отгиб пружины. Но как только пружина отогнется, возникнет сила, препятствующая движению. Чем больше отгибается пружина, тем больше эта сила и тем больше должна быть внешняя сила. Ее наибольшее значение будет в том положении, которое изображено на рис. 3.37, б. Сила, вызванная отгибом пружины, практически равна нажатию Q_k . Совместно с $Q_{вн}$ она образует результирующую силу $Q_{рез}$. Дальнейшее движение возможно при условии, что

$$Q_{рез} \cdot \sin \beta > Q_{рез} \cdot \cos \beta \cdot k_{тр}, \quad (3.42)$$

откуда

$$\beta > \arccos k_{тр}. \quad (3.43)$$

Выразим теперь β через Q_k , α и $Q_{вн}$. Очевидно, что $\operatorname{tg}(\alpha + \beta) = Q_{вн}/Q_k$; $\beta = \arccos \operatorname{tg}(Q_{вн}/Q_k) - \alpha$;

$$\arccos \operatorname{tg}(Q_{вн}/Q_k) < \arccos k_{тр} + \alpha. \quad (3.44)$$

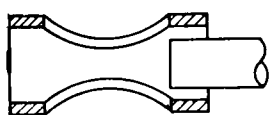
Таким образом, как и следовало ожидать, чем больше коэффициент трения и угол α , тем больше должна быть сила $Q_{вн}$ по сравнению с Q_k . При $k_{тр} < 1$ можно приближенно записать

$$\arccos \operatorname{tg}(Q_{вн}/Q_k) > k_{тр} + \alpha \quad (3.45)$$

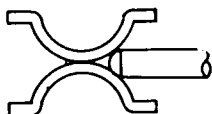
или

$$Q_{вн}/Q_k > \operatorname{tg}(k_{тр} + \alpha). \quad (3.46)$$

Таким образом, в тех случаях, когда $(\alpha + k_{тр}) > 1$, сила $Q_{вн}$, обеспечивающая движение, должна быть больше Q_k , причем, поскольку $k_{тр}$ может иметь большие отклонения из-за неровностей поверхности, «задилов» и ограниченного применения смазки, часто создаются условия, когда требуется, чтобы $Q_{вн} \gg Q_k$.



а)



б)

Рис. 3.38



Рис. 3.39

Действительно, при $\alpha + k_{\text{тр}} \rightarrow \pi/2$ и $\text{tg}(\pi/2) \rightarrow \infty$ движение невозможно.

Для уменьшения $Q_{\text{вн}}$ в конструкции часто предусматривается возможность уменьшения угла α по мере движения контакт-деталей. Для примера на рис. 3.38,а показана конструкция, состоящая из гнезда и штыря в соединителях, а на рис. 3.38,б — из пружины контакта и ножа в переключателях. При выходе контакт-детали на горизонтальную часть, т. е. при $\alpha \rightarrow 0$, $Q_{\text{вн}} > Q_{\text{кктр}}$ и движение происходит при значительно меньшем усилии, чем при врубании. На рис. 3.39 показано изменение требуемого усилия в зависимости от перемещения ножа или штыря в процессе «врубания» для конструкции рис. 3.37 (кривая 1) и рис. 3.38 (кривая 2).

В этих конструкциях происходит трение контактирующих поверхностей. При наличии трения может происходить удаление с поверхности пленок, затрудняющих контакт. Однако трение вызывает механический износ контакт-деталей, что особенно важно учитывать при многократных переключениях. Широко употребляемая для уменьшения трения смазка способствует созданию пленок и, кроме того, при пониженной температуре слой смазки превращается в механически твердую пленку, нарушающую контакт. Поэтому в контактных устройствах может быть использована только специальная проводящая смазка (например, графитовая), нанесенная очень тонким слоем.

Защита от внешних воздействий. Важнейшим вопросом, который приходится решать при конструировании контактных устройств, является вопрос обеспечения защиты от внешних воздействий. Особенно уязвимыми для них являются контактирующие поверхности. Опыт показывает, что для врубающихся и вставных контактов, у которых разрушаются поверхностные пленки, достаточно принять такие меры, которые исключают коррозию и механические повреждения, т. е. можно, например, использовать для контакт-деталей такой металл как серебро.

Значительно сложнее решается вопрос защиты от внешних воздействий электромагнитных реле, которые управляются электромагнитными механизмами, и герконов, управляемых магнитным полем. В этих устройствах используются стыковые контакты. Если они предназначены для длительной работы с большим

количеством включений и выключений и при малых токах и на-пряжениях, то даже применение благородных металлов при отсутствии герметизации может не обеспечить высокую надежность. Поэтому для электромагнитных реле часто применяют герметичные кожухи, что, однако, не решает полностью задачи защиты от внешних воздействий. Поскольку в герметичном объеме находятся изоляционные материалы, которые могут испаряться, и трущиеся детали электромеханизмов, то контакт-дета-ль даже из благородного металла подвержена загрязнению, на ней образуются пленки и контакт нарушается [28].

Большим достижением в развитии контактных устройств со-стыковыми контактами, надежно работающих в условиях внеш-них воздействий, явилось создание герконов. Конструкция про-стейшего геркона приведена на рис. 3.40, на котором 1 — колба из стекла; 2 — впаянные в колбу упругие пружины из материала с высокой магнитной проницаемостью; 3 — слой золота на кон-цах пружины, через который осуществляется контакт; 4 — маг-нитные силовые линии. Благодаря соответствующей установке пружин при впайвании их в колбу между ними обеспечивается зазор [27].

Если поместить такое устройство в магнитное поле, которое свободно проникает через стеклянную колбу, то происходит на-магничивание пружин и возникает сила, сближающая их. При определенной напряженности магнитного поля контакты при-жимаются друг к другу с силой, которая определяется напря-женностью магнитного поля, свойствами пружины и зазорами между контактами в отсутствие магнитного поля. В таких кон-тактных устройствах нет трущихся частей, изоляционных про-кладок, и поэтому они оказываются наиболее надежными. Маг-нитоуправляемые контактные устройства могут работать как на размыкание, так и на переключение. Их характеристики при-ведены в справочниках [27].

Компоновка контактных устройств и примеры конструкций. При создании контактного устройства в целом конструктор должен решить ряд вопросов по взаимному согласованию всех требова-ний — к электрическим параметрам и параметрам конструкции. Эту задачу можно назвать компоновкой. Основная задача компо-новки — расположить отдельные элементы конструкции в про-странстве так, чтобы их размеры соответствовали требованиям, вытекающим из решения частных задач (нажатие, перемещение, защита от воздействий) и, в то же время, чтобы общие габа-риты были минимальными, обеспечивалось удобное выполнение сборки, конструкция имела бы необходимую механическую проч-ность, удобное крепление в аппаратуре, надежное электрическое соединение при монтаже с минимальным воздействием процесса пайки на свойства пружины и контактов. Как видно, этот ком-плекс вопросов разнообразен, и задача компоновки сложна. Для приборных соединителей основой конструкции являются гнездо и штырь. На рис. 3.41 дан чертеж штыря для одного

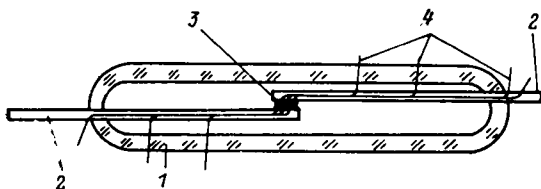


Рис. 3.40

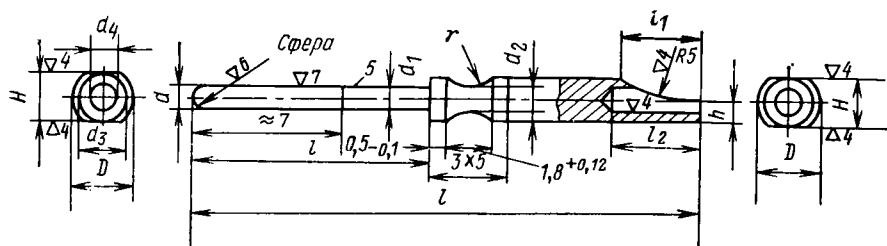


Рис. 3.41

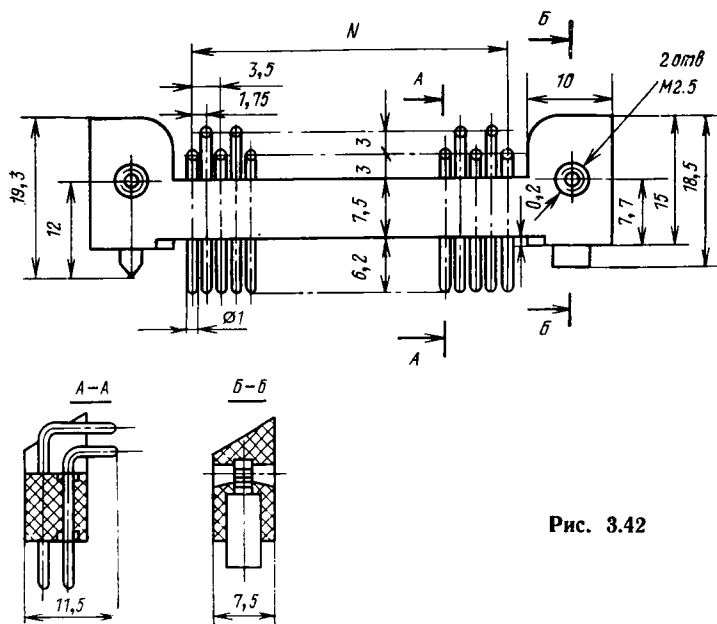


Рис. 3.42

из вариантов гиперболоидной контактной пары. На рис. 3.42 представлен чертеж вилки штепсельного гиперболоидного соединителя на 31 контакт для печатных плат. Пример схемы реле с герконами для коммутации двух цепей приведен на рис. 3.43, где 1 — магнитоуправляемые контактные элементы; 2 — изоляционные основания, в которых укреплены магнитоуправляемые

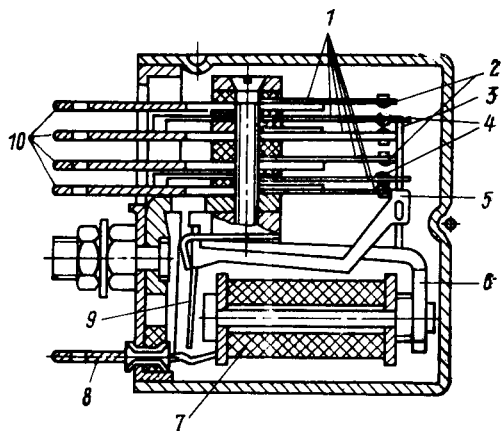
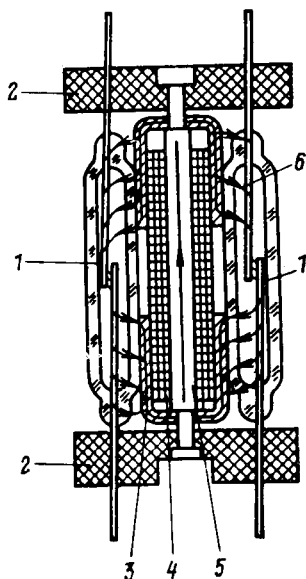


Рис. 3.43

Рис. 3.44

контакты и которые механически соединены с сердечником 5, составляя в целом несущую конструкцию реле, на сердечнике установлена катушка 4 и магнитные «башмаки» 3. Для наглядного представления принципа действия реле показаны магнитные силовые линии 6. Как видно из рисунка, размеры сердечника, катушки, магнитоуправляемых контактов и изоляционных оснований согласованы таким образом, чтобы обеспечить минимальный объем реле.

На рис. 3.44 дан чертеж реле, где 1 — контактные пружины; 2 — замыкающие контакты; 3 — поводок; 4 — размыкающие контакты; 5 — рычаг якоря; 6 — магнитопровод; 7 — обмотка; 8 — вывод обмотки; 9 — якорь; 10 — выводы контактов.

3.8. ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ КОММУТАЦИОННЫХ УСТРОЙСТВ И СОЕДИНИТЕЛЕЙ

Аппаратура, построенная с использованием ЭРЭ, БИС, УФЭ, требует применения различных соединителей и коммутационных устройств. В связи с этим их развитие и совершенствование является одной из важнейших задач. При переходе на ИС (включая БИС) и УФЭ относительное количество соединителей и коммутационных устройств уменьшается. Но в связи с общей тенденцией усложнения аппаратуры их выпуск быстро увеличивается: примерно, в 1,5—2 раза за каждые 5 лет. При этом к ним предъявляется ряд дополнительных требований и в пер-

вую очередь уменьшение габаритов, массы и повышение надежности. Поэтому следует ожидать значительного прогресса в конструкциях и характеристиках коммутационных устройств и соединителей.

С точки зрения применения в РЭА коммутационные устройства и соединители можно разделить на три группы.

Устройства, которые не могут быть исключены из РЭА на интегральных микросхемах. Это, в первую очередь, приборные и приборно-кабельные соединители. Именно в них следует ожидать наибольшего прогресса и совершенствования конструкций. Хотя в ближайшее время будут преобладать, вероятно, контактные устройства, можно предположить, что начнется применение оптронных соединителей. Определяется это в основном тем, что увеличивается удельный вес цифровых устройств в РЭА. При этом цепи, по которым проходят цифровые сигналы, несущие информацию, нечувствительны к нелинейным искажениям. Поэтому могут использоваться оптронные соединители, основное ограничение которых связано с нелинейностью. Потери мощности сигнала в таком соединителе могут быть легко скомпенсированы включением усилителей. Соединители, в которых протекают непрерывные токи, отображающие информацию, а также токи электропитания, в настоящее время и в будущем должны быть основаны на принципах электрического контакта. В связи с возрастающими требованиями по количественному выпуску соединителей важно интенсивно продолжать работы по их совершенствованию и по автоматизации их производства.

Устройства коммутации, управление которыми осуществляет оператор (кнопки, тумблеры, переключатели и т. д.). Такие устройства также сохраняют свою функцию в РЭА, так как аппаратура является человеко-машинной системой и обязательно ее взаимодействие с оператором. К коммутационным устройствам ручного управления предъявляются все более жесткие требования по надежности, удобству управления, массе, габаритам, стоимости. Большие возможности по усовершенствованию таких коммутационных устройств дает применение бесконтактных исполнительных элементов, например кнопок, использующих оптопары или магниторезисторы. Следует ожидать широкого применения сенсорных устройств управления аппаратурой и связанных с ними контактных устройств.

Устройства коммутации цепей внутри аппаратуры (реле). Как уже отмечалось, значительные габариты, масса, стоимость реле, в том числе и герконовых, низкая надежность, особенно при использовании обычных реле, позволяет считать, что в перспективе они будут в значительной мере заменены полупроводниковыми коммутационными устройствами и оптронами. Обуславливается это тем, что цепи, подвергающиеся коммутации внутри аппаратуры, часто являются цепями для передачи цифровых сигналов, для которых, как это было показано выше, нелинейности характеристик оптопар и полупроводниковых коммутационных

устройств не приводят к искажениям информации. Кроме того, и в цепях с аналоговыми сигналами можно применять такие оптопары, которые не вносят существенных нелинейных искажений, а также МДП-коммутаторы. Используя транзисторные и тиристорные оптопары, можно осуществлять коммутацию цепей, которые находятся под большим напряжением и по которым протекают большие токи. Для цепей, требующих очень малого контактного сопротивления в открытом состоянии ($0,01 \dots 0,001 \text{ Ом}$) широко будут использоваться контактные коммутационные устройства.

Глава 4. КОНДЕНСАТОРЫ, КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ, РЕЗИСТОРЫ

4.1. ПРИМЕНЕНИЕ ДИСКРЕТНЫХ КОНДЕНСАТОРОВ, РЕЗИСТОРОВ И КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ В РЭА

В тот период, когда радиоэлектронная аппаратура строилась на базе ламп и дискретных транзисторов, основными пассивными элементами, с использованием которых формировались блоки РЭА, обладающие различными свойствами и осуществляющие сложные преобразования над сигналами, были дискретные конденсаторы, катушки индуктивности, резисторы. В аппаратуре их было примерно в 10 раз больше, чем активных элементов — электровакуумных приборов и транзисторов. Другими словами, по количеству они были основными элементами РЭА.

Выпуск конденсаторов и резисторов был сосредоточен на специализированных предприятиях и осуществлялся в условиях массового и крупносерийного производства. Эти элементы выпускались с широкими диапазонами емкостей — от единиц пикофарад до сотен микрофарад и сопротивлений — от единиц ом до сотен мегаом, были рассчитаны на разные рабочие напряжения, мощности и имели различные характеристики по стабильности и точности. Катушки индуктивности конструировались и выпускались непосредственно на аппаратостроительных заводах в основном для фильтров и контуров, где они применялись совместно с конденсаторами. Стоимость этих элементов была невысока.

Проблемы применения конденсаторов, катушек индуктивности и резисторов РЭА были связаны с их креплением, установкой, электрическим соединением габаритами, стабильностью, точностью и надежностью. Было создано и реализовано множество вариантов их герметизации и защиты от внешних воз-

действий. Если по электрическим параметрам они удовлетворяли потребностям промышленности того времени, то трудоемкость производства аппаратуры, большая масса и низкая надежность являлись существенными недостатками этих элементов, так как их применение предусматривало значительное количество ручных сборочных операций. Усилия, направленные на автоматизацию сборочных работ и использование бескорпусных элементов с последующей защитой от внешних воздействий сборочных единиц более высокого иерархического уровня, позволили несколько снизить трудоемкость изготовления и массогабаритные характеристики.

Как неоднократно подчеркивалось, революцию в элементной базе и в конструировании РЭА вызвала микроэлектроника. Полупроводниковая электроника пошла по пути совместного формирования резистивных и активных элементов в одном кристалле, а также емкостных элементов, но с существенным ограничением по емкости и сопротивлению, их стабильности и потерям.

Гибридные микросхемы позволили формировать пленочные резисторы, конденсаторы и катушки индуктивности в широком диапазоне сопротивлений, емкостей и индуктивностей, что значительно уменьшило потребность в дискретных электрорадиоэлементах (ЭРЭ). Однако анализ наиболее современных конструкций РЭА на основе БИС и устройств функциональной электроники показал, что в определенных условиях дискретные конденсаторы, катушки индуктивности и резисторы необходимы в аппаратуре и не могут быть заменены. Из анализа производства этих элементов известно, что количество выпускаемых резисторов не уменьшается и по прогнозам сохранится на ближайшие 5—10 лет, а выпуск конденсаторов значительно возрастает: примерно в 2—3 раза за каждые 5 лет. Особенно будет увеличиваться выпуск микроконденсаторов, а также и электролитических алюминиевых конденсаторов. Следует отметить также и качественное развитие этих элементов. Их параметры и характеристики существенно улучшаются, повышаются стабильность, точность и надежность, уменьшаются масса, габариты и т. д. По изложенным причинам конструктор РЭА и в будущем будет сталкиваться с необходимостью применения дискретных конденсаторов, катушек индуктивности и резисторов. Следовательно, он должен иметь представление о свойствах и возможностях конденсаторов и резисторов и обеспечивать их правильный выбор в конструкциях РЭА, а в отношении катушек индуктивности — уметь их конструировать.

Применять дискретные конденсаторы, катушки индуктивности и резисторы необходимо в следующих случаях:

- 1) при создании конденсаторов большой емкости, более 1000 пФ, что важно для цепей и фильтров питания;

- 2) при использовании конденсаторов и резисторов с высокой точностью, стабильностью параметров и малыми потерями, что необходимо для фильтров, контуров, а также усилителей, гене-

раторов сигналов специальной формы и фильтров, построенных на операционных усилителях, когда основные их свойства определяются качеством дискретных конденсаторов и резисторов (важная роль конденсаторов и резисторов и требования к их параметрам в электрических и активных RC-фильтрах будут рассмотрены в гл. 5);

3) при использовании конденсаторов переменной емкости с механическим и электрическим управлением емкости;

4) при применении резисторов на большие мощности, более 0,1 ... 0,25 Вт;

5) при создании электрических фильтров с фиксированной настройкой и электрических линий задержки, когда требуются малогабаритные катушки индуктивности в широком интервале значений индуктивности и при высоких требованиях к потерям (добротности) и стабильности;

6) при создании электрических высокочастотных перестраиваемых контуров, где требуются катушки индуктивности в широком интервале значений индуктивности и с высокими требованиями к стабильности;

7) при создании высокочастотных дросселей.

4.2. КОНДЕНСАТОРЫ

Классификация, схема замещения. Основные и паразитные параметры. Для удобства изучения и описания свойств конденсаторов необходимо их классифицировать. Это делают по нескольким признакам.

По характеру изменения емкости различают конденсаторы постоянной и переменной емкости, когда емкость должна существенно изменяться в процессе функционирования РЭА. Различают конденсаторы с механически и электрически управляемой емкостью. Существуют также подстроечные конденсаторы, у которых емкость изменяется при регулировке аппаратуры, и специальные, у которых емкость изменяется по определенному закону при действии различных внешних воздействий (температуры, механических усилий и т. д.).

В зависимости от материала диэлектрика различают вакуумные, воздушные, с твердым неорганическим диэлектриком (слюдяные, керамические, стеклокерамические, стеклоэмалевые, пленочные), с твердым органическим диэлектриком (бумажные, металлобумажные) и электролитические (танталовые, алюминиевые) конденсаторы.

Конденсаторы классифицируют также по рабочему напряжению, начальным отклонениям емкости, стабильности, иногда— по геометрической конфигурации (цилиндрические, трубчатые, дисковые и др.) и методу крепления.

Основными электрическими параметрами конденсатора являются емкость C и рабочее напряжение U_p . Конденсатор как законченное устройство обладает рядом паразитных параметров.

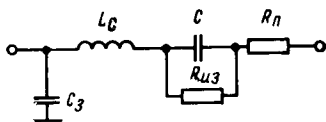


Рис. 4.1

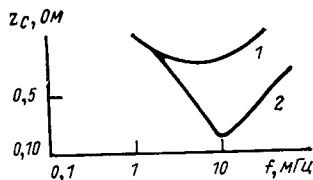


Рис. 4.2

К числу их следует отнести индуктивность L_c , сопротивление изоляции $R_{из}$, сопротивление потерь R_n , емкость между выводами конденсатора и корпусом C_z . Для переменных конденсаторов основными параметрами являются также пределы изменения емкости (ее минимальное и максимальное значения), закон ее изменения в зависимости от угла поворота ротора для конденсаторов с механически управляемой емкостью и в зависимости от напряжения для конденсаторов с электрически управляемой емкостью.

Схема замещения конденсатора, учитывающая основные и паразитные параметры, дана на рис. 4.1. Паразитная индуктивность конденсатора L_c определяется конструкцией, размерами обкладок и ограничивает их применение на высокой частоте.

Сопротивление потерь R_n определяется тем, что под действием переменного поля происходит изменение состояния (поляризация) диэлектрика, на которое затрачивается мощность. Это сопротивление зависит от частоты. Для количественной оценки потерь пользуются понятием тангенса угла потерь:

$$\operatorname{tg} \delta = R_n \omega C, \quad (4.1)$$

где ω — частота; C — емкость конденсатора.

В некоторых случаях для характеристики потерь удобнее пользоваться понятием добротности конденсатора:

$$Q_c = 1/\operatorname{tg} \delta = 1/R_n \omega C. \quad (4.2)$$

Сопротивление изоляции $R_{из}$ обусловлено наличием свободных электронов в диэлектрике и зависит от температуры. Если к конденсатору приложено постоянное напряжение, то ток через него определяется этим сопротивлением.

Во многих случаях эффективность применения конденсатора, например в качестве шунтирующего или фильтрующего элемента, определяется не только емкостью, но и сопротивлением R_n , и индуктивностью L_c . Это особенно существенно при работе на высоких частотах, когда $1/\omega C$ становится соизмеримой или меньше, чем ωL_c и R_n .

Поскольку и R_n , и L_c определяются конструкцией конденсатора и материалом диэлектрика, то уменьшение их вызывает много трудностей. Поэтому высшая частота, на которой эффективно могут работать конденсаторы, оказывается ограниченной. Для иллюстрации того, каким образом изменяются свойства кон-

Таблица 4.1

Класс	0,01	0,02	0,05	00	0	I	II	III	IV	V	VI
До- пуск, %	$\pm 0,1$	$\pm 0,2$	$\pm 0,5$	± 1	± 2	± 5	± 10	± 20	$-10 \dots +20$	$-20 \dots +30$	$-20 \dots +50$

денсатора в широком диапазоне частот, на рис. 4.2 показаны зависимости изменения модуля полного сопротивления конденсаторов z_c от частоты для керамических конденсаторов емкостью 0,1 мкФ при напряжении 50 В с радиальными выводами (кривая 1) и многослойного монолитного (кривая 2). Для этих конденсаторов индуктивность равна 10 и 6 нГн и сопротивление $R_{из}$ составляет 500 и 100 МОм соответственно.

Аналогичные зависимости можно построить и для электролитических конденсаторов. Например, для алюминиевого электролитического конденсатора емкостью 10^5 мкФ сопротивление $R_n = 1$ МОм и индуктивность $L_c = 1$ нГн. При этом на частоте 1,2 кГц полное сопротивление имеет активный характер, а на частотах выше 40 кГц — индуктивный.

Большое значение имеют такие параметры конденсаторов как точность и стабильность при наличии внешних воздействий. По точности или отклонению емкости от номинального значения конденсаторы разделяются на классы (табл. 4.1).

Стабильность конденсаторов определяется материалом диэлектрика и конструкцией. Каждому типу конденсаторов свойственна определенная средняя стабильность. Однако в некоторых типах конденсаторов, например с керамическим диэлектриком, имеется возможность управлять стабильностью при действии температуры. Тогда конденсаторы классифицируются также по ТКЕ, который определяется выражением

$$\alpha_c = \frac{dC}{dT} \frac{1}{C_{от}}, \quad (4.3)$$

где $C_{от}$ — значение емкости при номинальной температуре; T — температура.

Керамические конденсаторы разделяются на 16 групп по ТКЕ, имеющим значения от $(-2200 \pm \frac{500}{300}) \cdot 10^{-6}$ до $(+120 \pm 30) \cdot 10^{-6}$. Приведем примеры обозначения групп по ТКЕ: П120 $[+(120 \pm 30) \times 10^{-6}]$; М33 $[-(33 \pm 30) \cdot 10^{-6}]$; МПО $[(0 \pm 30) \cdot 10^{-6}]$; Н20 не нормируется ТКЕ (цифра 20 обозначает отклонение емкости $\pm 20\%$ в интервале температур от -60 до $+20^\circ\text{C}$).

Стабильность конденсаторов во времени характеризуется коэффициентом старения

$$\beta_c = \frac{dC}{dt} \frac{1}{C_0}, \quad (4.4)$$

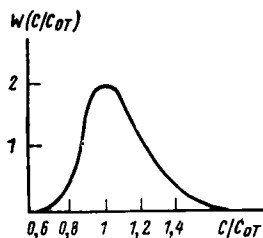


Рис. 4.3

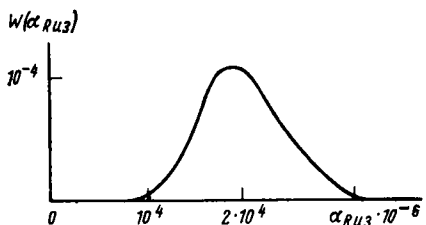


Рис. 4.4

где t — время; C_0 — значение емкости непосредственно после изготовления.

Часто стабильность конденсаторов в зависимости от времени характеризуется граничными значениями емкости. Параметры конденсаторов из-за больших отклонений свойств диэлектриков как в начальный момент, так и во времени являются случайными величинами, и их следует описывать вероятностными характеристиками.

На рис. 4.3 показано изменение плотности распределения емкости $W(C/C_{07})$ для бумажного конденсатора большой емкости, изготавливаемого под определенный номинал значения емкости C_{07} . Для бумажного конденсатора числовые характеристики ТКЕ равны $m(\alpha_c) = 1 \dots 3 \cdot 10^{-3}$ и $D^{1/2}(\alpha_c) = (0,5 \dots 1) \times 10^{-3}$.

Оценка отклонений емкости по границам допусков не дает полного представления о характере отклонения. Используя методы отбора, казалось бы, можно было бы получить емкости с малыми отклонениями от номинала, например с отклонением $\pm 2\%$ и меньше. Однако в большинстве случаев для конденсаторов это не практикуется, так как при длительном функционировании и наличии дестабилизирующих факторов происходит значительное отклонение емкости и такой отбор не имеет смысла.

При длительном функционировании и изменении температуры изменяются также $\operatorname{tg} \delta$ и $R_{из}$. С повышением температуры от $+20$ до $+60^\circ\text{C}$ сопротивление $R_{из}$ изменяется в 10 раз и более. Температурный коэффициент сопротивления изоляции также является величиной случайной, изменение плотности распределения $W(\alpha_{Rиз})$ для стеклоэмалевых конденсаторов типа КС иллюстрируется рис. 4.4.

Важными конструктивными особенностями и параметрами конструкции конденсаторов являются также: габариты, масса (возможность их уменьшения определяется достижимой удельной емкостью); способность нормально функционировать при механических воздействиях; интервал рабочих температур; метод крепления; частота механического резонанса при использовании для крепления выводов (определяется расстоянием от места пайки до тела конденсатора, допустимым минимальным расстоянием от тела конденсатора до точки, где допускается изгиб

выводов); способ влагозащиты и конструкция дополнительной герметизации; надежность и способность к длительному функционированию при наличии внешних воздействий.

Параметры конденсаторов приводятся в ТУ и ГОСТах. Выбор типа конденсатора в каждом конкретном случае должен осуществляться с учетом как его электрических параметров, так и конструктивных особенностей и стоимости.

Физические процессы, происходящие при длительном функционировании конденсаторов. Основными факторами, определяющими изменение параметров конденсаторов, а также их отказы, являются электрический режим, температура, влажность и время работы.

При длительном функционировании может происходить изменение основных параметров, непосредственно влияющих на работу РЭА: емкости, сопротивления, изоляции, тангенса угла потерь. Однако во многих случаях изменение в широких пределах некоторых параметров конденсаторов не нарушает нормального функционирования РЭА. При этом основное значение имеют скачкообразные, внезапные изменения их свойств, приводящие к нарушению работоспособности или отказу. Обычно отказ возникает в результате пробоя конденсатора или при нарушении контакта.

Пробой и нарушение контакта («обрыв») являются результатом накапливающихся необратимых изменений в диэлектрике и выводных контактах под влиянием внешних воздействий и электрического режима. При этом определяющую роль играет напряжение. При напряжении пробоя $U_{пр}$ конденсатор выходит из строя в течение нескольких секунд. Испытательное напряжение $U_{ис}$ конденсатор должен выдерживать в течение небольшого промежутка времени (от 2 ... 5 с до 1 мин). Продолжительность испытаний оговаривается в ГОСТе и ТУ.

При номинальном рабочем напряжении $U_{р.ном}$ конденсатор должен работать длительное время (до 5000 ... 20000 ч); оно указывается в ТУ. Обычно стремятся использовать конденсатор в аппаратуре при рабочем напряжении $U_{р.сх}$, которое меньше номинального, но при этом габариты и масса конденсатора будут тем больше, чем меньше $U_{р.сх}$ относительно $U_{р.ном}$. Пробой диэлектрика может быть обусловлен различными процессами. В твердом диэлектрике различают электрический, ионизационный, тепловой и электрохимический пробой.

Электрический пробой возникает при кратковременном приложении высокого напряжения, когда свободные электроны, имеющиеся в диэлектрике, приобретают большие скорости и число их лавинообразно растет. Напряжение пробоя зависит от температуры. В реальных условиях у конденсатора и рабочее, и испытательное напряжения значительно ниже пробивного. Поэтому электрический пробой диэлектрика не относится к основным факторам, которые определяют его долговечность.

Ионизационный пробой происходит из-за наличия остаточных

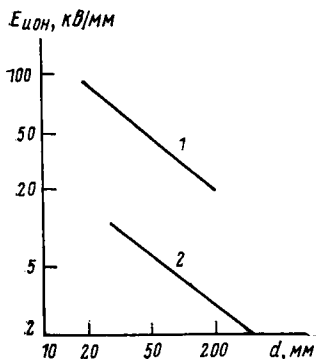


Рис. 4.5

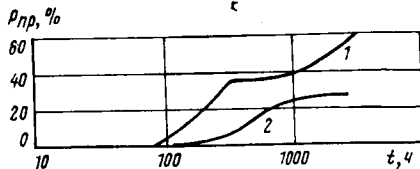


Рис. 4.6

воздушных включений в порах диэлектрика или в прослойках между диэлектриком и обкладками. Напряженность электрического поля в них даже при небольших напряжениях может стать достаточной для иониза-

ции. Пробой в воздушных включениях вызывает разрушение твердого вещества диэлектрика, что приводит к образованию в диэлектрике областей с ухудшенными свойствами.

В этой связи очевидна важность выбора режима по напряжению и материалов, используемых для пропитки конденсаторов, которые должны исключать не только доступ влаги к диэлектрику, но и воздушные включения. Для примера на рис. 4.5 даны зависимости напряженности поля $E_{ион}$ от толщины прокладки d , при которой наблюдается развитие ионизационных процессов в конденсаторах с вакуумной пропиткой (кривая 1) и пропиткой без вакуума (кривая 2).

Тепловой пробой наблюдается только при длительном действии электрического напряжения и связан с процессами выделения тепла в результате прохождения токов проводимости и потерь. Эти процессы протекают одновременно с процессами охлаждения, обусловленными теплопроводностью диэлектрика и окружающих его элементов конструкции. Из-за неоднородности диэлектрика в отдельных его областях может возникнуть повышенный перегрев. В связи с этим происходит постепенное, но более быстрое, чем в других областях диэлектрика, ухудшение его диэлектрических свойств, что приводит к уменьшению напряжения пробоя, тем более значительному, чем выше окружающая температура и рабочее напряжение, больше переменная составляющая напряжения и частота.

Электрохимический пробой определяется электрохимическими процессами в диэлектрике при действии постоянного напряжения и повышенной температуры. Появившиеся в результате протекания ионного тока в диэлектрике ионы могут вступать во взаимодействие материалом обкладок, а ионы металлов, накапливаясь на обкладках, образуют проводящие нити в толще диэлектрика. Для исключения электрохимических процессов следует правильно выбирать материалы обкладок, диэлектрика и пропиток.

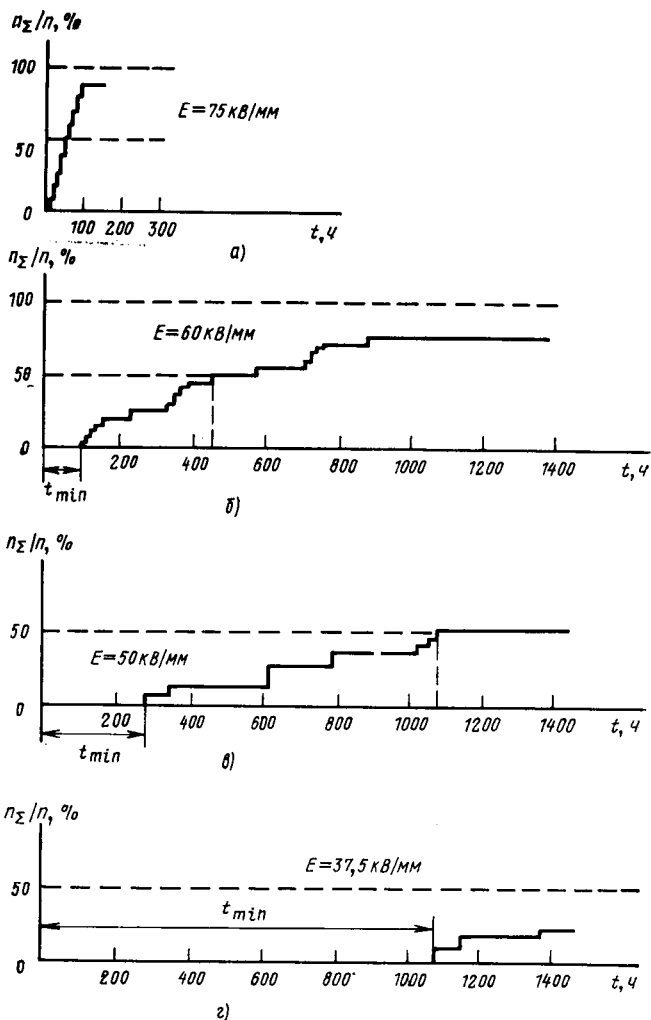


Рис. 4.7

В связи с тем, что напряжение пробоя зависит от многих факторов, оно является случайной величиной и имеет большие отклонения как сразу после изготовления, так и после длительной работы. При заданном напряжении время работы до пробоя может быть оценено вероятностью. Для примера на рис. 4.6 приведены вероятности пробоя $P_{пр}$ в зависимости от времени для бумажных конденсаторов с одинаковой толщиной диэлектрика, пропитанных вазелином (кривая 1) и касторовым маслом (кривая 2), при температуре 100°C и напряжении 800 В.

На рис. 4.7, а—г приведены зависимости от времени старения отношения суммарного числа пробитых образцов n_Σ к общему

числу n испытываемых образцов бумажного конденсатора, входящих в данную группу при температуре 70°C и различных напряжениях поля в диэлектрике.

Так как процессы при старении конденсаторов носят необратимый характер, то описание свойств конденсаторов при длительном функционировании, как и всех нагруженных элементов, должно осуществляться с использованием теории старения. Использование λ -характеристик может иметь ограниченное значение.

Конденсаторы постоянной емкости. Основные характеристики конденсаторов определяются следующими элементами конструкции: диэлектрическими прокладками в виде воздушного промежутка, пленки или ленты; проводящими обкладками, на которых накапливается заряд; элементами соединения обкладок и прокладок; выводами и элементами их соединения с обкладками: элементами, обеспечивающими защиту от влаги; элементами механического соединения диэлектрических прокладок, обкладок, выводов и элементов влагозащиты; элементами, обеспечивающими крепление в аппаратуре.

В *керамических конденсаторах* в качестве диэлектрика используется керамика. Известно, что керамические материалы обладают разными диэлектрическими проницаемостями и стабильностями, т. е. отличающимися температурными коэффициентами диэлектрической проницаемости. Как правило, увеличение диэлектрической проницаемости сопровождается ухудшением стабильности, поэтому в керамических конденсаторах разной емкости используются материалы с разными температурными коэффициентами.

Диэлектрическая прокладка в керамических конденсаторах не только определяет электрические свойства конденсатора, но и, будучи механически достаточно прочной, является их конструкторско-механической основой. Поэтому целесообразно, чтобы обкладки были непосредственно связаны с керамикой, например, в виде проводящих пленок на керамическом основании. Соединение обкладок с выводами иногда производится с помощью дополнительных механических креплений, что важно, когда выводы используются для крепления конденсатора в аппаратуре.

Важнейшим вопросом, который должен быть решен при конструировании конденсаторов, является защита от действия влаги. Как известно, многие керамические материалы обладают высокой влагостойкостью (т. е. их свойства мало изменяются при длительном действии влаги) и поэтому находят широкое применение в конденсаторах. Благодаря хорошему сцеплению обкладок с керамической прокладкой практически отсутствует проникновение влаги в промежуток

Таблица 4.3

Пределы номинальных емкостей, пФ, для групп по ТКЕ			Допустимая реактивная мощность, ВАр	Габаритные размеры, мм			Масса, г
ПЗЗ	М47	М75		L	B	A	
2,2...820	2,2...1000	10...1500	5	6,6	4,5	2,5	0,5
910...1500	1100...1800	1600...2000	20	8,2	4,5	5	0,8
1600...3000	2000...3600	2200...3800	30	8,2	6,6	5	1

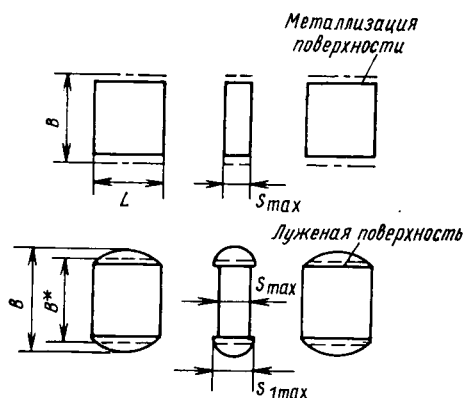


Рис. 4.8

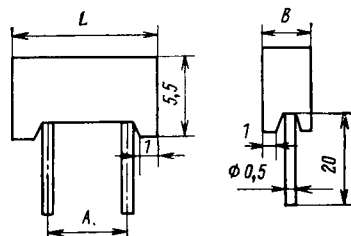


Рис. 4.9

между ними. Поэтому для влагозащиты керамического конденсатора принимают сравнительно простые меры. В большинстве случаев какими-либо технологическими методами на поверхность собранного конденсатора осаждают или наносят пленку из материала с хорошими изоляционными свойствами и малой гигроскопичностью. В результате удастся гарантировать работу конденсаторов при влажности до 98 ... 100 % при температуре до $+150^{\circ}\text{C}$.

За последние годы получили широкое распространение монолитные многослойные керамические конденсаторы, в том числе в аппаратуре на ИС. Такие конденсаторы называются бескорпусными. Для использования совместно с ИС они могут выпускаться без проволочных выводов в виде таблеточной конструкции. Выпускаются конденсаторы, специально предназначенные для гибридных интегральных микросхем. Обычно это керамические конденсаторы, которые устанавливаются в микросхему. Корпус конденсатора крепится к плате путем приклейки или пайки непосредственно к контактным площадкам платы (подложки). Например, применяются конденсаторы типа К10-9 (рис. 4.8) в двух вариантах исполнения: для луженых и нелуженых контактных поверхностей. Размеры и некоторые параметры этих конденсаторов даны в табл. 4.2 [2, 31, 35].

Перспективными являются конденсаторы типа К10-17, один из вариантов конструкции которых показан на рис. 4.9. Характеристики конденсаторов дан-

Таблица 4.2

Номиналы емкостей, пФ для групп по ТКЕ					
ПЗЗ М47	М75	М750	М1500	Н20 М30	Н90
130...200	300...430	510...750	1100...1500	0,015 мкФ	0,047 мкФ
27...39	68...91	91...150	270...390	3300	0,015 мкФ

Примечание. Конденсаторы этих типов выпускаются с отклонениями ± 5 ; ± 10 ; $\pm 20\%$ для групп Н90.

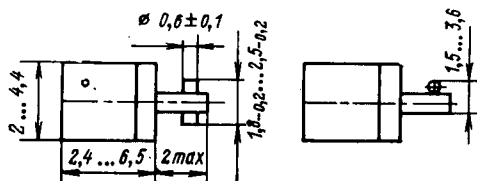


Рис. 4.10

ного типа приведены в табл. 4.3. В настоящее время выпускаются блоки конденсаторов Б18, где в одном корпусе может быть размещено до четырех конденсаторов [2, 31, 35].

В электролитических конденсаторах в качестве диэлектрической прокладки используется тонкий слой оксидной пленки с высокими изоляционными свойствами. Пленки некоторых металлов, например алюминия, тантала, обладают необходимыми диэлектрическими свойствами для использования их в конденсаторах.

Основное преимущество электролитических конденсаторов состоит в возможности получения больших емкостей при малых габаритах. Это объясняется тем, что изоляционная диэлектрическая прокладка в них может быть сделана очень малой толщины, недостижимой при изготовлении бумажной ленты, полистирольной пленки, керамики и т. п. Механической нагрузки эта прокладка не несет, так как создается непосредственно на металле и прочно с ним сцеплена.

В настоящее время разработаны и выпускаются много новых типов конструкций электролитических конденсаторов. В качестве примера на рис. 4.10 дан чертеж танталового конденсатора типа К53-22, изготавливаемого на емкости 3,3 ... 33 мкФ, напряжения 3 ... 50 В. Конденсаторы работают при температуре +60 ... +155°C в течение 20 000 ч, масса конденсатора 0,5 ... 1,5 г.

Танталовый конденсатор типа К53-30 (рис. 4.11) имеет номинальную емкость 0,15 ... 1,5 мкФ, рабочее напряжение 1,6 ... 32 В. Масса его не более 0,2 г.

Оксидный алюминиевый конденсатор К50-6 (рис. 4.12) рассчитан на напряжения 6,3 ... 160 В. Конденсаторы изготавливаются как полярные, так и неполярные, их номинальная емкость 1 ... 1000 мкФ, масса 0,6 ... 25 г [31].

Конденсаторы переменной емкости. В РЭА часто необходимо подстраивать емкость в процессе регулировки. Для этого существуют подстроечные конденсаторы. Они имеют механическое управление, устанавливаются на печатные платы

Размеры, мм					Масса, г, не более	Обозначение видаоразмера
L	B	S _{max}	B*	S _{1max}		
2,5 ^{+0,2} _{-1,0}	5,5 ^{+0,2} _{-0,7}	1,4	5,5 ^{+1,5} _{-0,6}	2	0,5	14
2 ^{+0,2} _{-1,0}	2 ^{+0,2} _{-0,2}	1,4	2 ^{+0,7} _{-0,1}	2	0,2	11

для групп П33, М47, М75, М750, М1500; от +50 до -20% для групп Н30; от +80 до -20%

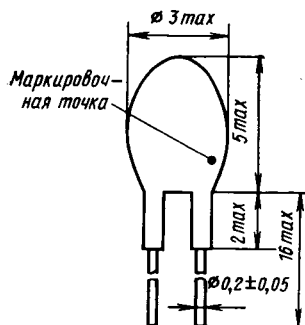


Рис. 4.11

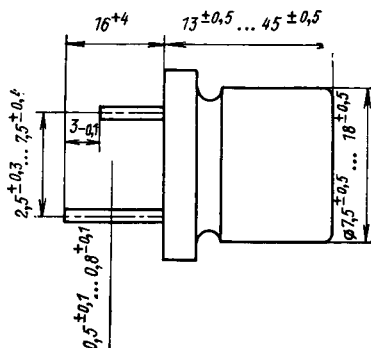


Рис. 4.12

и должны согласовываться по габаритам и массе с ИС. В подстроечных (переменных) керамических конденсаторах в качестве диэлектрика используется керамика, из которой изготавливается статор и ротор. Обкладки в виде металлической пленки частично покрывают ротор и статор. Поэтому поворот ротора относительно статора приводит к изменению активной площади обкладок и емкости.

Конструкция подстроечного конденсатора намного сложнее, чем постоянного. Наличие механических элементов и скользящего контакта приводит к значительному изменению свойств конденсатора, понижению его надежности при работе в условиях внешних воздействий. На рис. 4.13 для примера дан чертеж подстроечного конденсатора типа КТ4-22, имеющего следующие электрические параметры: минимальная емкость 1 ... 4 пФ, максимальная 5 ... 20 пФ, ТКЕ в интервале температур $+20 \dots +85^\circ\text{C}$ равен $-(75 \pm 75) \cdot 10^{-6} \text{ } 1/^\circ\text{C}$. При изменении температуры до -60°C изменение емкости не должно превышать $\pm(0,02C \pm 0,05)$ пФ, где C — номинальная емкость.

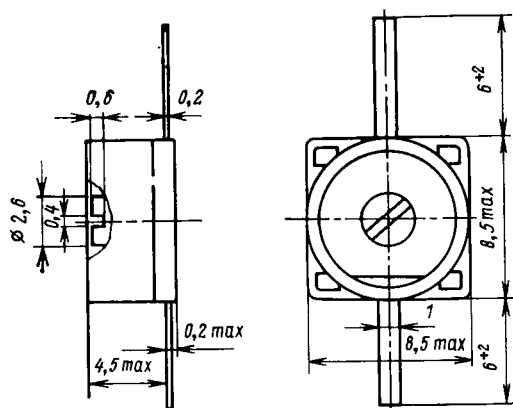


Рис. 4.13

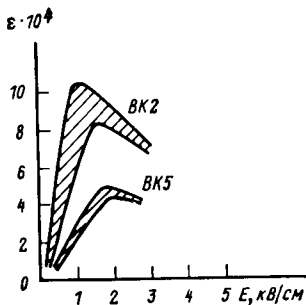


Рис. 4.14

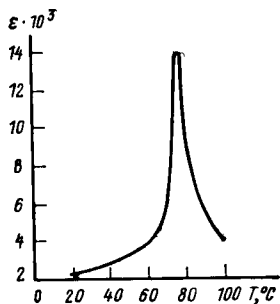


Рис. 4.15

Для перестройки контуров в РЭА применяются конденсаторы переменной емкости. Их емкость изменяется в процессе функционирования РЭА. В конденсаторах переменной емкости могут быть использованы воздушные зазоры. Конденсаторы с воздушными зазорами обладают высокой стабильностью и небольшими потерями, но при той же емкости, которая необходима для контуров настройки, имеют большие габариты и представляют сложную механическую конструкцию. Поэтому для малогабаритной РЭА они применяются ограниченно.

В некоторых типах конденсаторов емкость зависит от приложенного напряжения, что является паразитным эффектом. Однако иногда требуется, чтобы емкость конденсаторов возможно больше изменялась при изменении приложенного напряжения. При этом конденсатор может выполнять функции нелинейного реактивного сопротивления для изменения формы или генерирования специальной формы напряжения. Этот эффект можно также использовать для настройки цепей, содержащих емкости, если изменять постоянное напряжение, приложенное к конденсатору, при условии, что переменное напряжение на нем намного меньше постоянного.

Напомним, что емкость конденсатора пропорциональна площади обкладок, диэлектрической проницаемости прокладки и обратно пропорциональна расстоянию между обкладками. Электрическими методами емкость можно изменять, меняя либо диэлектрическую проницаемость, либо расстояние между обкладками. Существуют материалы, диэлектрическая проницаемость которых существенно зависит от напряженности электрического поля. Это сегнетоэлектрики или сегнетокерамика. Для примера на рис. 4.14 показаны зависимости диэлектрической проницаемости от напряженности поля для материалов ВК2 и ВК5. Конденсаторы на основе этих материалов называют варикондами, их конструкция аналогична конструкции керамических дисковых конденсаторов. Диаметр диска изменяется от 2 до 25 мм, максимальная емкость — от 650 пФ до 0,095 мкФ.

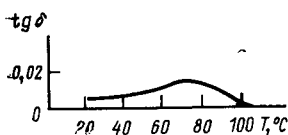


Рис. 4.16

Хотя емкость варикондов может изменяться в значительных пределах (примерно в 2—5 раз), они не получили применения как элементы настройки, так как имеют низкую стабильность емкости. На рис. 4.15 приведена зависимость ϵ , а на рис. 4.16 $\text{tg } \delta$ от температуры для вариконда типа ВК-2 при напряженности поля 5 В/мм и частоте 1000 Гц.

Изменять емкость путем воздействия на расстояние между обкладками конденсатора электрическим методом можно в конденсаторах на основе p - n перехода. При изменении запирающего напряжения U_3 изменяется ширина p - n перехода d в соответствии с выражением

$$d = 0,8 \sqrt{U_3 + 0,83}. \quad (4.5)$$

При этом

$$C = 128S / \sqrt{U_3 + 0,83}, \quad (4.6)$$

где S — площадь перехода.

Конденсаторы такого вида называются варикапами. При конструировании варикапов основная трудность состоит в том, чтобы найти материалы и режимы работы p - n перехода, при которых они имели бы высокую добротность Q_c (или малый $\text{tg } \delta$) и высокую стабильность емкости α_c при изменении температуры. У серийно выпускаемых варикапов получены значения $\alpha_c = (100 \dots 200) \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$ и $Q = 50 \dots 100$. Добротность варикапов существенно зависит от частоты и температуры. Зависимости математических ожиданий добротности даны на рис. 4.17.

Конструкция варикапов аналогична конструкции диодов. Для примера на рис. 4.18 показан варикап в бескорпусном оформлении в разрезе (1 — кристалл; 2 — смола ФНРК-400; 3 — каучук КЛТ-30; 4 — контакт с выводом). Емкость варикапов при номинальном напряжении 4 В составляет 30 ... 40 пФ и уменьшается при максимальном напряжении 40 ... 80 В в 3—4 раза. Благодаря малым размерам, высокой добротности, стабильности и значительному изменению емкости при изменении постоянного напряжения варикапы нашли широкое применение в аппаратуре для настройки контуров и фильтров как элементы управления частотой генераторов и т. п. Они могут быть использованы для тех же целей, что и вариконды.

Конденсаторы с электрически управляемыми емкостями имеют значительно более высокую удельную емкость, чем конденсаторы с воздушным диэлектриком, и в них нет механически перемещаемых деталей. Поэтому они являются перспективными элементами для настройки и перестройки.

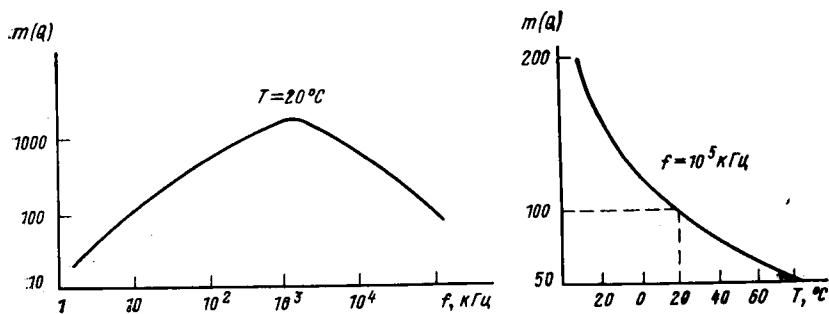


Рис. 4.17

Применение конденсаторов постоянной и переменной емкости при конструировании РЭА и перспективы их развития. Требования к конденсаторам при их выборе для РЭА существенно зависят от тех функций, которые они выполняют. Наиболее широко конденсаторы применяются для фильтрации в цепях питания, т. е. для уменьшения связи цепей через источник питания, уменьшения помех, проникающих в аппаратуру по цепям питания, и уменьшения пульсаций напряжения питания.

Для обеспечения фильтрации в цепях питания конденсаторы используют вместе с резисторами и катушками индуктивности. Простейшим фильтром нижних частот является RC -цепочка. Улучшить характеристики фильтра можно увеличением номиналов резисторов практически без изменения их массы и габаритов. Однако это можно сделать только в определенных пределах, так как значения сопротивлений часто ограничиваются режимом по постоянному току, тогда необходимое фильтрующее действие достигается в результате увеличения емкости. При этом основное требование к конденсаторам сводится к получению возможно большей емкости при обеспечении заданного рабочего напряжения. Требования к стабильности и потерям в этом случае невысокие, но необходимо, чтобы в области частот, где нужна фильтрация, конденсатор обладал малым реактивным сопротивлением. Для этих целей широко используются бумажные, керамические и электролитические конденсаторы.

Конденсаторы нашли также широкое применение в радиочастотных фильтрах как активных (RC) — см. гл. 5, так и пассивных (LC). Для достижения основных требований — высокой стабильности и малых потерь используются стабильные керамиче-

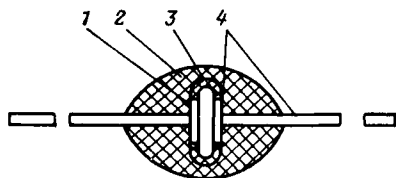


Рис. 4.18

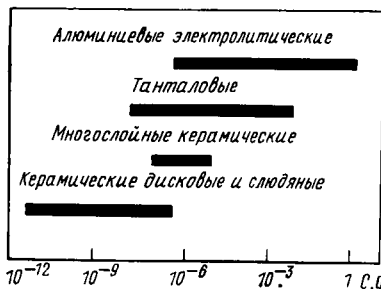


Рис. 4.19

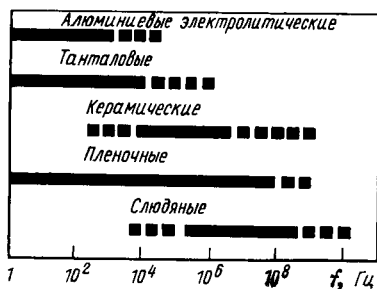


Рис. 4.20

ские, а также слюдяные и стеклоэмалевые конденсаторы.

Общие свойства конденсаторов, которые следует учитывать при их выборе, иллюстрируются рис. 4.19, 4.20. На рис. 4.19 приведены значения емкостей в зависимости от типа конденсатора. На рис. 4.20 показаны области частот, в которых используются конденсаторы разных типов [2].

Широкое применение ИС изменило роль дискретных конденсаторов постоянной емкости. Действительно, многие конденсаторы, наличие которых определяется схемой, могут быть изготовлены в гибридных и полупроводниковых ИС. Однако гибридные и полупроводниковые ИС реализуют ограниченные значения емкости: 10 000 пФ для гибридных ИС, 400 пФ для полупроводниковых ИС.

В настоящее время изменились требования к конструкции конденсаторов и особенно важной стала проблема их миниатюризации. Широкое применение получили бескорпусные миниатюрные конденсаторы, например монолитные (многослойные) керамические конденсаторы, имеющие емкость до 10 мкФ, и электролитические (оксидно-полупроводниковые, танталовые, алюминиевые), имеющие емкость более 10 мкФ.

Дальнейшее совершенствование монолитных конденсаторов связано с уменьшением габаритов и увеличением емкостей, а электролитических — с повышением рабочих частот.

Подстроечные конденсаторы и конденсаторы переменной емкости (с электрически управляемой емкостью) будут применяться и в перспективной аппаратуре на ИС, так как пока они не реализуются методами микроэлектроники. Их конструкции стали более совершенными. Например, выпускаются подстроечные керамические конденсаторы диаметром 5 мм и высотой 2 мм, обеспечивающие регулировку емкости в пределах 0,5 ... 40 пФ.

Следует ожидать значительного развития и совершенствования методов разработки и контроля, оценки качества и надежности конденсаторов. На всех этапах разработки, производства и использования конденсаторов большие возможности открывает

применение ЭВМ. Совершенствованию технологии и изучению свойств конденсаторов может способствовать использование методов планирования эксперимента, которые подробно изложены в специальной литературе. Значительное улучшение качества и надежности конденсаторов будет достигнуто в результате использования методов индивидуального прогнозирования качества.

4.3. КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ

Природа индуктивности и классификация катушек индуктивности. Для создания катушек индуктивности используется эффект взаимодействия магнитного поля и переменного тока. Коэффициент пропорциональности между переменным напряжением и током с учетом частоты ω имеет смысл реактивного сопротивления $j\omega L$, где L — коэффициент пропорциональности. Для увеличения индуктивности провод, по которому протекает ток, наматывают в виде катушки. При этом добавляется взаимная индуктивность между витками и индуктивное сопротивление, т. е. значение L увеличивается. Индуктивность является основным параметром катушки.

Катушки используются в РЭА как дроссели для перераспределения переменного тока по цепям и создания индуктивной связи между цепями. При их использовании вместе с конденсаторами образуются колебательные контуры, входящие в состав фильтров и генераторов высокочастотных колебаний. Следует подчеркнуть, что под катушками индуктивности будем понимать те индуктивные элементы, которые работают в диапазоне радиочастот примерно от 100 кГц и выше.

Для классификации радиочастотных индуктивных элементов можно использовать разные признаки: наличие или отсутствие сердечника, характер намотки — однослойная (с шагом или без шага) или многослойная (рядовая, универсальная, внавал), рабочую частоту, количество обмоток, наличие или отсутствие кар-каса, наличие или отсутствие экрана и т. д.

Схема замещения, основные и паразитные параметры. В катушке индуктивности помимо основного эффекта — индуктивности — наблюдаются и паразитные. Схема замещения (рис. 4.21) катушки отображает ее основные свойства и содержит не только основной параметр, индуктивность L , но и ряд дополнительных: индуктивность выводов (учтены в L); собственную емкость, обусловленную наличием обмотки, выводов, сердечника и экрана C_L ; сопротивление, отображающее потери в емкости R_C ; сопротивление, зависящее от потерь в катушке R_L .

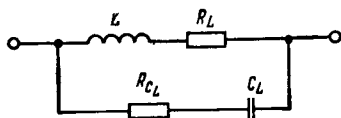


Рис. 4.21

Индуктивность катушки, мкГн, может быть рассчитана по формулам

$$L=L_0 W^2 D \cdot 10^{-3}. \quad (4.7)$$

Для однослойной катушки $L_0=f(l_n/D)$, где l_n —длина намотки, см; $D_{cp}=D_k+d$ —средний диаметр витка, см; D_k —диаметр каркаса; d —диаметр провода; W —количество витков.

Для многослойной катушки

$$L_0=f(l_n/D_{cp}) \text{ и } L_0=f(b/D_{cc}), \quad (4.8)$$

где D —наружный диаметр катушки, см; D_{cp} —средний диаметр катушки, см; b —глубина намотки, см.

Важным параметром катушки при ее применении в колебательных контурах является добротность, характеризующая относительный уровень активных потерь в ее обмотке, собственной емкости, сердечнике и экране:

$$Q=\omega L/R_L. \quad (4.9)$$

Свойства катушки при изменении температуры описываются температурным коэффициентом индуктивности α_L , который определяется выражением

$$\alpha_L = \frac{dL}{dT} \frac{1}{L_{0T}}. \quad (4.10)$$

Индуктивность при температуре T определяется выражением

$$L(T)=L_{0T} [1+\alpha_L (T-T_0)], \quad (4.11)$$

где T —температура; L_{0T} —индуктивность при номинальной температуре; T_0 —номинальная температура.

Изменение параметров во времени (старение) характеризуется коэффициентом старения

$$\beta_L=(dL/dt) (1/L_0), \quad (4.12)$$

где t —время; L_0 —индуктивность непосредственно после изготовления катушки.

Индуктивность после длительной работы может быть определена из выражения

$$L(t)=L_0(1+\beta_L t). \quad (4.13)$$

Большое значение имеют также конструкторские параметры: надежность, габариты, масса, диапазон температур, влагостойкость, устойчивость против механических воздействий, а также технологичность катушки, возможность ее изготовления с использованием высокопроизводительных методов, стоимость, согласованность ее конструкции с ИС и возможность изготовления катушек методами микроэлектроники [2, 34]. Конструкция и параметры катушки существенно зависят от использования в ней сердечника с высокой магнитной проницаемостью.

Стабильность катушек без сердечника.

При применении катушек в контурах большое значение имеет стабильность индуктивности. Наиболее высокой стабильностью обладают однослойные катушки без сердечников. Рассмотрим, чем она определяется.

Из (4.7) следует, что стабильность индуктивности однослойной катушки зависит от изменения диаметра каркаса при воздействии температуры. Однако при оценке температурной стабильности катушки необходимо учитывать также то, что в высокочастотных катушках в результате поверхностного эффекта ток протекает не по всему сечению провода, а по той части, которая примыкает к каркасу. При этом среднее значение толщины слоя проводника, активно используемого током и определяющего эффективный диаметр $D_{эф}$, по которому циркулирует ток в витках катушки, зависит от частоты тока, размеров катушки и диаметра провода. Положим, что толщина слоя, используемая током, будет взята такой же, как толщина поверхностного (скин-)слоя в проводе

$$x_{эф} = 0,5 \sqrt{\rho / f}, \quad (4.14)$$

где $\rho = 10^{-6}$ Ом·м — удельное сопротивление; f — частота, МГц; $x_{эф}$ — глубина, на которой ток падает до 0,37 его значения на поверхности проводника, мм.

Эффективный диаметр витка

$$D_{эф} \approx D_k + 2x_{эф}. \quad (4.15)$$

На рис. 4.22 показана конструкция высокочастотной катушки (1 — каркас из материала с малым температурным коэффициентом линейного расширения; 2 — виток). Виток прочно связан с каркасом, и изменение его внутреннего диаметра определяется только диаметром каркаса.

Удельное сопротивление проводника значительно изменяется при изменении температуры. Например, температурный коэффициент удельного сопротивления меди равен $4000 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$, что много больше температурного коэффициента линейного расширения меди. Поэтому при изменении температуры, даже если диаметр каркаса не изменяется, меняются значения $x_{эф}$ и $D_{эф}$, а также сама индуктивность. Если положить, что температурный коэффициент индуктивности равен температурному коэффициенту диаметра, то можно получить

$$a_{D_{эф}} \approx \alpha_L \approx \alpha_k + [0,5\alpha\rho\sqrt{\rho/f}]/D_k, \quad (4.16)$$

где α_k — температурный коэффициент линейного расширения (ТКЛР) материала каркаса. Например, для работающей на ча-

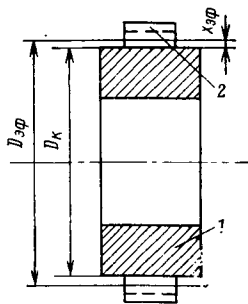


Рис. 4.22

стоте 100 кГц катушки диаметром 10 мм, намотанной на керамический каркас, получим $\alpha_L = 5 \cdot 10^{-6} + 4000 \cdot 10^{-6} \cdot (0,2 \cdot 2) / 10 \cdot 2 = 85 \cdot 10^{-6}$.

Чтобы обеспечить повышенную стабильность катушек, для каркаса используют высокостабильный материал и такой способ намотки, при котором толщина витков соизмерима с поверхностным слоем или меньше его. Тогда изменение проводимости с температурой не вызывает существенных изменений эффективного диаметра витка и α_L определяется только α_k . Для этого используют обмотки в виде проводящей пленки, нанесенной на каркас из керамики или кварца.

Катушки индуктивности с сердечниками. Катушки без сердечников мало пригодны для микроминиатюризации, так как уменьшение диаметра каркаса катушки приводит к необходимости увеличения количества витков. Но тогда для сохранения малых размеров катушек приходится использовать тонкий провод. При этом добротность и стабильность оказываются низкими. Поэтому для улучшения характеристик катушки было предложено использовать сердечники с высокой проницаемостью и малыми потерями на радиочастоте.

Первоначально в качестве материала для таких сердечников использовалось карбонильное железо, затем альсифер, а в настоящее время все шире применяются ферриты. Введение сердечника позволяет уменьшить количество витков при той же индуктивности.

Если предположить, что в сердечнике нет потерь, то добротность катушки с сердечником Q_c увеличивается в $\sqrt{\mu_c}$ раз:

$$Q_c \approx Q_{6/c} \sqrt{\mu_c}, \quad (4.17)$$

где $Q_{6/c}$ — добротность катушки без сердечника той же индуктивности; μ_c — действующая магнитная проницаемость сердечника. Поскольку потери в сердечнике существуют, добротность при использовании сердечника увеличивается несколько меньше, чем в $\sqrt{\mu_c}$ раз. Для обеспечения хороших магнитных свойств на высоких частотах можно применять магнитные материалы с высоким удельным сопротивлением (ферриты) и порошкообразные материалы (магнитодиэлектрики).

Характеристики сердечника определяются как материалом, из которого он изготовлен, так и конструкцией, формой и соотношением размеров сердечника и катушки. Наибольшее применение в радиочастотных катушках получили тороидальные, броневые и цилиндрические сердечники. Основным методом повышения проницаемости сердечника является придание ему такой формы, при которой магнитные силовые линии практически полностью проходят путь по магнитному материалу с высокой проницаемостью. Это, например, броневой сердечник. Для удобства изготовления катушки и сборки броневые сердечники собирают из двух частей, что неизбежно приводит к появлению воздушного

зазора. При небольших зазорах

$$\mu_c = \frac{\mu_n}{1 + \mu_n(l_3/l_c)}, \quad (4.18)$$

где l_c — длина магнитной силовой линии; l_3 — «длина» зазора; μ_n — номинальная магнитная проницаемость материала.

Для обеспечения максимального прохождения магнитных силовых линий по материалу с высокой проницаемостью и исключения зазоров применяют тороидальные сердечники с равномерной намоткой. При этом проницаемость сердечника практически равна проницаемости материала.

Индуктивность катушки с сердечником с зазором

$$\begin{aligned} L_c &= 12,6 \cdot 10^{-3} S_c W^2 \mu_c / l_c = \\ &= 12,6 S_c W^2 \mu_n \cdot 10^{-3} / l_c (1 + \mu_n l_3 / l_c), \end{aligned} \quad (4.19)$$

где S_c — площадь сечения сердечника.

Относительное отклонение индуктивности при учете влияния отклонений μ_n и l_3

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{\mu_c}{\mu_n} \frac{\Delta \mu_n}{\mu_n} - \frac{l_3}{l_c / \mu_c} \frac{\Delta l_3}{l_3}. \quad (4.20)$$

Отсюда следует, что влияние начальных отклонений магнитной проницаемости μ_n на отклонение индуктивности уменьшается при уменьшении μ_c . При заданной проницаемости материала уменьшение μ_c достигается увеличением зазора. Из приведенного выражения следует, что на относительное отклонение индуктивности существенно влияет относительное отклонение зазора, поскольку коэффициент влияния для $\Delta l/l_3$ стремится к единице.

Полагая, что размер зазора не зависит от температуры, определим температурный коэффициент индуктивности ($TKL = \alpha_L$). Воспользуемся формулой из [2]. Тогда $\alpha_L = \sum k_{iотн} \alpha_{x_i}$, где $k_{iотн}$ — относительный коэффициент влияния; α_{x_i} — температурный коэффициент первичных параметров.

При исследовании воздействий температуры влиянием второго члена суммы (4.20) можно пренебречь. В силу пропорциональности можно заменить $\Delta L/L$ на α_L и $\Delta \mu_n / \mu_n$ на α_{μ_n} .

Тогда из (4.20) получим

$$\begin{aligned} \alpha_L &\approx \frac{\mu_c}{\mu_n} \alpha_{\mu_n} = \frac{\alpha_{\mu_n}}{\mu_n} \mu_c; \\ m(x_L) &= \mu_c m(x_{\mu_n} / \mu_n); \\ D(x_L) &= \mu_c^2 D(x_{\mu_n} / \mu_n). \end{aligned} \quad (4.21)$$

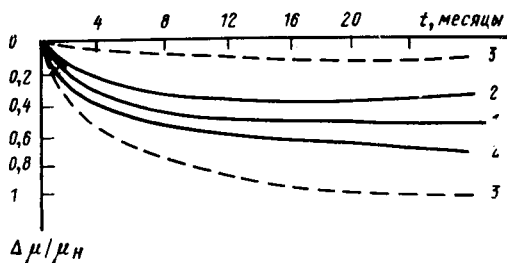


Рис. 4.23

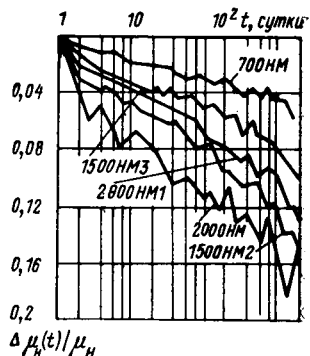


Рис. 4.24

Как видно из полученных результатов, температурная стабильность индуктивности катушки определяется не температурным коэффициентом проницаемости материала, а его относительным значением, которое приводится в справочниках, и требуемым значением магнитной проницаемости сердечника.

Таким образом, при правильном конструировании катушки с ферритовым сердечником, обеспечивая стабильность геометрических размеров, в первую очередь стабильность зазора, можно создать катушки с достаточно стабильной индуктивностью, несмотря на низкую температурную стабильность проницаемости феррита.

Свойства катушек индуктивности при длительном функционировании. При длительном функционировании катушек индуктивности с сердечниками наиболее существенное влияние на их параметры оказывает сердечник.

На рис. 4.23 приведены результаты статистической обработки результатов измерений зависимости магнитной проницаемости от времени для тороидальных сердечников из карбонильного железа марки Р-100 (1 — изменение среднего значения отклонений; 2 — область, соответствующая среднеквадратическому отклонению; 3 — 3 — область, соответствующая удвоенному среднеквадратическому отклонению).

Для аналитического описания закономерностей старения материала сердечников можно использовать логарифмический закон

$$\Delta\mu_n(t)/\mu_n = \tilde{\beta}_0 \lg t/t_0.$$

Тогда для среднего значения

$$m[\Delta\mu_n(t)/\mu_n] = m(\tilde{\beta}_0) \lg(t/t_0), \quad (4.22)$$

где μ_n — начальная магнитная проницаемость материала; $\Delta\mu_n(t)$ — отклонение магнитной проницаемости материала от начальной магнитной проницаемости; $\tilde{\beta}_0$ — случайный коэффициент, показы-

вающий скорость изменения магнитной проницаемости материала для каждой реализации; $m(\beta_0)$ — математическое ожидание коэффициента, показывающего скорость изменения магнитной проницаемости материала; t — время, в течение которого отсутствуют заметные изменения магнитной проницаемости.

Значения $\Delta\mu_n(t)$, β_0 , $m(\beta_0)$, t_0 получают из результатов эксперимента. В рассматриваемом примере для тороидальных сердечников $m(\beta_0)=0,14\%$ и $t_0=50$ ч.

Среднеквадратическое отклонение также можно рассматривать как изменяющееся по логарифмическому закону:

$$D^{1/2}(\Delta\mu_n(t)/\mu_n)=D^{1/2}(\beta_0) \lg t/t_0. \quad (4.23)$$

Как видно из рис. 4.23, карбонильное железо имеет высокую стабильность магнитной проницаемости, но ее значение невелико (обычно меньше 50 ... 100). Аналогичные закономерности получены для ферритов [2], но изменение проницаемости во времени и при изменении температуры у них значительно больше. Результаты эксперимента для изменений во времени приведены на рис. 4.24.

Значительное изменение магнитной проницаемости сердечника при длительной работе и при изменении температуры ограничивают использование феррита в катушках, которые должны сохранять стабильность индуктивности при длительном функционировании и в изменяющихся климатических условиях. Влияние временной и температурной нестабильности феррита на параметры катушек можно уменьшить введением воздушных зазоров в броневые сердечники. При этом уменьшается проницаемость сердечника μ_c по сравнению с проницаемостью материала μ_n , из которого он изготовлен.

Рассмотрим этот вопрос применительно к стабильности во времени. Аналогично выше были получены результаты для температурной стабильности. Известно, что $L_c=L_{\delta/c}/\mu_c$, где L и $L_{\delta/c}$ — индуктивности катушки с сердечником и без сердечника.

Изменение индуктивности в основном определяется изменением проницаемости сердечника μ_c . При введении зазора μ_c изменяется в соответствии с соотношением (4.18). Следовательно, изменяя зазор, можно получить разные значения $\mu_c < \mu_n$. Относительное изменение индуктивности

$$\Delta L_c(t)/L_c=\Delta\mu_c(t)/\mu_c,$$

где L_c и μ_c — начальное значение индуктивности и проницаемости сердечника; $\Delta L_c(t)$ и $\Delta\mu_c(t)$ — их отклонения во времени.

Для описания закономерностей отклонений $\Delta\mu_c$ и ΔL_c также следует воспользоваться логарифмической аппроксимацией. Тогда

$$\Delta L_c(t)/L_c=\Delta\mu_c(t)/\mu_c=\tilde{\beta}_c \lg t/t_0, \quad (4.24)$$

где β_c — случайный коэффициент, показывающий скорость изменения магнитной проницаемости сердечника и индуктивности ка-

тушки для каждой реализации, откуда

$$m[\Delta\mu_c(t)/\mu_c] = m(\beta_c) \lg t/t_0$$

$$\text{и } D^{1/2}[\Delta\mu_c(t)/\mu_c] = D^{1/2}(\beta_c) \lg t/t_0$$

или

$$\Delta L_c(t)/L_c = \tilde{\beta}_c \lg t/t_0; m[\Delta L_c(t)/L_c] = m(\beta_c) \lg t/t_0$$

$$\text{и } D^{1/2}[\Delta L_c(t)/L_c] = D^{1/2}(\beta_c) \lg t/t_0. \quad (4.25)$$

Следовательно, для вычисления стабильности катушки индуктивности с сердечником следует найти $m(\beta_c)$ и $D^{1/2}(\beta_c)$, а также t_0 и знать требования по времени t , в пределах которого необходимо оценить средний уход индуктивности и его рассеивание. Это сделать просто, если имеются сведения о стабильности материала сердечника и известен зазор (или μ_c).

Можно утверждать, что β_c , $m(\beta_c)$ и $D^{1/2}(\beta_c)$ будут в той мере отличаться от β_0 , $m(\beta_0)$ и $D^{1/2}(\beta_0)$, в какой μ_c отличается от μ_n :

$$\beta_c/\beta_0 = m(\beta_c)/m(\beta_0) = D^{1/2}(\beta_c)/D^{1/2}(\beta_0) = \mu_c/\mu_n. \quad (4.26)$$

Тогда, рассматривая в качестве основного показателя стабильности среднее относительное отклонение индуктивности на заданное время t , получаем

$$m[\Delta L_c(t)/L_c] = m[\Delta\mu_c(t)/\mu_c] =$$

$$= m(\beta_c) \lg t/t_0 = [m(\beta_0)/\mu_n] \mu_c \lg t/t_0$$

или

$$\mu_c = m[\Delta L_c(t)/L_c] / [m(\beta_0)/\mu_n] \lg t/t_0. \quad (4.27)$$

Как видно, скорость изменения проницаемости сердечника и индуктивности катушки зависит от отношения $m(\beta_0)/\mu_n$ и проницаемости сердечника μ_c , полученной при введении зазора. Отношение $m(\beta_0)/\mu_n$ характеризует влияние материала. Магнитная проницаемость μ_c определяется зазором (4.18) и характеризует улучшение параметров катушки (индуктивности и добротности) за счет сердечника.

Аналогичную зависимость имеем для среднеквадратического

Таблица 4.4

Марка феррита	$m(\beta_0)/\mu_n$	$D^{1/2}(\beta_0)/\mu_n$
700НМ	0,02/0,7·10 ³ = 30·10 ⁻⁶	0,002/0,7·10 ³ = 3·10 ⁻⁶
1500НМ3	0,03/1500 = 20·10 ⁻⁶	0,006/1500 = 4·10 ⁻⁶
2000НМ1	0,035/2000 = 17·10 ⁻⁶	0,005/2000 = 2,5·10 ⁻⁶
1500НМ2	0,05/1500 = 35·10 ⁻⁶	0,005/1500 = 3,3·10 ⁻⁶
2000НМ	0,06/2000 = 30·10 ⁻⁶	0,006/2000 = 3·10 ⁻⁶

отклонения $D^{1/2}(\beta_c)$. Значение отношений $m(\beta_0)/\mu_n$ и $D^{1/2}(\beta_0)/\mu_n$ для разных марок феррита приведены в табл. 4.4. Обычно $t_0 \approx 8 \dots 10$ ч.

Зная ограничения на среднее изменение индуктивности за заданное время и характеристики старения феррита, по (4.27) можно найти достижимое μ_c . Например, если допустить, что за три года работы ($t \approx 25000$ ч) индуктивность в среднем изменится на 0,5%, то для феррита марки 2000НМ1 при $t_0 = 10$ ч можно получить достижимое значение μ_c .

Проводя вычисление достижимого μ_c и подставляя указанные значения в (4.27), получаем $\mu_c = 0,005/17 \cdot 10^{-6} \lg 2500 = 110$.

Как видно из результата, применение ферритовых сердечников позволяет значительно повысить индуктивность, а, следовательно, добротность катушки, при неплохих показателях по стабильности (например, при среднем уходе по индуктивности на 0,5% за три года). При этом необходимо так выбирать материал сердечника, чтобы потери при частоте, на которой работает катушка, были пренебрежимо малы. По полученной μ_c следует выбрать зазор, пользуясь (4.18).

Перспективы развития и использования катушек индуктивности в РЭА. Катушка индуктивности является элементом, сопряжение которого с ИС вызывает большие трудности. Основная причина состоит в сложности создания катушек малых габаритов с высокими индуктивностью и добротностью. Возможности миниатюризации катушек индуктивности значительно меньше, чем конденсаторов и резисторов. Действительно, потери в конденсаторах не зависят от их размера и определяются потерями в диэлектрике. В катушках индуктивности потери, заметно влияющие на добротность, складываются из потерь в сердечнике, проводах обмотки, паразитной собственной емкости катушки, экране и увеличиваются при уменьшении размеров катушки.

Все это объясняет наметившуюся тенденцию уменьшения количества катушек индуктивности в аппаратуре на ИС, использования схем, не требующих катушек индуктивности, и замены их специальными схемами на транзисторах (гираторы). Однако следует ожидать, что во многих случаях применение катушек останется целесообразным, например в радиовещательной РЭА, измерительных устройствах, передатчиках и т. п. Имеет место применение плоских катушек в гибридных ИС. Конструкция одного из видов катушек индуктивности приведена на рис. 4.25, где 1 — заглушка; 2 — экран; 3 — корпус; 4 — обмотка; 5 — кар-

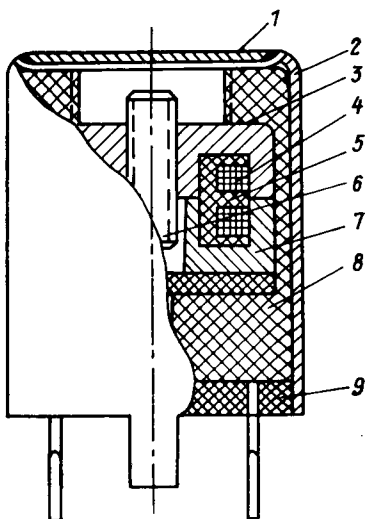


Рис. 4.25

жас; 6 — сердечник (стержень); 7 — сердечник (чашка); 8 — основание; 9 — заливка.

Перспективы развития катушек индуктивности в основном определяются разработкой материалов с высокой магнитной проницаемостью и стабильностью на радиочастотах, значительно превосходящих по своим свойствам современные ферриты.

4.4. РЕЗИСТОРЫ

Классификация. Резисторы классифицируются по разным принципам.

По постоянству значения сопротивления различают:

1) постоянные — с фиксированным сопротивлением; в зависимости от назначения они подразделяются на резисторы общего применения, прецизионные, высокочастотные, высоковольтные, высокоомные;

2) переменные — с изменяющимся сопротивлением; в зависимости от назначения они подразделяются на подстроечные (сопротивление изменяется при технологической регулировке) и регулировочные (сопротивление изменяется во время функционирования аппаратуры), по характеру зависимости сопротивления от угла поворота подвижной системы переменные резисторы делятся на линейные и нелинейные;

3) специальные — это особая группа резисторов, сопротивление которых зависит от действия внешних факторов: проходящего тока, приложенного напряжения (варисторы), температуры (терморезисторы), освещения (фоторезисторы), магнитного поля (магнорезисторы) и т. п.

По принципу создания резистивного элемента резисторы можно разделить на проволочные и непроволочные. Основное применение имеют непроволочные резисторы — пленочные и объемные, у которых резистивные свойства создаются с помощью пленок или объемных композиций с высоким удельным сопротивлением.

Пленочные и объемные резисторы обладают меньшей собственной емкостью, индуктивностью и стоимостью по сравнению с проволочными. Это позволяет применять их в широком диапазоне частот, получать резисторы с широким диапазоном номиналов сопротивлений без изменения их конструкций при малых габаритах и массе.

Резистор нельзя рассматривать как элемент, обладающий

только активным сопротивлением, определяемым его резистивным элементом. Помимо сопротивления резистивного элемента он имеет емкость, индуктивность и дополнительное активное сопротивление.

Схема замещения резистора.

В большинстве случаев удобно

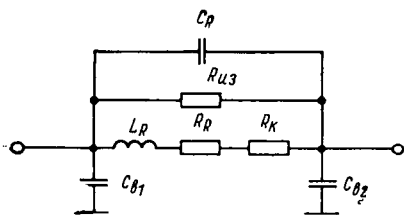


Рис. 4.26

пользоваться упрощенной схемой замещения, которая приведена на рис. 4.26 для постоянных резисторов. Такая схема может быть использована всегда, если только резистор не применяется на СВЧ. На схеме $C_{в1}$ и $C_{в2}$ — емкости выводов; $R_{из}$ — сопротивление изоляции, определяемое свойствами защитного покрытия и основания; L_R — общая эквивалентная индуктивность резистора и его выводов; R_k — эквивалентное сопротивление контактов; R_R — сопротивление резистивного элемента; C_R — эквивалентная емкость резистора.

Основным параметром постоянного резистора является сопротивление R :

$$R = (R_R + R_k) R_{из} / (R_R + R_k + R_{из}). \quad (4.28)$$

Сопротивление R_k имеет существенное значение только для низкоомных резисторов. Однако в процессе функционирования резистора из-за перегрева, недостаточного контактного усилия, действия влаги оно может значительно возрасти, что приводит к выходу резистора из строя.

Сопротивление $R_{из}$ определяется качеством диэлектрика, используемого для основания и обволакивания резистора, и практически влияет на общее сопротивление R только для высокоомных резисторов.

Основные параметры резисторов. Резисторы изготавливаются на разные номиналы, которые в соответствии с рекомендациями МЭК (Международной электротехнической комиссии) стандартизованы. Согласно ГОСТ 2825—67 установлено шесть рядов номиналов сопротивлений: Е6, Е12, Е24, Е48, Е96, Е192. Цифра указывает число номинальных значений в данном ряду; переменные сопротивления имеют ряды номиналов Е6, Е12, Е24. Сопротивления могут отличаться от номинальных в пределах определенных допусков. Ряд допустимых отклонений тоже нормализован. Допуски даются в соответствии с рядом $\pm 0,01$; $\pm 0,02$; $\pm 0,05$; $\pm 0,1$; $\pm 0,2$; $\pm 0,5$; $\pm 1,0$; $\pm 2,0$; $\pm 5,0$; $\pm 10,0$; $\pm 20,0$; $\pm 30,0\%$.

В резисторах общего применения номиналы сопротивлений согласованы с допусками таким образом, что получается так называемая «безотходная» шкала: номиналы и допустимые сопротивления одного резистора примыкают к номиналу и допустимым значениям соседнего. Поэтому изготовленный резистор обязательно попадает в одну из групп. Таким образом, при массовом производстве резисторов не ставится задача изготовления резисторов определенного номинала с определенным допуском.

Индуктивность резистора определяется его размерами и размерами выводов. Обычно она невелика и составляет примерно $3 \cdot 10^{-9}$ Гн/см кроме случаев, когда для увеличения сопротивления резистора резистивному слою придается вид спирали и индуктивность может достигать десятых долей микрогенри на сантиметр.

Емкость резистора определяется его размерами и конструкцией выводов. Для малогабаритных резисторов она невелика и измеряется десятными долями пикофарад. Индуктивности и емкости в переменных резисторах значительно больше, чем в постоянных.

Важными параметрами резистора, не отраженными в схеме замещения, являются допустимая мощность рассеивания, напряжение собственных шумов, температурный коэффициент сопротивления, изменение сопротивления во времени и при действии различных дестабилизирующих факторов, надежность. Для переменных сопротивлений также существенны характеристики, определяющие относительное изменение сопротивления при перемещении скользящего контакта, разрешающая способность, шумы вращения и износостойчивость.

Номинальная мощность рассеивания $\mathcal{P}_{\text{ном}}$ указывает допустимую электрическую нагрузку в течение длительного времени при заданной стабильности сопротивления. Мощность рассеивания определяется размерами резистора, конструкцией и свойствами резистивного элемента. Чем выше теплостойкость конструкционных и резистивных материалов, тем больше может быть рассеиваемая мощность при данной площади охлаждения резистора. Часто пользуются характеристикой удельной мощности рассеивания резистора, Вт/см²,

$$\mathcal{P}_{\text{уд}} = \mathcal{P}_{\text{ном}} / S_R, \quad (4.29)$$

где S_R — поверхность охлаждения резистора. От $\mathcal{P}_{\text{уд}}$ зависит перегрев резистора ΔT , так как

$$\Delta T = \mathcal{P}_{\text{ном}} / k S_R = P_{\text{уд}} / k, \quad (4.30)$$

где k — коэффициент теплопередачи; S_R — поверхность охлаждения резистора.

Ряд важных свойств резистора определяется собственными шумами, которые складываются из тепловых и токовых шумов. Из-за неупорядоченного теплового движения электронов между двумя любыми точками проводника существует случайно изменяющееся электрическое напряжение (или тепловой шум). Тепловые шумы характеризуются непрерывным широким практически равномерным спектром. Напряжение теплового шума не зависит от материала, а зависит от температуры и сопротивления. В полосе частот от f_1 до f_2 ЭДС теплового шума, В,

$$E_{\tau} = \sqrt{4kTR(f_2 - f_1)}, \quad (4.31)$$

где k — постоянная Больцмана, равная $1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град; T — температура, К; R — сопротивление, Ом; f_1 и f_2 — частота, Гц.

При $T = 300$ К получаем ЭДС, мкВ, $E_{\tau} \approx \sqrt{R(f_2 - f_1)} / 8$, где R — сопротивление, кОм; f_1 и f_2 — частота, кГц. Тепловые шумы нельзя исключить или уменьшить, они существуют независимо от тока, протекающего по резистору.

При протекании тока по непроволочному резистору дополнительно возникают токовые шумы. Они обусловлены дискретной структурой токопроводящего элемента. Интенсивность токовых шумов зависит от проходящего тока. При прохождении электрического тока происходит местный нагрев, который сопровождается нарушением контактов между одними частицами и появлением контактов между другими в результате спекания. Из-за этого флуктуирует значение сопротивления и тока и на резисторе появляется шумовая составляющая напряжения.

Токовый шум имеет непрерывный спектр, интенсивность которого увеличивается в области низких частот. Поскольку ЭДС шума зависит от тока, то она должна зависеть и от напряжения, приложенного к резистору. В первом приближении можно считать, что ЭДС токового шума в заданной полосе частот

$$E_i = k_i U, \quad (4.32)$$

где U — напряжение на резисторе; k_i — коэффициент, зависящий от конструкции резистора, свойств резистивного слоя, полосы частот, в пределах которой определяется шум (его значение указывается в ТУ и для различных типов резисторов меняется от 0,2 до 20 мкВ/В).

Плотность мощности шума зависит от частоты, поэтому принято определять уровень шума на композиционном резисторе в полосе частот 60 ... 6000 Гц. Например, при $k_i = 10$ мкВ/В напряжение шума на композиционном резисторе $E_i = 10U$.

Если напряжение, приложенное к резистору, соответствует номинальной мощности, то

$$U_{\text{пих}} = \sqrt{\mathcal{P}_{\text{ном}} R_{\text{ном}}} \quad \text{или} \quad E_i = k_i \sqrt{\mathcal{P}_{\text{ном}} R_{\text{ном}}}. \quad (4.33)$$

Из (4.33) следует, что максимальный токовый шум пропорционален $\sqrt{R_{\text{ном}}}$ (так же, как для теплового шума). Допустим, что $\mathcal{P}_{\text{ном}} = 0,5$ Вт и $R_{\text{ном}} = 10$ кОм. Тогда $E_i = 10\sqrt{0,5 \cdot 10^4} = 700$ мкВ. Для сравнения отметим, что тепловой шум в той же полосе частот на этом сопротивлении составит 1 мкВ, т. е. токовый шум может значительно превышать тепловой.

Уровень токовых шумов у композиционных резисторов в несколько раз больше, чем у пленочных, что является существенным недостатком при применении их в аппаратуре.

Токовый шум резисторов имеет значение и для характеристики их стабильности: он определяется процессами, протекающими в резисторе, имеющем сложную структуру резистивного элемента, и отображает внутренние свойства этой структуры. Исследования показывают, что чем однороднее структура, тем меньше токовый шум. Это позволяет использовать результаты измерения токового шума для прогнозирования свойств резисторов.

Как уже упоминалось, переменные резисторы имеют ряд специальных характеристик, которые отражают их функциональ-

ные и конструктивные особенности. Кривая регулирования определяет зависимость сопротивления между подвижным контактом и одним из неподвижных контактов резистивного элемента от угла поворота подвижной системы. Разрешающая способность показывает, при каком наименьшем изменении угла поворота подвижной системы изменение сопротивления резистора может быть различимо. Она характеризуется минимально допустимым изменением сопротивления при малом перемещении подвижного контакта и количественно равна отношению фиксированного сопротивления (напряжения) к полному сопротивлению (напряжению) резистора. Для переменных резисторов общего применения разрешающая способность составляет для однооборотных приблизительно 0,02 ... 0,4 %, для многооборотных 0,001 ... 0,2 %.

В переменных резисторах, помимо тепловых и токовых шумов, на выходное напряжение влияют напряжения шумов вращения, которые значительно выше тепловых и токовых и достигают примерно 30 ... 40 дБ. Одной из основных эксплуатационных характеристик переменного резистора является износостойчивость — способность резистора сохранять параметры в определенных пределах при многократном вращении подвижной системы. Она оценивается числом циклов перемещения подвижной системы при сохранении стабильности параметров. Износостойчивость определяется конструкцией, материалом и контактным усилием. У регулировочных резисторов она достигает значения $(5 \dots 20) \times 10^3$, у подстроечных — около 1000.

Кроме того, важное значение имеют следующие параметры конструкции: размеры резисторов, выводов и допуски на эти размеры, допустимые удаления от тела резистора точек выводов, где возможна их деформация (изгиб), допустимое удаление резистора от места пайки, масса, частота механического резонанса резистора, установленного в конструкции, допустимые механические воздействия (удары, вибрация, ускорения).

Стабильность резисторов при действии температуры характеризуется температурным коэффициентом сопротивления

$$\alpha_R = \frac{dR}{dT} \frac{1}{R_{0T}}, \quad (4.34)$$

где T — температура; R_{0T} — сопротивление при номинальной температуре.

Несмотря на то, что α_R изменяется в зависимости от температуры, в первом приближении принимают его значение постоянным во всем рабочем диапазоне температур или в двух интервалах температур: от $+25^\circ\text{C}$ и ниже и от $+25^\circ\text{C}$ и выше. Во многих случаях оговаривается его максимальное значение. Очевидно, что коэффициент α_R является случайной величиной и можно рассчитать его числовые характеристики: математическое ожидание $m(\alpha_R)$ и среднеквадратическое отклонение $D^{1/2}(\alpha_R)$.

Наиболее полно описать температурный коэффициент можно, используя его плотность распределения $W(\alpha_R)$. На рис. 4.27 при-

ведена плотность распределения температурного коэффициента сопротивления резистора МЛТ для высокоомных (кривая 1) и низкоомных (кривая 2) резисторов. Температурный коэффициент сопротивления меняется в зависимости от толщины пленки, т. е. номинала сопротивления.

Стабильность резисторов во времени характеризуется коэффициентом старения

$$\beta_R = \frac{dR}{dt} \frac{1}{R_0}, \quad (4.35)$$

где t — время; R_0 — сопротивление непосредственно после изготовления.

Важнейшая характеристика резистора — надежность. В простейшем случае она характеризуется средним временем работы до отказа, причем часто предполагается использование экспоненциального закона надежности. Однако резистор является нагруженным элементом, и поэтому закономерности его длительного функционирования оказываются сложными.

Специальные резисторы. Основным предъявляемым к рассмотренным резисторам требованием является постоянство сопротивления и возможно меньшее его изменение под влиянием внешних факторов (температуры, механических усилий, приложенного напряжения, освещенности и т. д.). Однако можно создать резисторы с заранее предусмотренными и целенаправленными изменениями сопротивления при наличии тех или иных внешних воздействий.

К специальным типам резисторов относятся: варисторы, сопротивление которых значительно меняется с изменением приложенного напряжения (используются как стабилизаторы и ограничители напряжения); фоторезисторы, сопротивление которых значительно изменяется под действием света (они используются в оптронах, а также в системах регулирования как датчики освещенности и в системах телеметрии, контроля и т. п.); терморезисторы, сопротивление которых меняется при действии температуры; тензомеры, сопротивление которых изменяется под влиянием механических воздействий (терморезисторы и тензомеры используются в качестве датчиков телеметрии); магниторезисторы, сопротивление которых изменяется под действием магнитного поля.

Варисторы изготавливаются путем спекания смеси из кристаллов карбида кремния (карборунда) и связующих веществ. На диски или стержни наносится проводящий слой, к которому привариваются или припаиваются выводы. Ток, протекающий по варистору, изменяется при изменении напряжения по нелинейному закону. Пример вольт-амперной характеристики варисторов дан на рис. 4.28. В обозначении варисторов буквы СН означают сопротивление нелинейное, цифры — шифр материала и тип конструкции.

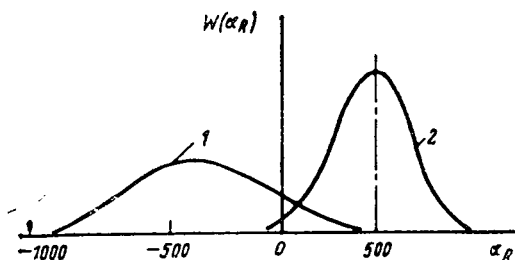


Рис. 4.27

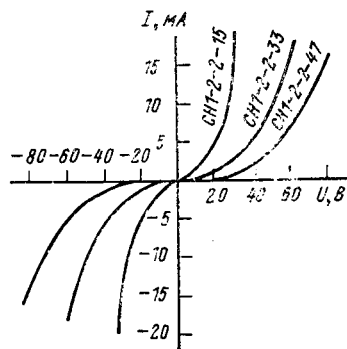


Рис. 4.28

Нелинейность характеристик определяется тем, что при увеличении напряжения происходит перекрытие мельчайших зазоров между кристалликами карбида, т. е. наблюдается эффект, аналогичный фриттинг-эффекту. В результате сопротивление уменьшается, и ток резко возрастает. Варисторы изготавливаются на напряжение 15 В ... 25 кВ, токи 50 мкА ... 10 мА и мощности 0,8 ... 3 Вт. Из-за нелинейности характеристики сопротивление варисторов на постоянном и переменном токах отличается. Для параметров варисторов характерны большие отклонения и нестабильность. Например, ток при заданном напряжении может иметь отклонение $\pm(10 \dots 20) \%$. Температурный коэффициент сопротивления может достигать $1000 \cdot 10^{-6} \text{ } 1/^{\circ}\text{C}$. Для примера на рис. 4.29 показан терморезистор СТЗ-19 (масса 3 г, максимальная мощность рассеивания 45 мВт, допустимое отклонение сопротивления от номинала $+20 \%$, $\alpha_R = 3,4 \dots 4,5 \%$ $1/^{\circ}\text{C}$), а на рис. 4.30 — варистор СН1-8 (масса 30 г, номинальная мощность рассеивания 2 Вт). Фоторезистор ФСА-1 (рис. 4.31) выпускается в пластмассовом корпусе со штырьковым выводом (масса 4,5 г, номинальное темновое сопротивление 22 кОм ... 1 МОм, рабочее напряжение постоянного тока 50 В, максимальная мощность рассеивания 0,01 Вт) [32, 33].

Конструкция резисторов. Основным элементом конструкции постоянного резистора является резистивный элемент. Кроме того, существует ряд других элементов конструкции, которые определяют его свойства как конструктивно и технологически законченного дискретного элемента. Конструкция должна иметь основание или каркас, который обеспечивает механическую прочность и жесткость всей конструкции и возможность укрепления на нем всех остальных конструктивных элементов.

Для включения резистора в цепь необходимы выводы, с помощью которых должен быть создан надежный электрический контакт с резистивным элементом и удобное и надежное электрическое подсоединение при монтаже. Обычно необходима также защита резистора, точнее резистивного слоя и места соединения выводов с ним, от влажности, загрязнений и механических повреждений. Вы-

водные контакты малогабаритных резисторов являются элементами механического крепления, а также отводом для тепловой энергии, рассеиваемой на резисторе.

Сложные функции выводов выдвигают много противоречивых требований при конструировании резисторов. Действительно, для того чтобы резистор был достаточно прочным не имел механических резонансов на низкой частоте и выводы эффективно отводили тепло, необходимо, чтобы выводные концы от резистивного элемента до места пайки были возможно более короткими и имели сравнительно большой диаметр. Но при этом пайка может привести к перегреву точек соединения резистивного элемента с выводами и ухудшению надежности.

Для защиты резистора от влажности обычный резистивный элемент и часть выводов покрывают защитной пленкой, обладающей хорошей адгезией с металлом выводов и корпусом резистора.

В пленочных резисторах резистивным элементом является тонкая пленка, которая не может служить основанием конструкции. В качестве несущей основы у этих резисторов используется изоляционное основание в виде полых и сплошных цилиндров. Основной операцией при создании пленочных резисторов является нанесение резистивной пленки на изоляционное основание. Пленка должна сохранять сцепление с основанием длительное время и в сложных температурных режимах. Сопротивление резистора определяется составом пленки, ее толщиной и размерами основания. Кроме того, размеры основания, так же как и выводы, определяют отвод тепла. Чем на большую мощность рассчитан резистор, тем больше должна быть поверхность охлаждения и размеры изоляционного основания.

Наиболее сложной частью таких конструкций является переход от резистивной пленки к выводам. Обычно на конец изоляционного основания, покрытого пленкой, надеваются колпачки из проводящего материала с припаянными к ним выводами. Это соединение может нарушиться из-за различных температурных коэффициентов линейного расширения материалов основания, резистивного слоя и выводов, а также при механических воздействиях. Это предъявляет высокие

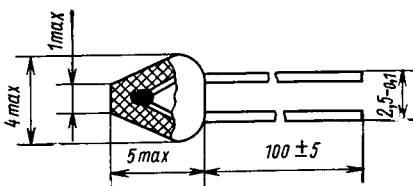


Рис. 4.29

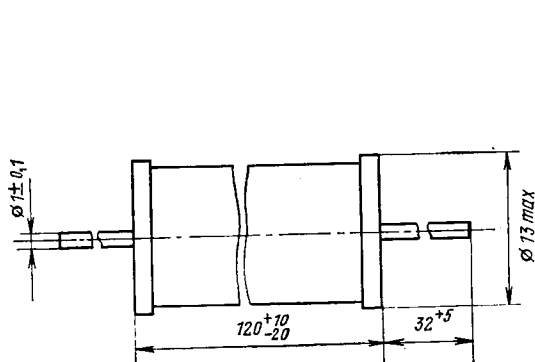


Рис. 4.30

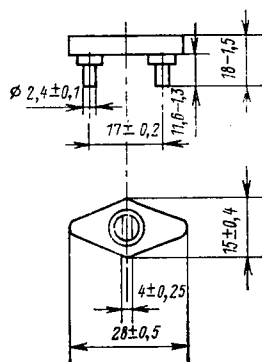


Рис. 4.31

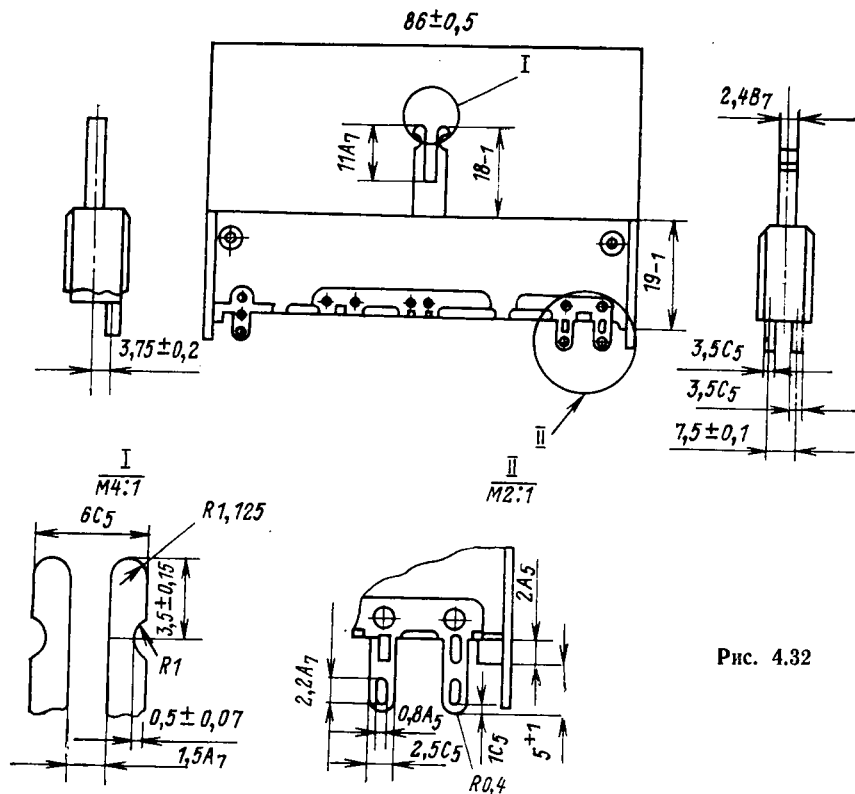


Рис. 4.32

требования к допускам и качеству соединения. Очевидно, что такое соединение является типичным электрическим контактом, в котором контактное усилие обеспечивается конструкцией колпачка, допусками на размеры колпачка и основания, технологией насадки колпачка на основание.

Резистивная пленка и место соединения выводов с ней являются наиболее уязвимыми при воздействии внешних факторов. Здесь могут происходить процессы, приводящие к изменению полного сопротивления резистора и даже к выходу его из строя. То обстоятельство, что в этом соединении может быть создано большое контактное усилие, и то, что оно не подвергается разъединению, является благоприятным для обеспечения надежного контакта.

Влияние влаги на пленочный резистор проявляется при воздействии на резистивную пленку и на соединение проводящая пленка — колпачок. Влагозащита осуществляется покрытием резистора и части выводов с колпачками защитной пленкой.

В связи с большим разнообразием требований к резисторам имеется много их конструкций, ознакомиться с которыми можно, пользуясь специальной литературой и справочниками [32, 33]. Конструкция переменных резисторов значительно сложнее, чем постоянных. В них помимо резистивного элемента и электрических выводов должен быть выполнен подвижный скользящий контакт, предусмотрены элементы, обеспечивающие его перемещение и фиксацию, элементы

для создания необходимого контактного усилия, а также плавного перемещения скользящего контакта по резистивному элементу. Резистивный элемент в переменных резисторах выполняется так же, как и в постоянных, он может быть пленочным и композиционным. Для примера на рис. 4.32 показан переменный резистор типа СПЗ-23.

Таким образом, конструктивные характеристики резистора, такие как габариты, масса, механическая прочность, надежность, определяются свойствами резистивной пленки, соединением основания с пленкой, колпачком и выводами, а для переменных резисторов — еще и особенностями конструкции скользящего контактного узла.

Старение резисторов. Закономерности старения резисторов зависят от физической природы резистивного элемента. В наибольшей степени старению подвержены композиционные резисторы, несколько лучшие результаты дают углеродистые, самые высокие — металлопленочные.

Опыт показывает, что коэффициент старения резисторов β_R существенно меняется от партии к партии. Поэтому в ТУ часто указывают коэффициенты, которые намного хуже, чем для большей части резисторов. Например, в табл. 4.5 приведены данные по уходу сопротивлений резисторов при работе в пределах номинальной нагрузки и влияния температуры, влажности и механических воздействий, допустимых по ТУ. Математическое ожидание и среднеквадратическое отклонение коэффициента старения приведены в той же таблице.

При оценке старения рекомендуется пользоваться вероятностным описанием коэффициента старения резисторов, полученным из эксперимента, и только в приближенных начальных расчетах ориентироваться на максимально допустимые отклонения, приводимые в ряде источников.

Для иллюстрации того, какие факторы влияют на накапливающиеся необратимые изменения сопротивления резисторов, на рис. 4.33 даны графики плотности распределения сопротивления металлопленочного резистора сразу после изготовления (1), после складского хранения (2), после монтажа в аппаратуре (3) и после эксплуатации в течение 10 000 ч, сопровождаемой нагревом (4).

Применение резисторов в РЭА и перспективы их развития. В зависимости от условий применения резисторов к их характе-

Таблица 4.5

Тип резистора	Допустимый уход сопротивлений (по ТУ), %	β_R , 1/ч	$m(\beta_R)$, 1/ч	$D^{1/2}(\beta_R)$, 1/ч
Композиционный	-5 ± 2	$-(30 \dots 70) \cdot 10^{-6}$	$-10 \cdot 10^{-6}$	$10 \cdot 10^{-6}$
Углеродистый	± 4	$\pm 20 \cdot 10^{-6}$	$-5 \cdot 10^{-6}$	$5 \cdot 10^{-6}$
Металлопленочный	± 4	$\pm 20 \cdot 10^{-6}$	0	$3 \cdot 10^{-6}$

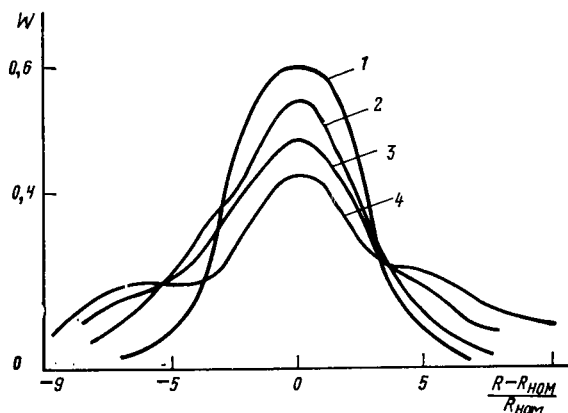


Рис. 4.33

ристикам могут предъявляться разные требования, которые и определяют выбор тех или иных типов резисторов. Отметим два вида таких требований.

1. К стабильности и точности сопротивления резисторов не предъявляются сколько-нибудь существенные требования и могут быть допущены те отклонения, которые характеризуются температурным коэффициентом сопротивления, коэффициентом старения и отклонениями, вызванными другими дестабилизирующими факторами. Основное влияние таких резисторов на свойства аппаратуры определяется их внезапными отказами, в результате которых происходит увеличение сопротивления в 10—100 раз и более.

2. К стабильности и точности сопротивления резисторов предъявляются жесткие требования. Решая вопрос о применении тех или иных типов резисторов, необходимо на этапе разработки аппаратуры провести анализ, в какой степени тот или иной тип резисторов отвечает поставленным требованиям с учетом старения, влияния температуры и других факторов. При этом нужно учитывать условия работы резисторов в аппаратуре, так как при определенных условиях могут происходить обратимые изменения параметров, которые устраняются при прекращении их действия, и необратимые, т. е. накапливающиеся изменения.

Распространенным случаем применения резисторов в РЭА является такой, когда на отклонения параметров резисторов во время эксплуатации накладываются определенные ограничения. При этом необходимо расчетным путем найти вероятностные характеристики изменения сопротивления резисторов в течение длительного времени функционирования, причем имеют значение как обратимые изменения сопротивления, так и необратимые.

Широкое применение в РЭА микросхем несколько изменило роль, которую играют резисторы. Большая часть резисторов, которые ранее выпускались как дискретные элементы, теперь

входит в состав гибридных ИС и является элементами ИС. Однако практика показала, что отказываться от дискретных резисторов нецелесообразно, так как они в ряде случаев позволяют улучшить параметры аппаратуры, обладая свойствами, недостижимыми для резисторов в ИС. Это в первую очередь относится к переменным резисторам, резисторам высокой стабильности (при применении в активных *RC*-фильтрах) и большой мощности. Хотя относительное количество дискретных резисторов при переходе на ИС уменьшилось, общее усложнение аппаратуры и увеличение ее выпуска привели к тому, что потребность в резисторах не уменьшилась. Их производство развивается, и они продолжают совершенствоваться по многим показателям и характеристикам. Например, уменьшены токовые шумы, значительно улучшены стабильность и надежность. При применении дискретных резисторов в современной аппаратуре они komponуются совместно с ИС на платах печатного монтажа или входят в состав микросборок вместе с БИС. Таким образом, дискретные резисторы в РЭА на ИС остаются важным элементом конструкции.

В РЭА находят широкое применение постоянные резисторы общего применения типов МЛТ и ОМЛТ. Они обладают высокими электрическими, конструктивными и эксплуатационными характеристиками ($\alpha_R = (700 \dots 1200) \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}$, масса $0,15 \dots 3,5 \text{ г}$, отклонения сопротивления: $\pm 5, \pm 10, \pm 20\%$, $U_p = 200 \dots 750 \text{ В}$). Резисторы типа МТЕ по конструкции аналогичны МЛТ, но имеют повышенную теплостойкость, у резисторов типа С2-23 более жесткий допуск на сопротивление ($\pm 1; \pm 2; \pm 5; \pm 10; \pm 20\%$).

В РЭА с монтажом на печатных платах применяются переменные резисторы типа СПЗ-1а, СПЗ-1б, СПЗ-2б. Для объемного монтажа обычно применяют резисторы СПЗ-2а, СПЗ-3а, СПЗ-2б. Для РЭА, работающей в условиях тропического климата, используют резисторы типа СПЗ-13. В РЭА применяются также проводочные резисторы, например, СП5-1, СП5-4; наиболее перспективными являются СП5-14 и СП5-15, как наиболее стабильные. В настоящее время используются также блоки резисторов Б19 и Б20 в типовом корпусе [32, 33, 35].

Следует ожидать дальнейшего развития дискретных резисторов в результате использования новых материалов для резистивных элементов, новых технологических процессов и конструкций, позволяющих улучшить стабильность и надежность постоянных и переменных резисторов, реагирующих на изменение окружающей среды, освещение и другие внешние воздействия. Следует ожидать также развития и совершенствования методов разработки, контроля, оценки качества резисторов. Например, при решении различных задач шире будут применяться ЭВМ, совершенствоваться методы планирования эксперимента прогнозирования качества с использованием многих признаков и ускоренных испытаний на надежность.

4.5. ПРОГНОЗИРОВАНИЕ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРОРАДИОЭЛЕМЕНТОВ НА ПРИМЕРЕ РЕЗИСТОРОВ

Опыт показывает, что в резисторах с высокой средней стабильностью могут попадаться экземпляры, у которых стабильность значительно хуже средней. Поэтому при особо жестких требованиях к стабильности сопротивления, например, при использовании в активных RC -фильтрах, полезно осуществлять прогнозирование и отбраковку резисторов с пониженной стабильностью.

Основные принципы прогнозирования были рассмотрены в гл. 2, где была показана целесообразность прогнозирования с использованием непараметрических методов и обучающего эксперимента. Рассмотрим теперь пример применения этих принципов к прогнозированию стабильности резисторов. Как известно, зависимость сопротивления резистора от времени представляется в виде квазидетерминированной линейной модели

$$R(t) = (1 + \tilde{\beta}_R t) \tilde{R}_0, \quad (4.36)$$

где $\tilde{R}_0$ — сопротивление резистора в начальный момент $\tilde{\beta}_R$ — коэффициент старения; величины $\tilde{R}_0$ и β_R являются случайными.

Отклонения сопротивления резистора во времени являются следствием неустойчивости его структуры. О степени неустойчивости структуры резисторов в значительной мере можно судить по токовому шуму. Поэтому в качестве признака, характеризующего стабильность резистора, можно взять ЭДС шума E_i . Прогнозируемым параметром является коэффициент старения β_R .

Для обучающего эксперимента отбираются случайным образом N резисторов. У каждого j -го резистора перед испытанием измеряются E_{ij} , R_{0j} . Затем резисторы ставятся на испытания на заданное время прогнозирования (например, $t_{пр} = 10^4$ ч) и замеряются сопротивления $R_j(t_{пр})$. По окончании испытаний для каждого резистора находится коэффициент старения

$$\beta_{Rj} = [R_j(t_{пр}) - R_{0j}] / R_{0j} t_{пр}. \quad (4.37)$$

Чтобы определить номер класса, к которому фактически принадлежит каждый из N экземпляров, необходимо указать граничное значение прогнозируемого параметра $\beta_{Rгр}$. Оно задается исходя из допустимого отклонения сопротивления резистора за время $t_{пр}$. Тогда резисторы с $\beta_{Rj} \leq \beta_{Rгр}$ будут отнесены к годным (к классу K_1) и резисторы с $\beta_{Rj} > \beta_{Rгр}$ — к дефектным (к классу K_2). Прогнозирование сводится к измерению E_{ij} и сравнению его значения с пороговым $E_{икл}$. При $E_{ij} > E_{икл}$ принимается решение о низкой стабильности резистора. При $E_{ij} \leq E_{икл}$ принимается решение о том, что данный экземпляр резистора соответствует требованию по стабильности.

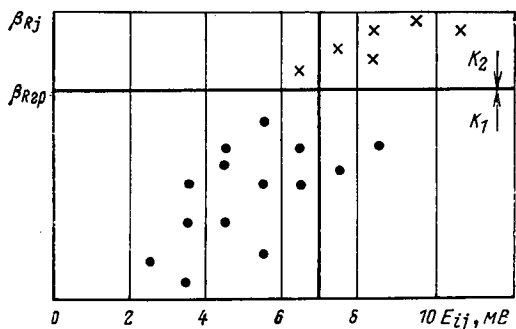


Рис. 4.34

Интересно рассмотреть, как изменяются риски, вероятности ошибочных решений $P_{ош}$ и другие вероятности в зависимости от порога. Пусть, например, для обучающего эксперимента случайным образом отобрано 20 резисторов, т. е. $N=20$. Отметим, что в реальных задачах рекомендуется брать $N>50 \dots 100$.

Результаты обучающего эксперимента отображены на поле корреляции признака E_{ij} и прогнозируемого параметра β_{Rj} , которое показано на рис. 4.34. Как следует из расположения точек на поле корреляции, оценки априорных вероятностей принадлежности резисторов к классу K_1 или K_2 зависят от β_{Rgr} . Например, когда β_{Rgr} имеет значение, показанное на рис. 4.34,

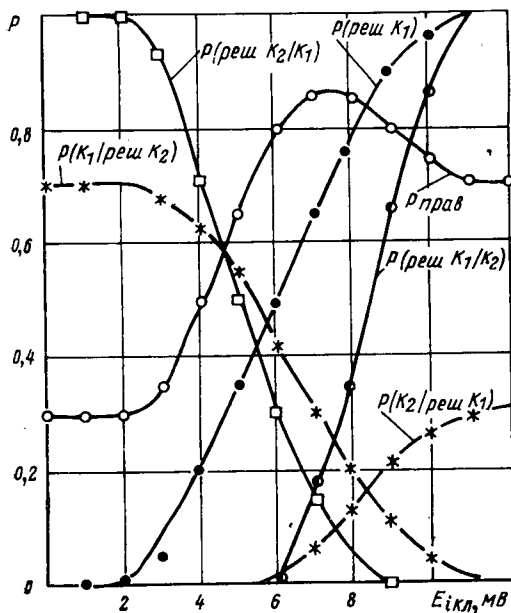


Рис. 4.35

они равны $P(K_1)=14/20=0,7$ и $P(K_2)=6/20=0,3$. Изменяя порог $E_{икл}$, будем изменять общее число решений об отнесении резисторов к тому или иному классу $n(\text{реш } K_1)$ и $n(\text{реш } K_2)$; число ошибочных решений $n(\text{реш } K_1/K_2)$ и $n(\text{реш } K_2/K_1)$; число верных решений $n(\text{реш } K_1/K_1)$ и $n(\text{реш } K_2/K_2)$. Аналогично можно получить количество наблюдений, характеризующих риски: для риска изготовителя $n(K_1/\text{реш } K_2)$ и для риска потребителя $n(K_2/\text{реш } K_1)$.

На рис. 4.35 представлены сглаженные кривые зависимостей этих вероятностей от порогового значения $E_{икл}$. Рассмотрение зависимостей приводит к следующим выводам. Риск изготовителя $P(K_1/\text{реш } K_2)$ с увеличением порога уменьшается от 0,7 до нуля, его максимальное значение равно априорной вероятности $P(K_1)$. Риск потребителя $P(K_2/\text{реш } K_1)$ с увеличением порога возрастает от нуля до 0,3, его максимальное значение равно априорной вероятности $P(K_2)$.

Таким образом, чем меньше пороговое значение $E_{икл}$, тем больше риск изготовителя и меньше риск потребителя, но тем дороже резисторы, так как при этом тем большее их число будет по результатам прогнозирования отнесено к классу K_2 , т. е. к дефектным.

Вероятность принятия правильного решения $P_{\text{прав}} = P(\text{реш } K_1/K_1) + P(\text{реш } K_2/K_2)$. С увеличением порога она возрастает от значения априорной вероятности $P(K_2)$, равной в нашем случае 0,3, до значения 0,85, определяемого наибольшим количеством верных решений, а затем снижается до значения априорной вероятности $P(K_1)$ (до 0,7).

Вероятность ошибочных решений $P(\text{реш } K_2/K_1)$ с увеличением значения $E_{икл}$ уменьшается от 1 до 0, так как при этом уменьшается до 0 число ошибочных решений $n(\text{реш } K_1/K_2)$. Аналогично вероятность $P(\text{реш } K_1/K_2)$ увеличивается от 0 до 1, так как при этом число ошибочных решений $n(\text{реш } K_1/K_2)$ возрастает от 0 до своего максимального значения (в нашем случае до 20).

Вероятность отнесения резисторов к годным по прогнозу $P(\text{реш } K_1)$ с увеличением $E_{икл}$ возрастает от нуля до 1, так как при этом число решений об отнесении экземпляра к классу K_1 возрастает от нуля до своего максимального значения (в нашем случае до 20). Кривая вероятности $P(\text{реш } K_2)$ на рис. 4.35 не приведена; эта вероятность равна $1 - P(\text{реш } K_1)$. Таким образом, меняя $E_{икл}$, можно влиять на результаты прогнозирования, но при этом нужно учитывать, что все вероятности взаимосвязаны.

Если необходимо уменьшить риск потребителя, не повышая при этом числа резисторов, ошибочно отнесенных по прогнозу к дефектным, следует совершенствовать процедуру прогнозирования, т. е. найти более информативные признаки, повысить качество изготовления резисторов, совершенствовать технологию и качество материалов. Уменьшение риска потребителя должно

сочетаться с экономически приемлемым риском изготовителя и вероятностью отнесения к годным по прогнозу.

Приведенная выше методика для наглядности предполагала «ручную» обработку результатов наблюдения. Однако в настоящее время имеется широкая возможность использования для этих целей ЭВМ. В специальной литературе подробно изложены вопросы составления программы на разных языках для разных ЭВМ, позволяющих решать задачи статистической обработки результатов наблюдения.

Глава 5. АНАЛОГОВЫЕ ФИЛЬТРЫ

5.1. ЗАДАЧИ ФИЛЬТРАЦИИ В РАДИОТЕХНИКЕ

Сигналы и помехи. Известно, что устройства фильтрации выполняют ответственные функции в РЭА. Определяется это тем, что сигналы, подлежащие приему, могут быть очень слабыми и, кроме того, в антенне одновременно действуют разные помехи.

Поскольку излучаемая передатчиком мощность по мере распространения радиоволны рассеивается, ограниченные размеры приемной антенны приводят к тому, что мощность сигнала, наведенного радиоволной в антенне, ничтожно мала и может составлять доли микроватт по мощности или доли микровольт по напряжению.

Известно, что мощность сигнала (Вт), наведенного в приемной антенне

$$\mathcal{P}_{\text{пр}} = \mathcal{P}_{\text{пер}} S_{\text{а.пр}} \alpha / \pi D^2, \quad (5.1)$$

где $\mathcal{P}_{\text{пер}}$ — мощность, излучаемая передатчиком с учетом усиления антенны, Вт; $S_{\text{а.пр}}$ — эффективная площадь антенны приемника, м^2 ; α — коэффициент, учитывающий потери при распространении; D — расстояние между точкой излучения и точкой приема, м. Например, при $S_{\text{а.пр}} = 1 \text{ м}^2$, $D = 10^6 \text{ м}$ и $\mathcal{P}_{\text{пер}} = 1 \text{ Вт}$ мощность сигнала, наведенного в приемной антенне, составляет $0,3 \cdot 10^{-12} \text{ Вт}$.

Помимо основного сигнала в антенне наводится ЭДС от большого количества сигналов других передатчиков, работающих на разных частотах, которые следует рассматривать как помехи. Кроме того, на входе приемника действуют шумы — флуктуационные помехи.

Сигнал, в котором содержится сообщение, всегда имеет конечную ширину полосы частот. Он описывается комплексным спектром

$$F_s(j\omega) = F_s(\omega) \exp[-j\varphi_s(\omega)], \quad (5.2)$$

где $F_s(\omega)$ — амплитудно-частотный спектр сигнала; $\varphi_s(\omega)$ — фазо-частотный спектр сигнала.

В простейшем случае спектр достаточно характеризовать полосой частот сигнала $\Delta\omega_s$.

Помехи могут быть разнообразными [8]. Обычно рассматривают следующие виды помех.

1. Флуктуационные помехи. Имеют нормальное распределение мгновенных значений $p(t)$ и обычно широкий спектр, описываемый энергетическим спектром $G_n(\omega)$. Во многих случаях спектр помехи в полосе частот приема можно принять равномерным, тогда $G_n(\omega) = N_n$, где N_n — плотность мощности помехи на единицу полосы частот. При относительно узкой полосе, например на выходе полосового фильтра, помеху можно рассматривать как колебания со случайными амплитудой A_n (распределение Релея) и фазой φ_n (равномерное распределение). Флуктуационные помехи создаются в аппаратуре и могут быть атмосферного и космического происхождения.

2. Квазигармонические помехи. Имеют узкий спектр.

3. Импульсные помехи. Представляют собой случайный поток импульсов с несущей, близкой к средней частоте фильтра.

4. Помехи, подобные сигналу.

Помехи квазигармонические, импульсные и подобные сигналу создаются передатчиками других систем или преднамеренно. Поэтому важно обеспечить не просто усиление сигнала, а избирательное усиление, при котором сигнал усиливается значительно, а помеха в меньшей степени. Возможность такого разделения сигналов и помех определяется особенностями как сигналов, так и помех. Устройства, с использованием которых осуществляется выделение сигнала на фоне помех, называют устройствами фильтрации или, коротко, фильтрами.

Избирательные свойства фильтра при прохождении сигналов и помех характеризуются фазовой и амплитудно-частотной характеристиками:

$$K_\Phi(j\omega) = K_\Phi(\omega) \exp[-j\varphi_\Phi(\omega)], \quad (5.3)$$

где $K_\Phi(\omega)$ — амплитудно-частотная характеристика; $\varphi_\Phi(\omega)$ — фазочастотная характеристика.

Известно, что прохождение сигнала через фильтр и процесс фильтрации часто удобно рассматривать в частотной области с использованием спектров сигнала, помех и частотных характеристик фильтров:

$$F_{s\Phi}(j\omega) = F_s(j\omega) K_\Phi(j\omega), \quad (5.4)$$

где $F_{s\Phi}(j\omega)$ — спектр сигнала на выходе фильтра; K_Φ — коэффициент усиления фильтра на средней частоте. Аналогично можно найти отклик на помеху, если известен ее спектр.

Классификация устройств фильтрации. Фильтры могут обладать разными свойствами и характеристиками. По виду частотной характеристики их разделяют на *полосовые* (пропускают

определенную полосу частот шириной $\Delta f_{\text{ф}}$ от $f_{\text{ф.н}}$ до $f_{\text{ф.в}}$), *режек-торные* (подавляют определенную полосу частот), *нижних частот* (пропускают частоты от 0 до $f_{\text{ф.в}}$) и *верхних частот* (пропускают частоты выше $f_{\text{ф.н}}$). Наибольшее применение имеют полосовые фильтры, которые и будут рассматриваться ниже.

Фильтры подразделяются также на *трансверсальные*, у которых основные свойства определяются фазочастотной характеристикой, и *нетрансверсальные*, у которых основные свойства определяются амплитудно-частотной характеристикой.

В зависимости от особенностей реализации фильтры разделяют на *аналоговые*, *дискретные* и *цифровые*. Аналоговые и дискретные фильтры обычно рассматривают как линейные, т. е. в них соблюдается пропорциональность между напряжением на входе и выходе. При этом прохождение сигналов и помех происходит независимо. Аналоговые фильтры разделяют на фильтры *LC*, *RC* (активные), кварцевые и электромеханические. Эти фильтры будут рассмотрены в настоящей главе. Особенности дискретных и цифровых фильтров посвящена гл. 6.

При реализации фильтров возникает ряд трудностей, которые связаны с необходимостью сочетать требования к частоте настройки и ее стабильности, и к форме амплитудно- и фазочастотной характеристик и их стабильности при изменении температуры и во времени.

Теория и опыт показывают: чем сложнее форма характеристик, тем больше трудностей в их реализации и тем большие требования предъявляются к стабильности элементов, из которых составляется фильтр. Заметим, что идеальные характеристики не могут быть реализованы. В пределах полосы пропускания всегда имеется неравномерность усиления и «скаты» характеристик не могут идти «вертикально». Поскольку трудности реализации фильтров связаны с требованиями к форме характеристик, то целесообразно рассмотреть вопрос о том, чем они определяются.

Требования к форме частотных характеристик и их стабильности. Они определяются особенностями сигнала и помех. Поскольку всегда имеются флуктуационные помехи, то наиболее важно определить требования к форме и стабильности частотных характеристик для этого случая. Спектр сигнала и его особенности определяются свойствами сообщения и тем, каким образом оно отображается в сигнале.

Рассмотрим теперь, как особенности спектра сообщения, методы модуляции и форма спектра помех определяют требования к форме частотной характеристики фильтров. При этом необходимо стремиться к оптимизации фильтров. В этой задаче можно выделить следующие характерные случаи:

сообщение $\tilde{S}(t)$, являясь случайной функцией, линейно отображается в мгновенных значениях сигнала $S_J(t) = \text{const } \tilde{S}(t)$; информация имеет характер случайного события и заключе-

на в факте приема того или иного из различных дискретных радиосигналов, имеющих конечную длительность T_s (распознавание и обнаружение дискретных сигналов);

информация носит характер случайной величины и заключена в неизменяющемся за время наблюдения случайном значении параметра радиосигнала (прием непрерывного радиосигнала в течение конечного интервала времени с оценкой его параметра);

информация имеет характер случайной функции и заключена в случайно изменяющемся параметре непрерывного радиосигнала (нелинейная фильтрация).

Перейдем к их краткому рассмотрению и к оценке тех требований, которые предъявляются к параметрам и характеристикам фильтров.

Фильтрация сигнала, линейно отображающего сообщение. Рассмотрим случай совместного воздействия сигнала и аддитивной помехи

$$\tilde{y}(t) = \tilde{S}_s(t) + \tilde{n}(t). \quad (5.5)$$

Задача состоит в том, чтобы оптимизировать фильтр, т. е. так подобрать его характеристики, чтобы искажение сообщения было минимальным. Это приводит к задаче оптимальной линейной фильтрации. Такой фильтр называется оптимальным фильтром Колмогорова—Винера.

Рассматриваемую задачу удобнее решать, используя понятие энергетических спектров сигнала $G_s(\omega)$ и флуктуационной помехи $G_n(\omega)$. Энергетический спектр сигнала выражается через $F_s(\omega)$ следующим образом:

$$G_s(\omega) = [F_s(\omega)]^2 / T_s, \quad (5.6)$$

где $F_s(\omega)$ — амплитудно-частотный спектр сигнала длительностью T_s .

Если полезный сигнал характеризуется энергетическим спектром $G_s(\omega)$, помеха — энергетическим спектром $G_n(\omega)$, то оптимальная частота характеристика фильтра определяется выражением

$$K_{\text{ф.опт}}(\omega) = G_s(\omega) / [G_s(\omega) + G_n(\omega)]. \quad (5.7)$$

Из (5.7) следует, что если помеха много меньше сигнала, то $K_{\text{ф.опт}}(\omega) \approx 1$. Таким образом, оптимальный фильтр должен пропускать весь спектр сигнала равномерно и амплитудно-частотная характеристика фильтра должна быть близка к идеальной. Если помеха много больше сигнала, то $K_{\text{ф.опт}}(\omega) \approx G_s(\omega) / G_n(\omega)$. Если, как это часто бывает $G_n(\omega) = N_n$, то $K_{\text{ф.опт}}(\omega) = (N_n)^{-1} G_s(\omega) = \text{const } G_s(\omega)$. При этом оптимальные характеристики фильтра полностью определяются спектром сигнала.

В радиотехнических устройствах фильтры Колмогорова — Винера могут использоваться, например, для последетекторной фильтрации. Таким образом, для этого случая можно, используя

(5.7), определить требуемую от фильтра амплитудно-частотную характеристику. Она может быть сложной по форме при сложных спектрах сигнала (сообщения) и помехи.

Фильтрация при обнаружении и распознавании радиосигналов. Значительно сложнее решается задача определения требований к характеристикам фильтров, когда из радиосигнала необходимо выделить информацию. Как указывалось, полезное сообщение может содержаться не в параметрах сигнала, а в факте появления отличающихся друг от друга дискретных сигналов длительностью T_s . При этом сигнал можно подвергать любым искажениям в фильтрах, и задача состоит в том, чтобы после фильтрации принять правильное решение — какой из различных сигналов передавался. Требование оптимальности привело к применению согласованных фильтров, оптимальных при распознавании или обнаружении дискретных сигналов в условиях действия флуктуационных помех.

Эта задача решается с использованием методов статистической классификации, когда на основе наблюдений смеси сигнала и помехи $y_1, y_2, \dots$ необходимо принять решение, какому сигналу она соответствует. В простейшем случае нужно решить, какой из двоичных различных сигналов, S_1 или S_2 , действовал. Другими словами, необходимо осуществить классификацию. Известно, что оптимальная классификация приводит к необходимости обработки смеси в соответствии с отношением правдоподобия Λ [8].

$$\Lambda = \frac{W(y_1, y_2, \dots / S_1)}{W(y_1, y_2, \dots / S_2)} \begin{cases} > \Pi = \frac{P(S_2) \Pi_{2 \rightarrow 1}}{P(S_1) \Pi_{1 \rightarrow 2}} \text{ — реш } S_1; \\ < \Pi = \frac{P(S_2) \Pi_{2 \rightarrow 1}}{P(S_1) \Pi_{1 \rightarrow 2}} \text{ — реш } S_2, \end{cases} \quad (5.8)$$

где $P(S_1), P(S_2)$ — априорные вероятности появления сигналов S_1 и S_2 ; $\Pi_{1 \rightarrow 2}, \Pi_{2 \rightarrow 1}$ — цены ошибочных решений переименования сигналов S_1 и S_2 ; $W(y_1, y_2, \dots / S_1), W(y_1, y_2, \dots / S_2)$ — условные многомерные плотности распределения смеси при условии, что действуют сигналы S_1 и S_2 ; Π — порог.

Применительно к задаче распознавания сигналов необходимо для исследуемой модели при действии помех найти конкретное выражение для отношения правдоподобия и на ее основе построить оптимальную схему фильтрации. Если выполнить эти преобразования для наиболее характерных сигналов (со случайной фазой и амплитудой), то можно показать, что схема имеет вид, изображенный на рис. 5.1. Основными элементами этой схемы являются согласованные фильтры СФ1, СФ2 и детекторы Д.

На выходе согласованного фильтра в момент окончания дискретного сигнала отношение сигнала к помехе будет максимально независимо от того, каков уровень помех и какова интенсивность сигнала. Особенность согласованных фильтров в том, что их характеристики согласованы со спектром дискретного сигнала длительностью T_s .

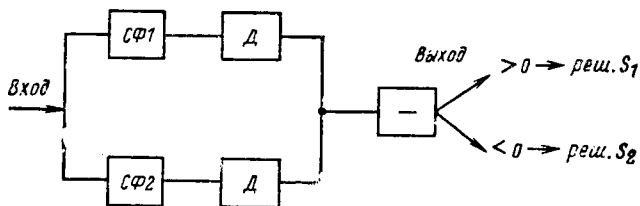


Рис. 5.1

Частотная характеристика согласованного фильтра выражается через спектр сигнала:

$$K_{с.ф}(j\omega) = K_{с.ф}(\omega) e^{j\varphi_{с.ф}(\omega)} = F_s(\omega) e^{-j\varphi_s(\omega)} \cdot e^{-j\omega T_s} \quad (5.9)$$

$$\text{или } K_{с.ф}(\omega) = F(\omega); \quad \varphi_{с.ф}(\omega) = -\varphi_s(\omega) - \omega T_s. \quad (5.10)$$

Таким образом, зная спектр дискретного сигнала, можно выявить, каким требованиям должны удовлетворять характеристики фильтра.

Поскольку спектр простых дискретных сигналов, представляющих гармоническое колебание конечной длительности T_s , имеет простую форму, то согласованный или квазисогласованный фильтр для таких сигналов может быть реализован сравнительно просто: часто достаточно использовать обычные резонансные контуры. Однако если в дискретных системах применяются сложные сигналы, то решение вопроса о создании фильтра усложняется.

Сложные сигналы подвергаются дополнительной модуляции, не отображающей какое-либо сообщение. Эта модуляция облегчает выделение сигнала на фоне импульсных и квазигармонических помех. Спектр сложного сигнала при сохранении скорости передачи дискретных сообщений расширяется по сравнению с простым сигналом. Обозначим коэффициент расширения через B (B — база сигнала).

Основные полезные свойства сложных сигналов (иногда их называют шумоподобными сигналами — ШПС) проявляются, когда осуществляется их прием с использованием согласованного фильтра: сложные сигналы позволяют обеспечить прием сигнала, когда помехи в виде других сигналов много больше по мощности, чем принимаемый сигнал.

Помехоустойчивость сложных сигналов тем больше, чем больше их база B . Увеличение базы приводит к усложнению согласованных фильтров и повышению требований к точности и стабильности элементов фильтра, в первую очередь к точности и стабильности времени задержки. Например, для ШПС с числом элементов 13 или базой на рис. 5.2 приведены амплитудно-частотный и фазочастотный спектры. Из рис. 5.2,а видно, что амплитудно-частотный спектр практически равномерен и определяется длительностью элемента сигнала T_s , как это обычно бывает у ШПС, а фазочастотный спектр (рис. 5.2,б) имеет вид сложный, который

отличается от фазочастотного спектра других ШПС. Следовательно, оптимальный фильтр должен иметь специфические свойства. Такие фильтры называют обычно трансверсальными, в них должны использоваться неминимально фазовые элементы, т. е. линии задержки (ЛЗ).

Соображения о роли фазочастотных характеристик для таких фильтров будут использованы при описании фильтров на приборах с зарядовой связью (ПЗС) и акустоэлектронных фильтров.

Фильтрация при оценке параметра радиосигнала. Рассмотрим случай, когда сообщение содержится в параметре радиосигнала, причем параметр сигнала не подвергается существенным измене-

ниям за то время, которое может быть выделено для наблюдения. При этом параметр можно рассматривать как случайную величину. Задача состоит в том, чтобы дать оценку случайному значению параметра при наличии помех. Решение этой задачи и выявление требований к характеристикам фильтров связано с математическими трудностями. Ее удалось решить для некоторых частных случаев. Практически широкое распространение получили квазиоптимальные фильтры, при получении которых предполагают, что оцениваемый параметр радиосигнала может принимать дискретные значения, разделенные интервалом $\Delta\epsilon$.

Очевидно, что количество этих интервалов необходимо взять таким, чтобы $\Delta\epsilon$ было меньше допускаемой ошибки в оценке параметра. Теория показывает, что при этом оптимальный прием предусматривает использование многоканальных фильтров, причем каждый i -й из каналов является оптимальным согласованным фильтром для сигнала с i -м значением параметра.

Рассмотрим характерный пример сигнала, у которого сообщение отображено в случайной частоте и следует оценить значение сообщения. Другими словами, нужно обнаружить, в какой точке интервала частот находится сигнал. Система фильтров для этого случая представляет собой гребенку из узкополосных фильтров, частоты настройки которых расположены с интервалом $\Delta\epsilon \approx \Delta f$. Для примера на рис. 5.3 изображена совокупность приближенных частотных характеристик десятиканального устройства фильтрации, позволяющего с дискретностью Δf определить, на какой частоте действует сигнал.

Рассмотренные многоканальные фильтры частот отличаются значительной сложностью, так как число каналов может дости-

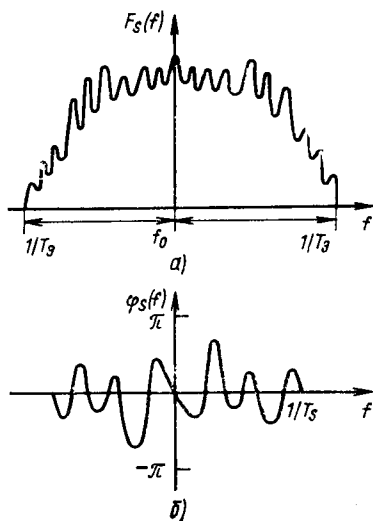


Рис. 5.2

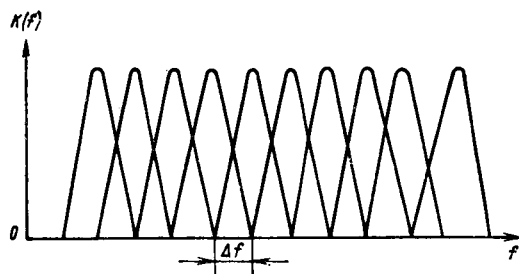


Рис. 5.3

гать нескольких сотен и тысяч, причем незначительная расстройка отдельных фильтров, поскольку они являются обычно узкополосными, может испортить результаты. Как видно, оптимальные фильтры при оценке параметров приводят к необходимости использовать сложные фильтры, проектирование которых вызывает много трудностей.

Оптимальная нелинейная фильтрация. Это наиболее сложный случай, когда сообщение, имеющее характер случайной функции, отображается в параметрах сигнала, например в амплитуде, частоте, фазе, которые при этом также становятся случайными функциями.

Этот вид фильтрации в радиотехнике особенно важен, но его осуществление оказывается наиболее сложным. Сложность определяется тем, что мгновенное значение сигнала $S(t)$, взаимодействующее с помехами, нелинейно выражается через параметры сигнала. Действительно простой сигнал определяется так:

$$S(t) = A_s(t) \cos[\omega_s(t) + \varphi_s(t)]. \quad (5.11)$$

Из (5.11) следует что $S(t)$ нелинейно связан с $A_s(t)$, $\omega_s(t)$ и $\varphi_s(t)$. Это приводит к необходимости включения нелинейных элементов (например, диодов), и фильтрация оказывается нелинейной.

В связи с большими математическими трудностями задача оптимальной нелинейной фильтрации решена только для некоторых частных случаев. Практически используют квазиоптимальные фильтры. В наиболее простом случае при относительно небольшом уровне помех оптимальная нелинейная фильтрация приводит к совместному использованию додетекторного фильтра, детектора (частотного, амплитудного или фазового дискриминатора) и последдетекторного фильтра. При этом фильтр до детектора должен равномерно пропускать весь спектр сигнала. Желательно, чтобы додетекторный полосовой фильтр имел форму амплитудно-частотной характеристики, близкую к идеальной, для ослабления действия флуктуационных помех и помех от других сигналов, находящихся вне спектра сигнала.

Последетекторный фильтр может быть оптимизирован в соответствии с (5.7). Например, структура обычных радиоприемников при частотной модуляции подобна оптимальной. В приемнике фильтр промежуточной частоты пропускает всю полосу частот сигнала, а после детектора фильтр выделяет речь из шума.

На основании изложенных выше разных случаев фильтрации можно сделать следующие выводы. По мере развития радиотехники повысились требования к помехоустойчивости. При все более широком применении сложных сигналов ужесточились требования к форме амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик фильтров. Для понимания особенностей конструирования фильтров необходимо отметить, что усложнение формы характеристик привело к значительному повышению требований к точности их выполнения и стабильности. При этом соответственно возросли требования к характеристикам элементов, из которых формируется фильтр, особенно к их стабильности. Поэтому не удивительно, что фильтры претерпели существенное развитие, начиная от простых LC -фильтров и кончая сложнейшими цифровыми фильтрами, в том числе с использованием микропроцессоров.

5.2. ФИЛЬТРЫ LC

Особенности LC -фильтров. Начнем рассмотрение свойств и особенностей конструирования фильтра с простейшей их разновидности — полосовых фильтров LC . Эти фильтры длительное время были основными в РЭА и широко применяются в настоящее время, например в радиовещательных приемниках. Их фильтрующие свойства основаны на явлении электрического резонанса в контуре, состоящем из конденсатора C и катушки индуктивности L .

Конструктивно такой одноконтурный фильтр представляет совокупность конденсатора и катушки индуктивности или объединенных в единой конструкции (например, в фильтрах с фиксированной настройкой, применяемых в усилителях промежуточной частоты радиоприемников), или используемых в конструкциях РЭА раздельно (например, контуры настройки высокочастотных каскадов радиоприемников). В последнем случае контуры обычно имеют изменяющуюся резонансную частоту, что достигается, например, применением конденсатора переменной емкости.

В последующем будем иметь в виду только фильтры с фиксированной настройкой, так как они являются конструктивно законченной сборочной единицей и при одинаковой конструкции могут широко применяться в различной РЭА.

Как правило, в LC -фильтрах используются стандартизованные или нормализованные катушки индуктивности и конденсаторы (гл. 4), которые в значительной мере влияют на конструкции и свойства электрических контуров и соответствующих фильтров, в том числе таких, в которых приходится для улучшения фильтрующих свойств соединять несколько контуров. С точки зрения элек-

трического расчета фильтров достаточно иметь данные по параметрам катушек индуктивности и конденсаторов. Однако с конструкторской точки зрения LC-фильтр — не просто сумма конденсатора и катушки индуктивности, а новая конструкция.

Действительно, при конструировании фильтра необходимо рассматривать пространственное положение катушки и конденсатора, укреплять их и объединять в единую конструкцию, учитывая: конфигурацию фильтра (которая при одинаковых конденсаторах и катушках может быть разной) с целью лучшего ее согласования с конфигурацией других элементов, используемых в конструкциях РЭА (совместимость по габаритным размерам); возможность герметизации фильтра (для уменьшения действия влаги) без предъявления жестких требований к отдельной герметизации конденсаторов и катушек; конкретное конструкторское воплощение связи между отдельными контурами многоконтурного фильтра; способ и конструкцию защиты фильтра от воздействия электромагнитных и электрических полей, которые действуют в РЭА, с возможностью совмещения в этой конструкции функции экранирования и герметизации и с учетом влияния экрана на параметры конденсатора и катушки; конструкцию регулировки конденсатора или катушки для подстройки резонансной частоты контура с учетом отклонений как индуктивности, емкости, так и параметров монтажа; способа крепления и расположения элементов; обеспечение ремонтпригодности фильтра; обеспечение требуемых фильтрующих свойств с использованием небольшого количества контуров (с малыми потерями в конденсаторе и катушке) или увеличения их количества (при менее жестких требованиях к потерям в них).

В связи с тем, что такие фильтры выпускаются в больших количествах и в то же время при их изготовлении часто используется ручная сборка, к ним помимо указанных выше требований предъявляется требование высокой технологичности. Одним из основных направлений в решении этой задачи является типизация и унификация конструкций фильтров. Это приводит к тому, что обычно конструктор РЭА должен рассматривать фильтр как готовый элемент, и его задача состоит не в том, чтобы создать свой фильтр для проектируемой им РЭА, а правильно выбрать и целесообразно применять его в конструкции РЭА.

Следовательно, такие фильтры следует рассматривать в составе элементной базы, хотя формально их к электрорадиоэлементам можно отнести условно, так как их собирают из отдельных электрорадиоэлементов — конденсаторов и катушек индуктивности и их можно разобрать, например при ремонте.

Характеристики LC-фильтров. Напомним, что характеристиками LC-фильтров, так же, как и других, являются амплитудно-частотная $K(\omega)$ и фазочастотная $\varphi(\omega)$. Обычно на практике амплитудно-частотную характеристику описывают несколькими параметрами: полосой пропускания Δf от $f_{\min}$ до $f_{\max}$; средней частотой f_0 ; коэффициентом усиления на средней частоте K_0 ; коэффициентом усиления на краю полосы частот K_n ; неравномерностью

усиления в пределах полосы ΔK ; относительной неравномерностью $\Delta K/K_0$ в пределах полосы, которая обычно задается в процентах или децибелах и характеризует отклонение усиления относительно среднего значения; значением частот заграждения ниже $f_{\text{загр min}}$ и выше $f_{\text{загр max}}$, которые подавляются фильтром, с указанием усиления на этих частотах $K_{\text{загр}}$ или относительного ослабления $K_{\text{загр}}/K_0$ и полосой $\Delta f_{\text{загр}} = f_{\text{загр max}} - f_{\text{загр min}}$.

Фазочастотная характеристика задается отклонением от линейной в пределах полосы пропускания фильтра. Важны также определенные требования к ухудшению характеристик в условиях различных температур, влажности, механических воздействий и через длительное время работы.

Известно, что при частоте резонанса, когда $\omega_0 L_k = 1/\omega_0 C_k$ или $\omega_0 = 1/\sqrt{L_k C_k}$, время, затрачиваемое для перехода магнитной энергии в электрическую и наоборот, оказывается равным полупериоду колебаний внешнего источника сигнала. При этом для поддержания колебаний в контуре с большой амплитудой достаточно поступления небольшой мощности из внешней цепи. Это эквивалентно тому, что параллельный контур имеет большое резонансное сопротивление Z_{oe} , значение которого тем больше, чем меньше потери в контуре. Известно, что

$$Z_{oe} = Q_k \sqrt{L_k / C_k}, \quad (5.12)$$

где L_k , C_k и Q_k — индуктивность, емкость и добротность контура. Сопротивление контура при этом имеет активный характер и можно положить $\varphi = 0$. Таким образом, используя явление резонанса, при частоте внешнего источника, равной резонансной, можно получить максимальное напряжение на контуре, которое будет уменьшаться при расстройке.

Если коэффициент усиления на резонансной частоте фильтра принят за единицу и рассматривать только фильтрующие свойства одиночного контура, то амплитудно- и фазочастотные характеристики имеют вид

$$K(y) = 1/\sqrt{1+y^2}; \quad \varphi(y) = \text{arctg } y, \quad (5.13)$$

где y — обобщенная расстройка, равная $y = (\Delta f/f_0) Q_k$; Δf — расстройка; f_0 — резонансная частота. Тогда при ослаблении до 0,7 на краях полосы полоса пропускания контура Δf_n связана с добротностью и средней несущей частотой выражением

$$\Delta f_n = f_0 / Q_k. \quad (5.14)$$

Для сужения полосы пропускания необходимо увеличить добротность, т. е. уменьшить потери в контуре, которые определяются потерями в конденсаторе и катушке индуктивности. Добротность контура

$$Q_k = (Q_L Q_C) / (Q_L + Q_C), \quad (5.15)$$

где Q_L , Q_C — добротности катушки и конденсатора соответственно. Кроме собственных потерь контура в зависимости от схемы

включения могут возникать дополнительные потери и реактивные влияния на контур. В дальнейшем считаем, что изменения емкости, индуктивности и потерь учтены в величинах C_k , L_k , Q_k . Если не ограничивать габариты и массу конденсаторов и катушек, то их можно выполнить с высокой добротностью. В малогабаритных контурах добротность нельзя сделать высокой, поэтому одноконтурные малогабаритные фильтры не могут быть узкополосными.

Аналогичные соотношения можно получить и для электромеханических резонирующих элементов. Однако в связи с тем, что в них используются явления не электрического, а механического резонанса, факторы, влияющие на резонансную частоту, добротность и другие характеристики, рассмотрены в § 5.3.

Особенности многоконтурных фильтров. Как следует из (5.13), фильтрующие свойства одиночного контура или звена относительно невысокие. Теория и опыт показывают, что для фильтров, использующих явление резонанса, важным методом улучшения формы частотной характеристики и сужения полосы является совместное использование многих резонирующих элементов (электрических контуров или механических резонаторов).

Рассмотрим основные особенности многоконтурных фильтров. Частотную характеристику n контуров при слабой связи между ними можно получить, перемножив частотные характеристики каждого из контуров. При одинаковых контурах получим

$$K_n(y) = \left[\frac{1}{\sqrt{1+y^2}} \right]^n = \left[\frac{1}{\sqrt{1 + (\Delta f_n/f_0)^2 Q_{kn}^2}} \right]^n; \quad K_n(y=0) = 1. \quad (5.16)$$

Считая, что полоса пропускания Δf_n при определенном ослаблении K_n задается при конструировании фильтра, определим зависимость требуемой добротности каждого из контуров Q_{kn} от числа контуров и неравномерности в пределах полосы $K_{pn} = K_n$. После преобразования получим

$$Q_{kn} = (f_0/\Delta f_n) \sqrt[n]{1/K_{pn}^2 - 1}. \quad (5.17)$$

Отношение добротностей контуров в n -контурном и одноконтурном фильтрах определяется соотношением

$$Q_{kn}/Q_k = \sqrt[n]{1/K_{pn}^2 - 1}. \quad (5.18)$$

Значение этого отношения в зависимости от n при $K_{pn}=0,7$ приведено в табл. 5.1.

Как показывает расчет, узкую полосу можно получить, используя контуры с невысокой добротностью Q_{kn} (т. е. с малогабаритными конденсаторами и катушками), но увеличивая число контуров. Это приводит к увеличению габаритов и массы фильтра, но часто дает выигрыш по сравнению с использованием одиночного контура для получения той же полосы пропускания.

Свойства фильтров характеризуются также соотношением между полосой пропускания и той полосой частот заграждения $\Delta f_{\text{загр}}$, за пределами которой обеспечивается усиление $K_{\text{загр}}$ не больше заданного. Можно показать, что для улучшения этой характеристики фильтра необходимо также увеличивать число контуров. Если рассматривать соотношение $\Delta f_{\text{п}}/\Delta f_{\text{загр}}$ в зависимости от числа контуров n , то, проводя необходимые преобразования, можно получить [2]

Таблица 5.1

Число контуров	2	4	8	16
$Q_{\text{кп}}/Q_{\text{к}}$	0,65	0,53	0,3	0,14

$$(\sqrt[n]{1+y_{\text{п}}^2})^{-1} = \sqrt[n]{K_{\text{п}}}; (\sqrt[n]{1+y_{\text{загр}}^2})^{-1} = \sqrt[n]{K_{\text{загр}}}. \quad (5.19)$$

Тогда

$$\frac{\Delta f_{\text{п}}}{\Delta f_{\text{загр}}} = \sqrt{\frac{[1/\sqrt[n]{K_{\text{п}}}]^2 - 1}{[1/\sqrt[n]{K_{\text{загр}}}]^2 - 1}}. \quad (5.20)$$

Например, для $K_{\text{п}}=0,7$ и $K_{\text{загр}}=0,1$ можно получить зависимость, которая дана в табл. 5.2.

Дополнительное улучшение отношения $\Delta f_{\text{п}}/\Delta f_{\text{загр}}$ в многоконтурных фильтрах можно получить, используя сильные связи между высокодобротными контурами или по-разному их настраивая. На рис. 5.4 показаны следующие частотные характеристики: с заданной полосой для одноконтурного фильтра с высокой добротностью — кривая 1; многоконтурного фильтра со слабой связью между контурами, обеспечивающего ту же полосу, что и одноконтурный фильтр, т. е. с добротностью каждого контура, значительно меньшей, чем для одного контура — кривая 2; многоконтурного фильтра с высокой добротностью контуров при слабой связи между ними, имеющего значительно более узкую полосу, чем предшествующие — кривая 3; многоконтурного фильтра из контуров с высокой добротностью с использованием сильной связи и настройки контуров на разные частоты — кривая 4. Таким образом, варьируя добротностью, числом контуров, настройкой и связью между контурами, можно изменять частотные характеристики, получая фильтры с узкой полосой пропускания или достаточно равномерным усилением в полосе пропускания и значительным ослаблением в полосе заграждения. Однако это связано

Таблица 5.2

Число контуров	1	2	4	8	16	32
$\Delta f_{\text{п}}/\Delta f_{\text{загр}}$	0,127	0,204	0,3	0,33	0,354	0,356

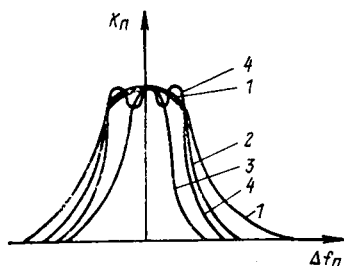


Рис. 5.4

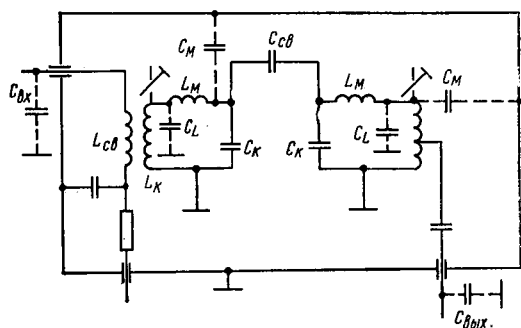


Рис. 5.5

с увеличением числа контуров, т. е. с увеличением габаритов, массы и повышением требований к стабильности индуктивности и емкости, а также с увеличением полосы пропускания каждого из контуров.

Изложенное относится также и к другим фильтрам, использующим резонансы, и показывает, как можно из многих контуров формировать фильтры с высококачественными характеристиками.

Конструирование LC-фильтров. Будем считать, что из указанных выше соображений, определены: число контуров, используемых в фильтре, требования к их добротности и частоте настройки. После этого можно приступить к конструкторскому проектированию фильтра, которое начинается с конструирования одного звена, состоящего из одного или двух колебательных LC-контуров. Сложность задачи при этом состоит в том, что нужно учесть воздействие на параметры контура других частей конструкции (в том числе органов управления и подстройки) и случайных отклонений параметров L и C .

Электрическая схема двухконтурного LC-фильтра дана на рис. 5.5, где $C_{вых}$ и $C_{вх}$ — выходная и входная емкости активных элементов; C_M — емкость монтажа; C_L — емкость катушки индуктивности; L_M — индуктивность монтажа (обычно проявляется в контурах со средней частотой выше 10 МГц). На приведенной схеме подстройка частоты осуществляется индуктивностью.

Существуют схемы, использующие подстроечные конденсаторы. Значения отклонений и стабильности параметров катушек практически трудно поддаются расчету. Их относительные отклонения и стабильность в несколько раз хуже значений, которые наблюдаются у стандартных конденсаторов. Влияние потерь в C_M , $C_{вх}$ и $C_{вых}$ на добротность контура также трудно поддается расчету. Как правило, их относительное значение в 3...5 раз больше, чем в конденсаторе, поэтому при конструировании контура стремятся в максимально возможной степени уменьшить их влияние на контур. Для уменьшения влияния емкостей $C_{вх}$ и $C_{вых}$ можно исполь-

зовать неполные связи контура с активными элементами (как это показано на рис. 5.5). Но следует иметь в виду, что при этом уменьшается коэффициент усиления (передачи).

Важно правильно выбрать пределы изменения индуктивности L_k (или емкости C_k) при подстройке, добиваясь того, чтобы они перекрывали суммарные отклонения, обусловленные C_k , L_k , C_m , $C_{вх}$ и $C_{вых}$ с вероятностью, близкой к 1.

Большое значение при конструировании имеет выбор соотношения между емкостью C_k и индуктивностью L_k . Действительно, исходя из равенства $\omega_0 = (L_k C_k)^{-1/2}$ можно получить требуемую частоту ω_0 при разном соотношении между L_k и C_k . Например, можно увеличить емкость C_k , поскольку конденсаторы имеют высокую добротность и обычно более компактны, чем катушки, и уменьшить индуктивность, что облегчит увеличение ее добротности. Но при этом уменьшается резонансное сопротивление контура и, следовательно, усиление, поэтому приходится выбирать возможно большую индуктивность L_k и обеспечивать требуемую добротность Q_k .

Напомним, что $Q_k = Q_L Q_C / (Q_L + Q_C)$; значения $Q_L = \omega L / R$ и $Q_C = 1 / \operatorname{tg} \delta$ для конденсаторов и катушек были рассмотрены в гл. 4. Для многих конденсаторов $Q_C > 300 \dots 1000$, в то время как малогабаритные катушки имеют $Q_L < 50 \dots 100$.

Комплексный выбор и учет величин C_k , L_k , Q_C , Q_L , определение пределов подстройки, а также решение вопросов размещения крепления и соединения всех элементов, входящих в состав фильтра, составляют основную задачу при конструировании LC-фильтров.

При конструировании фильтра трудности вызывает обеспечение точности его настройки. Она определяется выражением

$$\frac{D^{1/2}(\omega_0)}{m(\omega_0)} = \sqrt{\frac{1}{4} \frac{D(L_k)}{m^2(L_k)} + \frac{1}{4} \frac{D(C_k)}{m^2(C_k)}}.$$

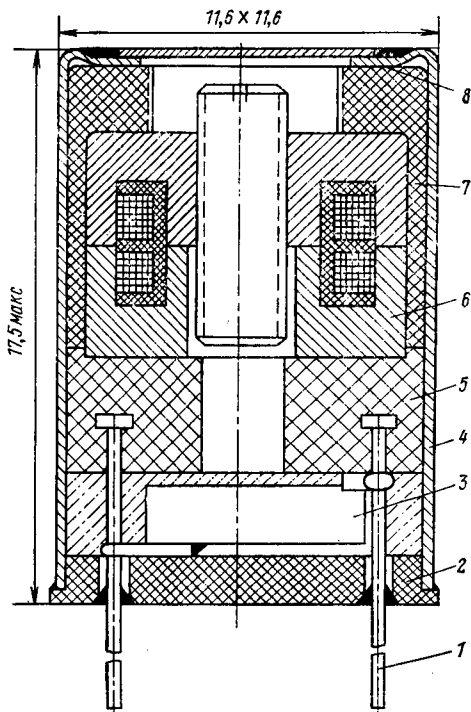


Рис. 5.6

Поскольку отклонения индуктивности больше, чем емкости, то в основном точность настройки фильтра по частоте зависит от параметров катушек индуктивности.

В заключение приведем пример конструкции одноконтурного фильтра (рис. 5.6), где 1 — выводы; 2 и 5 — основание; 3 — конденсатор; 4 — экран; 6 — катушка; 7 — корпус; 8 — заглушка.

5.3. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ И ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ

Физические основы работы электромеханических, пьезоэлектрических и акустоэлектронных фильтров. Резонансные контуры, входящие в состав электрических фильтров, трудно сделать высокостабильными, высокочастотными и в то же время малогабаритными, поэтому, несмотря на простоту их изготовления и возможность выбора вида частотной характеристики при увеличении числа контуров, эти фильтры используются ограниченно.

Указанные обстоятельства обусловили появление фильтров, основанных на принципе механических упругих колебаний и механического резонанса. Широкое применение таких фильтров объясняется тем, что скорость распространения упругих колебаний в твердом теле примерно в 100 тыс. раз меньше скорости распространения электромагнитных волн. Это позволяет использовать очень компактные механические резонаторы с распределенными параметрами, обладающие чрезвычайно малыми потерями, т. е. весьма высокой добротностью, достигающей $10^3 \dots 10^4$. Однако для применения этих фильтров в электронной аппаратуре необходим переход от электрических колебаний и сигналов, действующих в цепях этой аппаратуры, к акустическим (упругим) колебаниям в механических резонаторах и последующий переход от акустических к электрическим.

Для этого преобразования используются известные из физики эффекты взаимодействия электрических или магнитных полей и механических деформаций и напряжений, например пьезоэффект и магнитострикционный эффект. Особенности и свойства таких преобразователей существенно зависят от того, какой эффект при этом используется. Часто название эффекта, на котором основано преобразование, применяется при классификации фильтров. Например, различают пьезокерамические, пьезокварцевые, магнитострикционные фильтры и т. д.

Полагая, что преобразования электрических колебаний в механические и обратно произведены, рассмотрим физическую сущность фильтрации в механических системах. Как известно из радиотехники, колебания и резонансы могут возникать в цепях с сосредоточенными (LC -фильтры) и с распределенными (длинные линии) параметрами. Аналогично обстоит дело и при механических колебаниях. Они могут появляться в системах с сосредоточенными параметрами, например, в механических системах, имеющих массу (груз) и упругость (пружину). Однако такие системы

обладают низкой резонансной частотой колебаний и не могут использоваться для создания фильтров на радиочастотах. Их изучение имеет большое значение для исследования действия механических возмущений на конструкции РЭА и ее элементы, а также для амортизации. Механические колебания возникают и в системах с распределенными параметрами. Простейшими механическими резонаторами с распределенными параметрами являются брусок, пластина, стержень, струна, диск и т. д.

Для выяснения физической сущности механического резонанса остановимся на простейших механических продольных объемных колебаниях, которые возникают и распространяются в стержнях. Анализ распространения упругих волн приводит к волновому уравнению

$$\frac{\partial^2 U}{\partial t^2} = v_{\text{упр}}^2 \frac{\partial^2 U}{\partial x^2}, \quad (5.21)$$

где U — переменное напряжение (деформация); t — время; x — координата; $v_{\text{упр}}$ — скорость распространения волны в материале. В стержнях из упругих материалов, какими являются металлы, используемые в резонаторах, скорость распространения объемной продольной волны

$$v_{\text{упр}} = \sqrt{E/\rho}, \quad (5.22)$$

где E — модуль упругости; ρ — плотность материала.

В связи с конечной скоростью распространения упругих колебаний вдоль стержня можно ввести понятие длины акустической волны

$$\lambda_a = v_{\text{упр}}/f. \quad (5.23)$$

Длина волны на разных частотах при скорости 5000 м/с, характерной для используемых материалов, дана в табл. 5.3. Как видно, длина упругой волны в металле на радиочастоте составляет несколько миллиметров.

При длине бруска $l_{\text{бр}} = \lambda_a/2$ наступает резонанс и затухание колебаний в этом случае мало. Если колебания возбуждаются внешней силой, то напряжения и деформации будут максимальны. Если для примера взять распределение упругости напряжений и деформаций в резонирующем бруске, то края бруска в процессе колебаний перемещаются, в то время как центр бруска, в котором наблюдаются наибольшие внутренние напряжения, остается в покое. Пользуясь соотношением $l_{\text{бр}} = \lambda_a/2$, можно от длины волны перейти к резонансной частоте. Тогда получим

$$f_0 = (1/2l_{\text{бр}}) \sqrt{E/\rho}. \quad (5.24)$$

Кроме основной резонансной частоты могут наблюдаться резонансы на кратных частотах (гармониках), когда на длине стержня укладывается целое число m полуволн.

Таблица 5.3

f , кГц	100	200	500	1000	2000
λ_a , мм	50	24	10	5	2.5

Важным фактором, обуславливающим широкое применение фильтров с механическими резонаторами, является то, что благодаря малым потерям при механических колебаниях в некоторых материалах (металлы, стек-

ло, кварц), а также в связи с тем, что используются колебания в механических системах с распределенными параметрами, добротность механических резонаторов очень высока. Например, для рассматриваемых продольных колебаний добротность резонаторов составляет $10^3 \dots 10^4$. Таким образом, использование упругих колебаний и механических резонаторов позволяет конструировать очень небольшие по размерам высокодобротные компактные фильтры, эквивалентные при большом числе резонаторов многоконтурным электрическим фильтром. Эти фильтры позволяют получить характеристики, значительно лучшие, чем у электрических.

Ранее рассматривался случай продольных колебаний как наиболее простой для объяснения сущности механического резонанса. Однако в твердом теле могут возникать разные по своему характеру волны, следовательно, разные механические резонансы. Например, в продольных волнах частицы смещаются в направлении распространения, в поперечных — в направлении, перпендикулярном направлению распространения. В телах с конечными размерами и явно выраженными границами (поверхностями) возникают поверхностные волны и, кроме того, происходит сложное взаимодействие продольных и поперечных волн, что и определяет большое разнообразие колебаний и волн в упругих телах.

В механических фильтрах используются изгибные, продольные, крутильные, поперечные, сдвиговые и поверхностные (волны Рэлея и Лява) волны. Деформации волн и направления их распространения приведены на рис. 5.7, где a — изгибное, b — продольное, c — поперечное, g — крутильное и d — поверхностное колебания. Стрелками показаны деформации и направления распространения волны; λ_a — длина волны, которая определяется следующими скоростями распространения: $v_{изг}$, $v_{пр}$, $v_{поп}$, $v_{кр}$, $v_{пов}$. Эти скорости зависят от свойств материалов, в основном, от модуля упругости E и плотности материала ρ . Скорости для каждого вида колебаний различны и могут отличаться в два раза.

Для всех колебаний наблюдаются резонансные явления. От вида колебаний зависят потери и добротность резонаторов. Для многих материалов минимальными потерями обладают крутильные колебания. Характер колебаний меняется, если один из концов тела, в котором наблюдаются упругие колебания, закреплен. Очевидно, что упругие волны можно использовать не только для резонансных эффектов и фильтрации, но и для создания задержки. Действительно, если при использовании любого вида колеба-

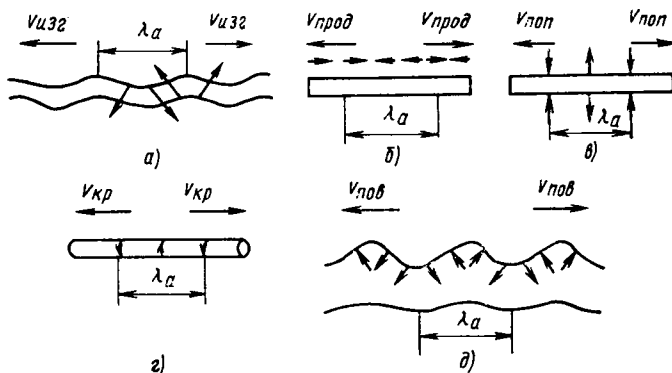


Рис. 5.7

ний тело, в котором распространяются упругие волны, взять достаточной длины и на концах его поместить поглотители упругих колебаний, устраняющие отражения, то резонансных явлений не будет, но волна, распространяясь по телу, будет задержана на время $\tau_3 = l/v_{\text{упр}}$ (где l — длина тела; $v_{\text{упр}}$ — скорость любого из упругих колебаний).

В связи с тем, что $v_{\text{упр}}$ примерно в 10^5 раз меньше скорости распространения электромагнитных волн, можно создать компактные линии задержки с τ_3 , равным десяткам и тысячам микросекунд, для получения которых в электрических линиях или кабелях необходимо использовать их отрезки длиной в сотни и тысячи метров. Таким образом, используя упругие механические колебания, можно создать резонаторы, а, следовательно, фильтры и линии задержки, которые могут различаться по принципу действия, методам возбуждения и характеристикам. Размеры таких резонаторов соизмеримы с длиной волны или больше нее, благодаря чему их характеристики лучше и возможности значительно больше, чем электрических фильтров.

Используя продольные, поперечные, крутильные колебания и эффекты резонанса, можно создавать фильтры, которые объединены общим термином «электромеханические и пьезоэлектрические». Различие между ними заключается в том, каким образом электрические колебания в виде токов и напряжений преобразуются в механические.

В магнитострикционных электромеханических фильтрах используются преобразователи электрических колебаний в механические и обратно. Механические колебания, возбужденные в преобразователе, механическими средствами передаются на резонирующие элементы, в которых возбуждаются упругие колебания и наблюдаются явления резонанса. Изменяя количество резонирующих элементов и связь между ними, можно получить фильтры с различными характеристиками.

В пьезоэлектрических фильтрах механические колебания возбуждаются в результате пьезоэффекта, но эти колебания в другие резонирующие элементы не передаются. Эффект фильтрации достигается вследствие того, что механический резонанс изменяет электрические характеристики цепи преобразователя электрических колебаний в механические.

Общим для указанных выше фильтров является то, что основной элемент фильтра, резонатор, обычно изготавливается механическими методами, причем требуется высокая чистота и однородность материала пластинок и очень точная их обработка. Это—важнейший конструктивно-технологический недостаток таких фильтров.

Используя поверхностные волны, можно получить фильтрующее действие, формируя поверхностную акустическую волну не в одной точке, а располагая по «цепочке» элементы, преобразующие электрические колебания в механические. Тогда при соответствующем выборе соотношения между шагом расположения элементов и частотой можно обеспечить синфазное функционирование элементов преобразования. При этом каждый последующий элемент свое воздействие суммирует с полученными за счет действия предшествующих элементов. Основной положительной особенностью фильтров на поверхностных акустических волнах является то, что их изготовление основывается на технологии микроэлектроники (формирование пленок с разными свойствами). Поэтому широкое развитие получило новое направление, относящееся к функциональной микроэлектронике, известное как акустоэлектроника. Принципы действия, конструкции, схемы, характеристики и применение таких фильтров приведены в гл. 6.

Электромеханические магнитострикционные фильтры. Под электромеханическими фильтрами будем понимать такие, у которых селекция осуществляется в механически взаимосвязанных резонаторах.

Электромеханические фильтры можно различать по тому, какой эффект используется для преобразования электрических колебаний в механические. Наибольшее распространение для фильтров на радиочастотах получило использование магнитострикционного эффекта и пьезоэффекта. При создании магнитострикционных фильтров необходимо решить несколько задач: разработать механические резонаторы, использующие упругие колебания и имеющие высокую стабильность, а также высокую добротность или незначительное затухание колебаний; создать преобразователи электрических колебаний в упругие механические и обратно; обеспечить механическую связь для многорезонаторных фильтров.

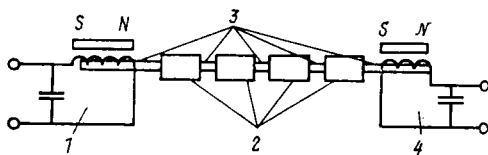


Рис. 5.8

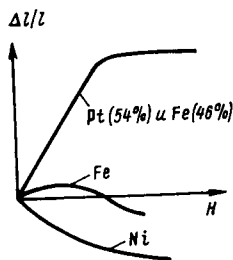


Рис. 5.9

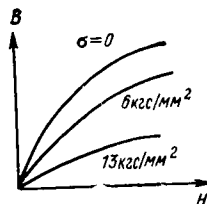


Рис. 5.10

Функциональная схема магнитострикционного фильтра приведена на рис. 5.8. Она содержит входной магнитострикционный преобразователь 1, механические резонаторы 2, элементы механической связи 3, выходной преобразователь 4. Функциональная схема пьезокерамического фильтра аналогична изображенной на рис. 5.8, но преобразователи основаны на использовании пьезоэффекта.

Рассмотрим работу магнитострикционных преобразователей. Из физики известен эффект Джоуля, который состоит в том, что если некоторые ферромагнитные тела поместить в магнитное поле, то происходит намагничивание, сопровождающееся возникновением внутренних механических сил в теле. В результате меняются его геометрические размеры. Так как тело обладает упругостью, то эти силы вызывают деформацию. В зависимости от материала тело укорачивается или удлиняется вдоль силовых линий. В определенных пределах эффект имеет линейный характер, что и используется в фильтрах. Если обозначить: l — длина стержня в отсутствие магнитного поля, Δl — приращение длины под действием магнитного поля; $\Delta l/l$ — относительное удлинение, то коэффициент магнитострикции $\Delta l/(lH)$ для продольных колебаний. На рис. 5.9 показаны зависимости $\Delta l/l$ от напряженности магнитного поля для некоторых материалов.

При использовании магнитострикционного эффекта на катушку, магнитное поле которой действует на стержень, подается напряжение или сигнал переменного тока. При этом в стержне возникают колебания с частотой сигнала. Так как изменение размеров стержня не зависит от направления магнитного поля, то под влиянием переменного магнитного поля стержень будет колебаться с двойной частотой. Чтобы избежать этого, нужно поместить стержень в постоянное магнитное поле. Таким образом можно возбудить продольные колебания. Преобразователи для возбуждения других видов колебаний устроены более сложно, на них останавливаться не будем.

Для создания фильтров необходимы и обратные преобразования — от механических колебаний к электрическим. Для этого так-

же можно использовать явления, происходящие в ферромагнетиках. Было замечено, что если ферромагнитный стержень поместить в магнитное поле и прикладывать к нему механические силы, т. е. вызывать деформацию, то меняются его магнитные свойства (значения μ). Для примера на рис. 5.10 показана зависимость изменения индукции от напряженности магнитного поля при разных усилиях сжатия (σ) стержня из никеля.

В выходном преобразователе необходимо также наличие постоянного магнитного поля. Действительно, если деформируется магнитный стержень, находящийся в поле постоянного магнита, то изменяется его магнитная проницаемость и магнитный поток, пронизывающий стержень, а следовательно, индукция.

Изменение индукции приводит к тому, что в проводнике намотанном на стержень, появляется ЭДС переменного тока. Деформация стержня происходит с частотой, соответствующей сигналу, действующему во входном преобразователе. Поэтому индукция и магнитный поток, пронизывающий катушку выходного преобразователя, изменяются с той же частотой и в катушке выходного преобразователя наводится ЭДС, отображающая отфильтрованный входной сигнал. Поскольку при резонансе между сигналом и механическими колебаниями последние достигают максимума интенсивности, то ЭДС, наведенная в катушке выходного преобразователя, зависит от соотношения между резонансной частотой резонаторов и частотой сигнала. На резонансной частоте ЭДС максимальна. Принцип действия преобразователя иллюстрируется рис. 5.11, на котором показаны преобразовательно-резонансная пластина 1, связи 2, резонансная пластина 3 и постоянный магнит 4.

При техническом выполнении преобразователей наибольшие сложности связаны с выбором материала резонаторов и конструктивной реализацией постоянного магнита. Материал, использованный в резонаторе преобразователя, должен иметь возможно больший коэффициент магнитострикции для того, чтобы увеличить

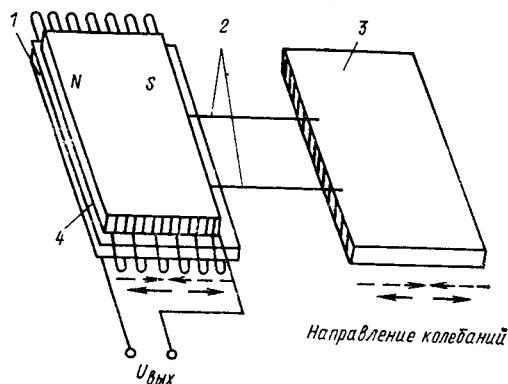


Рис. 5.11

Таблица 5.4

Феррит	$(\Delta l/l) \cdot 10^{-6}$	$v_{\text{упр}}, \text{ м/с}$	$E, \text{ кгс/см}^2$	$\rho, \text{ г/см}^3$	$\alpha_l \cdot 10^{-6}$
P_r	15...20 ($H \approx 300 \dots 900 \text{ Э}$)	5500	7750	2,52	—
Никелевый Fe_2O_3 —159,68 NiO —74,69	20...29 ($H \approx 300 \dots 900 \text{ Э}$)	5700	16 000	4,84	—
Никель	27—54 ($H \approx 2500 \text{ Э}$)	4979,4	20 500	8,1	11...17

Примечание. α_l — температурный коэффициент линейного расширения.

коэффициент передачи при переходе от электрических колебаний к механическим и обратно. Желательно в то же время, чтобы этот материал обладал малыми потерями при механических колебаниях и высокой стабильностью резонансной частоты. Однако требования к добротности резонатора преобразователя не такие жесткие, как для резонаторов фильтра. Наиболее трудно выполнимые требования к материалам резонатора преобразователя и постоянного магнита обусловлены тем, что оба этих элемента конструкции находятся в высокочастотном магнитном поле катушки, на которую подается сигнал. Очевидно, что если изготовить этот магнит и резонатор из материала достаточно большой толщины, то, во-первых, из-за магнитного поверхностного эффекта в катушке и, следовательно, в преобразователе будут большие потери и, во-вторых, эффект магнитострикции будет наблюдаться в очень тонком слое.

Эту трудность можно преодолеть, используя тонкие пластины, однако, с повышением частоты быстро возрастают трудности их технической реализации. Поэтому для расширения диапазона частот, в котором работают магнитострикционные фильтры, большое значение имеет разработка новых материалов для высокочастотных преобразователей. Большие возможности в этом смысле дают специальные марки ферритов. В табл. 5.4 даны параметры некоторых марок ферритов, обладающих магнитострикционным эффектом, и для сравнения параметры никеля. Ферриты этих марок обладают малыми потерями на высоких частотах (например, до 10 МГц) и долго сохраняют намагниченность. Поэтому преобразователи, использующие резонаторы из специальных видов ферритов, могут работать в широком диапазоне частот и не требуют постоянного магнита как отдельного элемента конструкции.

Рассмотрим работу фильтрующих элементов. Как правило, фильтр содержит четыре и более резонатора, связанных между собой механической связью. Количество резонаторов и степень свя-

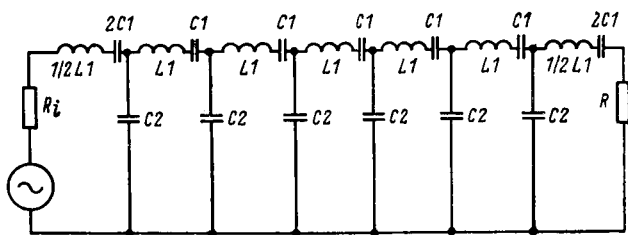


Рис. 5.12

зи определяют при расчете фильтров, переходя от механических схем к эквивалентным электрическим и используя электромеханические аналоги. Пример приближенной эквивалентной схемы электромеханического фильтра приведен на рис. 5.12, где $L1$ и $C1$ — эквивалентные параметры резонатора, а $C2$ — эквивалентные связи. Число звеньев и степень связи, полученные при электрическом расчете, реализуются при конструировании фильтра. При конструировании резонаторов необходимо определить их материал и геометрические размеры, а вид колебаний выбирается заранее.

Материал выбирают исходя из следующих требований: малый уровень потерь, высокая добротность и высокая стабильность резонансных свойств. Наличие магнитоstrictionного эффекта для этих резонаторов необязательно. От них не требуют также и малого уровня потерь в высокочастотном поле, так как высокочастотные электрические и магнитные поля на эти резонаторы не действуют; в них имеются только упругие механические волны. Поэтому материал, из которого изготавливают фильтрующие резонаторы, отличается от материала резонаторов-преобразователей.

Наибольшие трудности вызывает обеспечение точности и стабильности настройки резонаторов. Рассмотрим это на примере простейших продольных колебаний. Резонансная частота определяется так:

$$\omega_0 = 3,14 v_{\text{пр}} / l = 3,14 \sqrt{E/\rho} / l \approx 3E^{1/2} \rho^{1/2} l^{-1}, \quad (5.25)$$

где E — модуль упругости; ρ — плотность материала; l — длина резонатора.

Для аналогичных зависимостей вида (5.25), как показано в гл. 3, можно просто получить выражение для относительных отклонений:

$$\frac{D(\omega_0)}{m^2(\omega_0)} = 9 \left[\frac{1}{4} \frac{D(E)}{m^2(E)} + \frac{1}{4} \frac{D(\rho)}{m^2(\rho)} + \frac{D(l)}{m^2(l)} \right]. \quad (5.26)$$

Чтобы обеспечить точность (малое рассеивание) частоты, необходимо выбирать материалы с высокой степенью однородности по E и ρ и изготавливать резонаторы с высокой степенью точности. Используя специальные методы обработки резонаторов, можно обеспечить точности, при которых отклонения составляют доли

микрометров. Однако это не решает полностью задачи, так как в материалах наблюдаются трудно устранимые отклонения значений E и ρ . Чем уже полоса фильтра, тем жестче требования, предъявляемые к точности.

В связи с этим для наиболее прецизионных фильтров осуществляют специальный отбор резонаторов. Например, для отношения полосы к несущей, равного $10^{-3} \dots 10^{-4}$, необходимо, чтобы частоты отдельных резонаторов имели относительные отклонения не более чем $10^{-5} \dots 10^{-6}$, а этого нельзя обеспечить без отбора или подгонки. При невысоких требованиях к фильтрам, например, для радиовещательных приемников, можно обойтись без отбора.

Так как фильтры работают в различных условиях, необходимо обеспечить стабильность частоты. Наиболее трудно обеспечить температурную стабильность фильтров. Можно найти температурный коэффициент частоты α_f , учитывая, что α_ρ зависит только от коэффициента линейного расширения α_l :

$$\alpha_f = \frac{1}{2} \left[-\alpha_l + \frac{1}{2} \alpha_E - \frac{3}{2} \alpha_l \right];$$

$$\alpha_f = \frac{1}{2} \left(-\frac{5}{2} \alpha_l + \frac{1}{2} \alpha_E \right). \quad (5.27)$$

Тогда частота при изменении температуры на ΔT

$$f(\Delta T) = f_0(1 + \alpha_f \Delta T),$$

где $\Delta T = T - T_{\text{ном}}$ ($T_{\text{ном}}$ — номинальная температура; T — температура, при которой должна быть обеспечена работа фильтра). Следовательно, для обеспечения температурной стабильности нужно выбирать материалы с минимальным коэффициентом линейного расширения (например, инвар) и с минимальным изменением в зависимости от температуры значений E , т. е. с минимальным значением α_E .

Реально α_f является случайной величиной. Поэтому частота настройки резонатора при изменении температуры также является случайной величиной и может быть описана числовыми характеристиками

$$m[f(\Delta T)] = m(f_0) + m(\alpha_f) \Delta T m(f_0);$$

$$D[f(\Delta T)] = D(f_0) + m^2(f_0) \Delta T^2 D(\alpha_f). \quad (5.28)$$

Практически наибольшее влияние на уход среднего значения частоты и на ее стабильность в условиях изменяющейся температуры оказывает модуль упругости E , так как он существенно зависит от наличия примесей в материалах и от отклонений в технологии изготовления материалов и резонаторов.

Таким образом, конструирование резонаторов включает выбор материала, обеспечивающего стабильность частоты настройки и в то же время обладающего высокой добротностью, а также

выбор конфигурации, геометрических размеров и технологии изготовления резонаторов (методов механической обработки, термообработки, контроля и отбора по резонансной частоте).

Следующей задачей, которую нужно решить при конструировании является задача обеспечения механической связи между резонаторами. Для передачи энергии из одного резонатора в другой их нужно связать механически, аналогично тому, как связаны электрические контуры в многоконтурном *LC*-фильтре. Для выяснения сущности элементов связи необходимо иметь в виду, что соединяются резонаторы с распределенными параметрами, а не контуры с сосредоточенными параметрами. Резонаторы нужно соединить элементами, волновое сопротивление которых отличается от волнового сопротивления резонатора. Например, если в фильтре с резонаторами, использующими продольные колебания, соединить два резонирующих стержня тонкой проволокой со значительно меньшим сечением, чем сечение стержня, то можно считать, что она не повлияет на сжатие и растяжение стержней. Однако энергия, запасенная в первом стержне, частично будет переходить в проволоку, вызывая ее растяжение и сжатие. Эти растяжения и сжатия, распространяясь вдоль проволоки связи, дойдут до второго стержня.

Деформация проволоки связи вызывает деформацию второго стержня. Если частота этих деформаций соответствует резонансной частоте второго стержня, то достаточно небольшой энергии, поступающей по проволоке связи, чтобы на втором стержне возникли интенсивные колебания. Очевидно, что на интенсивность колебаний, передаваемых из одного резонатора в другой, влияет толщина этой проволоки связи и ее длина. В реальных условиях

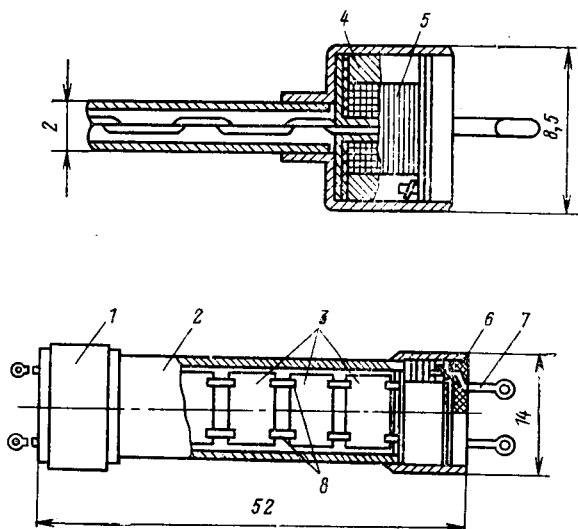


Рис. 5.13

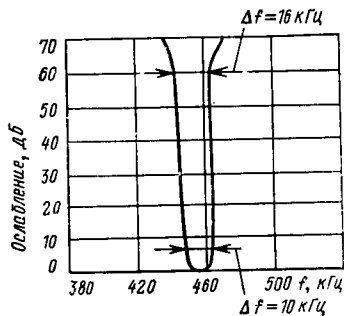


Рис. 5.14

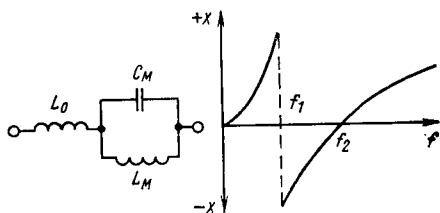


Рис. 5.15

для подбора связи необходимо, используя методы планирования эксперимента и варьируя длиной элементов связи, их количеством и диаметром, подобрать такое значение, которое обеспечивало бы необходимую связь между резонаторами.

Рассмотрев вопрос конструирования основных элементов фильтров, на рис. 5.13 приведем пример конструкции магнито-стрикционного электромеханического фильтра с резонаторами в виде пластинок, в которых возбуждаются продольные колебания. Здесь: 1 — экран; 2 — основание; 3 — резонаторы; 4 — магниты; 5 — катушки; 6 — изолятор; 7 — выводы; 8 — элементы связи между резонаторами. Резонансная характеристика такого фильтра дана на рис. 5.14.

Итак, основными положительными качествами магнито-стрикционных фильтров являются следующие: широкий диапазон частот $10^2 \dots 10^6$ Гц (на частотах $100 \dots 1000$ Гц используются изгибные колебания, до 1000 кГц — крутильные колебания, на частотах до нескольких мегагерц — продольные); относительная узкополосность (до $10^{-3} \dots 10^{-4}$); удовлетворительная равномерность частотной характеристики в полосе пропускания (неравномерность до 3 дБ); высокий показатель прямоугольности. Например, при ослаблении 30 дБ легко достигнуть соотношения между полосой пропускания и полосой задержания, равного $1,1 \dots 1,3$.

Фильтры с такими свойствами компактны, их размеры соизмеримы с размерами таких радиоэлементов, как дискретные резисторы, конденсаторы. В качестве недостатков таких фильтров следует отметить конструктивно-технологические трудности обеспечения узкополосности, большого ослабления в полосе задержания и малой неравномерности в полосе пропускания. Особую трудность составляет обеспечение их температурной стабильности, а также необходимость использования при изготовлении резонаторов технологических процессов точной механической обработки и подгонки.

В связи со специфичностью конструкции электромеханических фильтров, сложностью процессов, которые в них происходят, а также необходимостью использования специальной технологии при

производстве их изготавливают на специализированных предприятиях. Задачи конструктора РЭА: правильно выбрать тип фильтра, обеспечивающего не только заданные электрические характеристики, но и работоспособного в допустимом диапазоне температур и при допустимых механических воздействиях; выбрать метод установки фильтра и подсоединения его в аппаратуре; согласовать геометрические размеры фильтров при их размещении с размерами других радиоэлементов.

В рассмотренных электромеханических фильтрах фильтрация осуществляется в механических резонаторах, т. е. фильтрующими свойствами обладает не электрическая цепь, а совокупность механических резонаторов. Электрические цепи при этом должны только согласовывать источник и получатель сигнала с преобразователями. Это согласование необходимо, так как входное сопротивление преобразователя значительно зависит от частоты, поскольку в нем имеются индуктивность и емкость. Кроме того, это сопротивление определяется также сопротивлением, вносимым в электрическую цепь механическим резонатором преобразователя.

Известно, что различные соединения радиоэлементов, обладающих разной зависимостью их комплексного сопротивления от частоты, дают различные по характеристикам фильтры. Чем больше комплексное сопротивление радиоэлемента зависит от частоты, тем большие возможности он дает для создания фильтров. Любой преобразователь электрических колебаний в механические можно рассматривать как элемент, позволяющий получить фильтр при соответствующем включении в схему.

Упрощенная схема замещения такого преобразователя и характеристика его входного сопротивления без учета потерь приведены на рис. 5.15, где f_1 — собственная частота колебаний резонатора, которая отображается контуром $C_M L_M$; L_0 — индуктивность катушки преобразователя; x — реактивное сопротивление. Последовательный резонанс индуктивности L_0 с эквивалентной емкостью, которой можно заменить расстроенный параллельный контур $C_M L_M$, на частотах выше f_1 дает частоту последовательного резонанса f_2 .

В реальных магнитострикционных преобразователях потери получаются большими из-за электромагнитных потерь в катушке и постоянном магните. Резонансы оказываются «растянутыми» и фильтрация с использованием такого элемента неэффективна.

Пьезокварцевые и пьезокерамические фильтры. Значительно большие возможности дают такие принципы преобразования электрических колебаний в механические или такие принципы связей элементов электрических цепей с механическими резонаторами, при которых активные потери при преобразовании получаются малыми. Такими особенностями обладают преобразователи, в которых вследствие пьезоэффекта происходит возбуждение упругих механических колебаний. В этих преобразователях получается своеобразный конденсатор, к обкладкам которого подается напряжение переменного тока. В промежутке между обкладками

Таблица 5.5

Пьезоэлектрик	ρ , г/см ³	ϵ	Q	N_l , кГц·см	Уход N_l	
					при -60...+85 °C, %	за 10 лет, %
Титанат бария	5,7	1700	300	200	1,9	1,1
Титанат бария, каль- ция и свинца	5,4	450	1200	243	2,0	0,8
Цирконат-титанат свинца PZT-6A	7,4	1050	450	177	0,2	0,1
Кварц (данные для срезов, применяемых при возбуждении про- дольных колебаний по длине бруска)	2,65	4,7	$(30 \dots 50) \times 10^3$	230...280	0,05	0,05

находится материал с пьезоэлектрическими свойствами. Для того, чтобы потери в элементе были незначительными, материал должен иметь малые электрические потери, а механические упругие колебания должны происходить с малым затуханием.

Таковыми свойствами обладают кварц и пьезокерамика. В табл. 5.5 даны характеристики некоторых типов материалов. Чтобы использовать для фильтрующих цепей элемент из кварца или пьезокерамики, необходимо вызывать в нем механический резонанс, что достигается выбором геометрических размеров резонаторов из кварца или пьезокерамики. Схематическое изображение простейшего резонатора в виде прямоугольного бруска дано на рис. 5.16, где 1 — резонатор из пьезокерамики или кварца; 2 — электроды в виде напыленной на поверхность металлической пленки; 3 — выводы.

Резонансная частота $f_0 = N_l/l$, где N_l — частотная постоянная материала. Емкость, отображающая свойства пьезорезонатора как простого конденсатора, $C_0 \approx 8,84 \cdot 10^{-2} \epsilon b l / a$, пФ, где b , l , a — геометрические размеры, см; ϵ — диэлектрическая проницаемость материала. Если к такому резонатору подвести напряжение с изменяющейся частотой f , то при приближении к резонансу электрическое сопротивление резонатора значительно меняется из-за составляющих, вносимых в цепь резонатора резонирующей пластиной.

Схема замещения пьезоэлектрического резонатора, содержащая кроме C_0 ветвь LCR_p , отображающую действие резонатора, а также зависимость модуля сопротивления $|Z|$, полученную экспериментально с учетом потерь, и зависимость реактивного сопротивления x резонатора при отсутствии потерь приведены на рис. 5.17. Частота f_p соответствует частоте последовательного резонанса между индуктивностью L и емкостью C : $f_p = 1/2\pi\sqrt{LC}$. При этом сопротивление резонатора резко уменьшается, достигая сопротивления R_p — активного сопротивления, отображающего наличие потерь при колебаниях пластины резонатора.

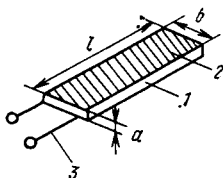


Рис. 5.16

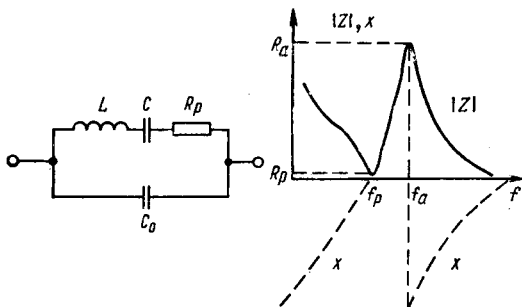


Рис. 5.17

Частота f_a соответствует частоте параллельного резонанса между C_0 и эквивалентной индуктивностью, которой можно заменить последовательную цепь LCR_p :

$$f_a = [2\pi \sqrt{L C C_0 / (C + C_0)}]^{-1}. \quad (5.29)$$

При этом сопротивление резонатора R_a становится активным. Добротность резонатора $Q = 2\pi f_p L / R_p$ достигает для пьезокерамики $300 \dots 1200$, а для кварца $(30 \dots 50) \cdot 10^3$.

Таким образом, пьезоэлектрический (пьезокварцевый или пьезокерамический) резонатор с точки зрения воздействия на электрическую цепь представляет собой своеобразный контур с очень высокой добротностью. Очевидно, что такие контуры обладают значительно лучшими качествами в смысле потерь, чем электрические. Кроме того, они могут быть очень компактными и значительно более стабильными как при изменении температурного режима, так и при длительной работе. Как видно, из табл. 5.5, даже для пьезокерамики уходы частоты составляют доли процентов, что в электрических контурах труднодостижимо и требует увеличения их размеров.

Рассмотрим конструкцию пьезокварцевых фильтров. Они существенно отличаются от пьезокерамических. Пьезокварцевые фильтры обладают очень высокой добротностью и стабильностью. Однако они значительно дороже, чем пьезокерамические из-за высокой стоимости исходного кварцевого сырья и трудоемкости обработки пластин из кварцевых кристаллов. Поэтому кварцевые фильтры часто изготавливаются однозвенными (один-два кварцевых резонатора в каждом звене). Если необходимо получить фильтры с высококачественными характеристиками, в схему включают несколько пьезокварцевых фильтров. Пример конструкции кварцевого резонатора (фильтра) дан на рис. 5.18, где 1 — кварцевые резонаторы с напыленными электродами, 2 — проволочные выводы, 3 — штыревые выводы в герметизированном корпусе, 4 — изоляционные держатели резонаторов, 5 — стеклянная колба.

Пьезокерамические фильтры обладают меньшей стабильностью и добротностью, значительно дешевле кварцевых благодаря низ-

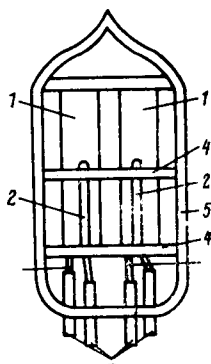


Рис. 5.18

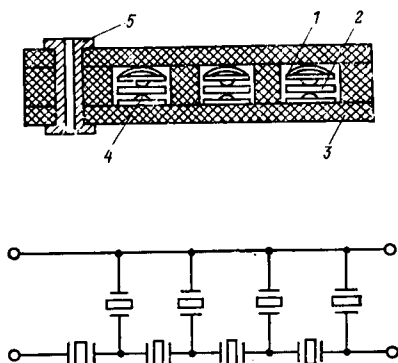


Рис. 5.19

кой стоимости исходного сырья и простоте изготовления пластин. Поэтому пьезокерамические фильтры обычно выпускают много-резонаторными. Обычно пьезокерамические фильтры строятся из звеньев, содержащих или только пьезокерамические резонаторы, или пьезокерамические резонаторы и конденсаторы. Для примера на рис. 5.19 приведены схема замещения восьмirezонаторного пьезокерамического фильтра и схематическое изображение его конструкции, где 1 — фиксирующая пружина; 2 — дисковые пьезо-керамические резонаторы с напыленными электродами; 3 — печатные платы, на внутренней стороне которых нанесен печатный монтаж, обеспечивающий электрическое соединение резонаторов по схеме, а на наружной — проводящий слой для экранирования; 4 — контактные шайбы с выступами, обеспечивающими соединение с резонаторами в его центре; 5 — элементы несущей конструкции фильтра и его сборки. Для защиты от влаги фильтр подвергается опрессовке или обволакиванию, которые на рис. 5.19 не показаны.

На резонансной частоте 465 кГц дисковые резонаторы имеют диаметр 5 ... 5,5 мм, габариты фильтра 37×24×11 мм, объем 10 см³ и масса 10 г. Электрические характеристики фильтра следующие: ширина полосы пропускания по уровню 6 дБ составляет 6,5 ... 10 кГц; неравномерность в полосе пропускания не более 3 дБ; ослабление в полосе пропускания не более 12 дБ; затухание при расстройке 10 кГц не менее 38 ... 41 дБ; средняя частота 465±2,5 кГц; интервал рабочей температуры (−10 ... +50) °С.

5.4. АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Принцип действия фильтров RC. Устройства фильтрации, в которых используются контуры LC, по принципу действия являются пассивными, т. е. предполагается, что для их функционирования не требуется усилительных активных элементов. Реально

устройства фильтрации используются совместно с усилительными элементами, например в УПЧ приемника, но усилительные и фильтрующие элементы разделены и выполняют различные функции. Наличие усиления или ослабления не изменяет сущности фильтрующих устройств.

Развитие активных элементов позволило использовать их как составную часть устройств фильтрации. Для создания фильтров активные элементы стали широко применяться после того, как были разработаны многотранзисторные микросхемы, обеспечивающие усиление в сотни тысяч и миллионы раз в пределах широкой области частот и использующие принцип усиления на постоянном токе. При параллельном действии двух каналов, усиливающих положительные и отрицательные полуволны напряжения, они могут с указанным коэффициентом усиления усиливать также и переменный ток. Такие микросхемы получили название операционных усилителей (ОУ).

Важной особенностью ОУ является то, что его схема сформирована единым технологическим приемом в одном кристалле с компенсацией отклонений параметров транзисторов. Поэтому ОУ обладает малым дрейфом нуля, наличие которого может привести к искажениям при усилении сигнала. Промышленность выпускает большое количество таких усилителей, например они имеются в составе микросхем серий К140, К153, К284, К544 и т. д. Основные особенности ОУ: высокий коэффициент усиления, минимальное смещение нуля и температурный дрейф; небольшая потребляемая мощность; небольшая стоимость [36]. Например, операционный усилитель К140УД7 имеет коэффициент усиления 50 000, входной ток менее 200 мкА, ЭДС смещения нуля менее 4 мВ, максимальное выходное напряжение 11 В, ток потребления менее 2,8 мА, входное сопротивление более 0,4 МОм, частота среза 0,8 МГц, сопротивление нагрузки 1 кОм. Наиболее широко применяются активные фильтры, в схему которых включены резисторы и конденсаторы (активные RC-фильтры).

Не будем останавливаться на схемах ОУ. Наша задача — изучить применение ОУ в активных RC-фильтрах для того, чтобы выявить такие свойства фильтров, как стабильность, форма АЧХ, частота настройки. С применением активных RC-фильтров могут быть созданы полосовые и режекторные фильтры, фильтры нижних и верхних частот. Наиболее распространены полосовые активные RC-фильтры, которые и будут рассмотрены здесь.

В РЭА операционные усилители обычно применяются с включением их по схеме с глубокой обратной связью. При этом свойства таких устройств в основном зависят от дискретных резисторов и конденсаторов, которые включаются в цепь обратной связи. Если в схемах с ОУ характеристики обратной связи изменяются с частотой, то могут быть получены устройства, коэффициент передачи которых изменяется с частотой.

Коротко напомним работу такого устройства на простейшем примере.

Действительно, если цепь обратной связи выполнить так, чтобы с изменением частоты изменялась фаза напряжения обратной связи, то при ее повороте на 180° по отношению к идеально отрицательной связи, связь оказывается положительной. В зависимости от глубины положительной обратной связи может наблюдаться режим генерации или усиления, когда генерирование колебаний не наступает. Положительная обратная связь на частотах, где она имеет место, приводит к увеличению коэффициента усиления. При изменении частоты цепь обратной связи изменяет фазу, степень положительной обратной связи уменьшается и коэффициент усиления падает. Таким образом, ОУ, охваченный цепью обратной связи, выполняет функции, аналогичные функциям колебательного контура.

Простейшая схема полосового фильтра с такой обратной связью при использовании одного ОУ дана на рис. 5.20. Частота квазирезонанса

$$\omega_0 = \sqrt{(1 + R_1/R_3)/C_1 C_2 R_1 R_2}. \quad (5.30)$$

В полосовом фильтре на одном ОУ не могут быть получены узкая полоса пропускания и большая добротность, так как в этом случае фильтр оказался бы неустойчивым, легко возбуждаемым в области средней частоты настройки (добротность обычно ниже 15). По этим причинам активный полосовой фильтр на одном ОУ обычно не строят. Кроме того, такие простые фильтры отличаются малой стабильностью, трудностью регулировки, так как в них полоса пропускания и резонансная частота взаимно связаны.

Полосовые активные RC-фильтры на трех ОУ. Для иллюстрации возможностей полосовых фильтров, выявления влияния на их характеристики резисторов и конденсаторов достаточно рассмотреть пример наиболее характерного фильтра, который создается с применением трех ОУ. Использование трех ОУ дает

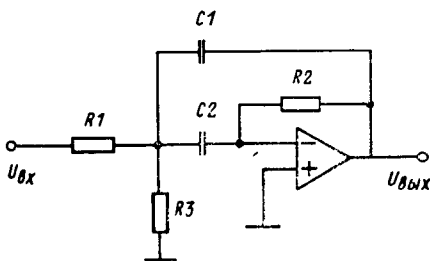


Рис. 5.20

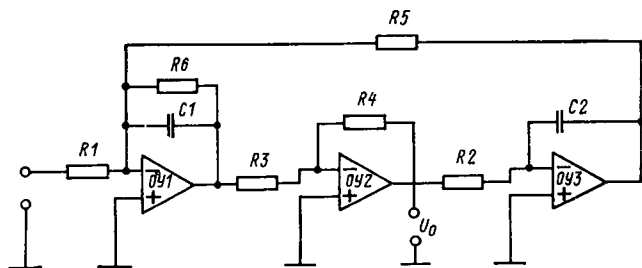


Рис. 5.21

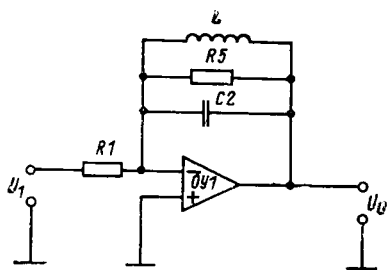


Рис. 5.22

стоимости. Схема полосового фильтра на трех ОУ приведена на рис. 5.21.

Работа фильтра с тремя ОУ несколько отличается от работы фильтра с одним ОУ. Можно показать, что часть схемы (рис. 5.21), включающих в свой состав два ОУ (ОУ2 и ОУ3), создает эффект взаимодействия тока и напряжения, эквивалентный индуктивности (гиратор). Индуктивность гиратора определяется по формуле

$$L_1 = R_1 R_3 C_1 C_2 / R_4. \quad (5.31)$$

Тогда эквивалентная схема фильтра имеет вид, изображенный на рис. 5.22. При этом в цепь обратной связи включен контур, состоящий из элементов: катушки индуктивности L_1 , резистора R_5 и конденсатора C_2 . Чем больше сопротивление резистора R_5 , тем больше добротность эквивалентного контура, тем уже полоса пропускания.

Известно, что средняя частота настройки полосового фильтра, добротность и коэффициент усиления определяются выражениями

$$\omega_0 = \sqrt{R_4 / R_3 C_1 R_1 C_2 R_2}; \quad Q = R_5 \sqrt{R_4 C_2 / R_3 C_1 R_2 R_1}; \quad K = R_5 / R_6. \quad (5.32)$$

Для получения наглядной зависимости частоты квазирезонанса и добротности от параметров конденсаторов и резисторов положим, как это имеет место на практике, $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$; $C_1 = C_2 = C$. Тогда

$$\omega_0 = 1 / CR, \quad Q = R_5 / R. \quad (5.33)$$

Эти формулы получены в предположении, что конденсаторы идеальны, т. е. $\text{tg } \delta = 0$, ОУ имеют бесконечно большие усиления и рабочие частоты фильтра находятся в рабочей области ОУ, т. е. много ниже частоты среза.

При необходимости плавной регулировки частоты и добротности фильтра соответствующие резисторы могут быть комбинированными — состоящими из постоянного и переменного.

Фильтры на трех ОУ можно выполнить с высокой добротностью (до нескольких сотен). Следовательно, имеется возможность получить узкополосные фильтры на низких частотах. Действительно, из (5.32) и (5.33) следует, что фильтры такого типа могут быть изготовлены на низкие звуковые частоты в результате увеличения сопротивления резисторов R_1 , R_2 и R_3 при использовании конденсаторов C_1 и C_2 сравнительно небольшой емкости, т. е. стабильных, малогабаритных и дешевых. Ограничением при этом является то, что уменьшение емкости конденсатора C_2 при заданной частоте должно сопровождаться также увеличением сопротивления резистора R_5 для получения высокого значения Q . При большом сопротивлении резистора R_5 могут существенно влиять на параметры фильтра утечки и другие паразитные эффекты. Реально возможно получение резонансных частот в несколько десятков и сотен герц с высокой стабильностью при конденсаторах C_1 и C_2 емкостью примерно 0,1 мкФ.

Более существенны ограничения фильтров по максимальной частоте. Как известно, ОУ имеют ограниченную высшую частоту (частоту среза). В зависимости от типа ОУ значение этой частоты составляет единицы — десятки мегагерц. Фильтры могут быть выполнены только на частоты существенно ниже, чем высшая частота ОУ.

Габариты и стоимость пассивных элементов активных фильтров при низких и средних частотах настройки много меньше, чем катушек индуктивности, которые приходилось использовать в LC-фильтрах. На частотах выше 0,5 МГц соотношение изменяется. Кроме того, на частотах выше 0,1...0,5 МГц такие фильтры трудно реализовать из-за ограниченной высшей частоты ОУ. В этом случае они по массе, габаритам и стоимости соизмеримы и уступают LC-фильтрам. Поэтому их применение в этой области частот обычно нецелесообразно.

Расчет характеристик активных фильтров с учетом свойств ОУ и конденсаторов. Приведенные выше формулы расчета ω_0 , K и Q получены в предположении, что ОУ и конденсаторы идеальны, т. е. усиление ОУ бесконечно велико, а $\text{tg } \delta$ в конденсаторах равен нулю. Реальные ОУ и конденсаторы не имеют идеальных характеристик, из-за конечного значения коэффициента усиления ОУ без обратной связи на средней частоте фильтра (K_0) и конечного значения $\text{tg } \delta$ конденсатора.

На значение ω_0 реальные значения $\text{tg } \delta$ и K_0 влияют мало, и обычно можно этим пренебречь. Однако следует учитывать, что высшая частота настройки фильтра ограничена. Известно, что

$$f_{\max} \leq (0,01/Q) f_{\text{ср}}, \quad (5.34)$$

где $f_{\text{ср}}$ — частота среза. Например, при $f_{\text{ср}} = 15$ МГц и $Q = 100$ $f = 1500$ Гц. Существенно влияют K_0 и $\text{tg } \delta$ на значение добротности. Выражение для добротности при обычно используемых со-

отношениях, когда $R_3=R_4$ и $C_1R_1=C_2R_2$, имеет вид

$$Q' = \frac{Q}{1 + Q(K_{02}^{-1} + K_{01}^{-1} + 2\text{tg } \delta) + Q\omega_0(2f_{\text{ср}3}^{-1}K_{03}^{-1} - f_{\text{ср}1}^{-1}K_{01}^{-1} - f_{\text{ср}2}^{-1}K_{02}^{-1})}. \quad (5.35)$$

где K_{01} , K_{02} , K_{03} — коэффициенты усиления ОУ1, ОУ2 и ОУ3 без обратной связи; $f_{\text{ср}1}$, $f_{\text{ср}2}$, $f_{\text{ср}3}$ — частоты среза операционных усилителей (определяются из ТУ на ОУ); Q — значение добротности при конденсаторах без потерь (вычисляется по (5.32)); ω_0 — частота при $K_0 \rightarrow \infty$, $f_{\text{ср}} \rightarrow \infty$, $\text{tg } \delta \rightarrow 0$, т. е. при идеальных ОУ и конденсаторах (вычисляется по (5.32)). При частотах, значительно меньших частоты среза ОУ, и при $K_{01}=K_{02}=K_{03}=K_0$, т. е. при одинаковых типах ОУ1, ОУ2, ОУ3, получим

$$Q' = \frac{Q}{1 + 2Q(K_0^{-1} + \text{tg } \delta)} = \frac{1}{Q^{-1} + 2K_0^{-1} + 2\text{tg } \delta}.$$

При $K_0 \gg 1$

$$Q' = \frac{1}{1/Q + 2\text{tg } \delta} \approx \frac{Q}{1 + 2\text{tg } \delta Q}. \quad (5.36)$$

Например, при $\text{tg } \delta = 0,001$ (конденсатор К71-7) и $Q = 90$ получим $Q' \approx 0,84Q$, т. е. $Q' = 75,6$.

Из (5.36) следует, что основным фактором, ограничивающим добротность таких фильтров, является $\text{tg } \delta$ в конденсаторах. Поскольку $\text{tg } \delta$ в конденсаторах составляет примерно $10^{-3} \dots 10^{-4}$, получение фильтров с высокой добротностью вызывает много трудностей. Ввиду того, что $\text{tg } \delta$ в конденсаторах имеет большие отклонения, приходится вводить регулировку по величине Q' , т. е. по полосе пропускания фильтра. Для этого необходимо в качестве резистора $R5$ использовать два последовательно соединенных резистора — постоянный и переменный, а также предусматривать операцию подстройки по полосе частот.

Конструирование активных RC-фильтров. Активные фильтры обычно проектируются на заводах-изготовителях РЭА. При создании фильтров элементы, входящие в них, размещаются на печатных платах конструкции РЭА, поэтому целесообразно остановиться на вопросах конструирования фильтров.

Как отмечалось выше, существенное значение в активных фильтрах имеет влияние на их характеристики параметров навесных элементов. Отклонения емкостей конденсаторов и сопротивлений резисторов, а также их изменения под влиянием температуры и во времени приводят к изменению средней частоты, что особенно важно для узкополосных фильтров. Не менее существенное влияние оказывают навесные элементы на добротность и полосу пропускания фильтров.

Как известно, для определения отклонений выходных параметров при имеющихся отклонениях первичных параметров необходимо найти коэффициенты влияния или чувствительности, воспользовавшись основной расчетной формулой. Как следует из (3.18—3.23), (5.32), относительные коэффициенты чувствительности имеют следующие значения. Для ω_0 : $+0,5 (k_{R4})$ и $-0,5 (k_{R3}, k_{C1}, k_{R1}, k_{C2}, k_{R2})$; для Q : $+0,5 (k_{R4} \text{ и } k_{C2})$, $-0,5 (k_{R3}, k_{C1}, k_{R2}, k_{R1})$ и $+1 (k_{R5})$. Вычисление $m(\omega_0)$ и $D^{1/2}(\omega_0)$ не вызывает трудностей, если известны средние значения и среднеквад-

ратические отклонения для сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов, включенных в схему. Эти значения могут быть получены из ТУ, где приводятся номинальные значения и допускаемые отклонения. В связи со значительными начальными отклонениями по ω_0 и Q часто приходится регулировать сопротивлениями R_5 и R_1 или R_2 . При конструировании следует также оценить стабильность характеристик фильтра при изменениях температуры и во времени.

Вычисление температурных коэффициентов и коэффициентов старения для Q и ω_0 проводится по методике, приведенной в [2], и соответствующим коэффициентом для элементов, входящих в схему. Эти данные можно найти в ТУ на элементы. Расчетные выражения для температурного коэффициента и коэффициента старения частоты и добротности предполагают суммирование указанных коэффициентов (температурного и старения) для элементов, умноженных на относительные коэффициенты чувствительности. Коэффициенты чувствительности приведены выше. Поскольку температурный коэффициент и коэффициент старения элементов имеют случайные отклонения, то следует определить средние значения и среднеквадратические отклонения для ω_0 и Q . Необходимые средние значения и среднеквадратические отклонения указанных коэффициентов для элементов следует находить из ТУ или экспериментально.

Для того чтобы выявить характерные свойства и параметры активных фильтров, приведем некоторые результаты по расчету фильтра со следующими данными: $f = (455 \pm 0,5)$ Гц, полоса пропускания $\Delta f_n = (5 \pm 0,2)$ Гц (при ослаблении 0,7). Поскольку $\Delta f_n = f_0/Q$, то номинальная добротность должна составлять 90.

Проектирование полезно начать с выбора типа ОУ. Остановимся на ОУ типа К140УД7 с частотой среза 0,8 МГц и коэффициентом усиления 50 000, так как фильтр должен работать на сравнительно низких частотах. Этот тип ОУ имеет небольшую стоимость (1,2 руб). Затем следует перейти к выбору и вычислению номинальных емкостей конденсаторов и сопротивлений резисторов. Для простоты реализации фильтра выберем $C_1 = C_2 = C$ и $R_3 = R_4$. Для получения требуемых значений C_1 , R_1 , R_4 и R_5 воспользуемся приведенными выше формулами (5.32), которые при указанных условиях примут приближенный вид:

$$\omega_0 = 1/C\sqrt{R_1 R_2}; \quad Q = R_5/\sqrt{R_1 R_2}. \quad (5.37)$$

Выбираем высококачественный конденсатор типа К71-7 емкостью $C_1 = C_2 = C = 0,1$ мкФ, имеющий допуск на значение емкости $\pm 1\%$ и $\text{tg } \delta = 0,001$. Тогда для получения $\omega_0 = 455 \cdot 2\pi = 2870$ рад/с нужно использовать резисторы R_1 и R_2 с сопротивлениями порядка 3 кОм. Трудность состоит в том, что номиналы сопротивлений резисторов нормированы и приходится подбирать их сочетание. Приняв $R_1 = 3,3$ кОм, вычислим R_2 :

$$R_2 = 1/\omega_0^2 R_1 C^2 = 3,71 \text{ кОм}. \quad (5.38)$$

Для окончательного выбора сопротивления резистора R_2 следует учесть необходимость в регулировке по частоте ω_0 , что сделано ниже. Выбираем резисторы типа С2 — 29В как наиболее точные и стабильные, имеющие допуск на сопротивление $\pm 0,25\%$. Ближайший номинал сопротивления равен 3,6 кОм. Номинальное сопротивление резистора R_5 находим из выражения

$$R_5 = Q\sqrt{R_1 R_2} = 0,35 \text{ МОм}. \quad (5.39)$$

При таком сопротивлении резистора R_5 и конструкции, предусматривающей влагозащиту, сопротивления утечек монтажа будут сказываться мало. Можно

выбрать резистор типа С2—29В. Для окончательного решения вопроса о выборе резистора R_5 следует учесть влияние $\operatorname{tg} \delta$ конденсаторов C_1 и C_2 , воспользовавшись формулой (5.36). С учетом влияния $\operatorname{tg} \delta$ сопротивление резистора должно быть увеличено. Для обеспечения регулировки выполним это сопротивление как составное, с добавлением к постоянному R_5' переменного резистора R_5'' типа СПЗ—15а с максимальным сопротивлением 0,1 МОм. В результате сопротивление, состоящее из R_5' и R_5'' , будет изменяться от 0,35 до 0,45 МОм.

Предварительный расчет, изложенный выше, был ориентирован на номинальные емкости конденсаторов и сопротивления резисторов и приближенный учет влияния потерь в конденсаторах. Проведем расчет с учетом начальных отклонений и стабильности при изменении температуры и во времени параметров конденсаторов и резисторов. При этом следует пользоваться формулами (5.32), так как равенства $C_1=C_2$, $R_4=R_3$, $R_1C_1=R_2C_2$ имеют место только для номинальных значений. Полагаем, что рассеивание значений параметров всех элементов симметричны и смещения математических ожиданий наблюдаться не будет. Тогда достаточно найти рассеивание ω_0 и Q .

Рассеивание ω_0 рассчитывается по (5.32) с учетом рассеивания значений R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , C_1 и C_2 . Для расчета следует составить таблицу допусков и относительных среднеквадратических отклонений сопротивлений и емкостей всех указанных резисторов и конденсаторов. В результате расчета отклонений частоты получаем $D^{1/2}(f_0)/m(f_0)=0,75\%$ или $D^{1/2}(f_0)=3,4$ Гц.

Отклонения частоты из-за влияния большого количества факторов распределены по нормальному закону. Максимальное отклонение по частоте будет около 10 Гц. Расчет показывает, что отклонения по ω_0 значительны и нужно вводить регулировку. Вводим ее, используя резистор R_2 , состоящий из постоянного R_2' и переменного R_2'' : $R_2=R_2'+R_2''$. В качестве переменного используем резистор типа СП5—2Т с максимальным сопротивлением 500 Ом, чтобы максимальное сопротивление R_2 было равно $R_{2\max}=3,5+0,5=4$ кОм. При этом $R_{2\min}=3,5$ кОм ($R_2'=3,5$ кОм).

Интервал регулировки частоты будет примерно ± 25 Гц, что достаточно для компенсации начального рассеивания сопротивлений и емкостей (R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , C_1 и C_2). Определим рассеивание значений добротности Q . Выполнив расчеты, получим $D^{1/2}(Q)/m(Q)=0,8\%$. Для добротности такое отклонение незначительно и нужно рассчитать пределы регулировки резистора R_5 , ориентируясь на то, что $\operatorname{tg} \delta > 0$, что было сделано выше.

Рассчитаем стабильность частоты и добротности во времени и при изменении температуры. При этом следует учитывать нестабильность всех элементов, а также нестабильность $\operatorname{tg} \delta$. Выполнив расчеты, получим для среднеквадратических значений температурных коэффициентов по частоте и добротности

$$D^{1/2}(\alpha_{f_0}) = 9,4 \cdot 10^{-5} \text{ } 1/^{\circ}\text{C}; \quad D^{1/2}(\alpha_Q) = 97 \cdot 10^{-5} \text{ } 1/^{\circ}\text{C}.$$

Например, при отклонении температуры на $\pm 10^{\circ}\text{C}$ получим уход по частоте $\pm 0,7$ Гц, что много меньше полосы пропускания. Однако если рассмотреть работу фильтра в широком диапазоне температур, то, например, уход от номинальной частоты при изменении температуры от $+20$ до -60°C составит 5,6 Гц. Приведенные цифры подтверждают определяющую роль навесных элементов в характеристиках активных фильтров.

Чтобы определить, насколько сильно изменяются параметры фильтра во времени, необходимо из ТУ найти коэффициенты старения всех элементов, входя-

ших в схему фильтра. Проведя расчеты, получаем среднеквадратические значения суммарных коэффициентов старения по частоте и добротности:

$D^{1/2}(\beta_{f_0}) = 3,5 \cdot 10^{-6}$; $D^{1/2}(\beta_Q) = 11,2 \cdot 10^{-6}$. Отклонение частоты за время $t = 1000$ ч составляет $D^{1/2}(\beta_{f_0})t_{f_0} = 1,57$ Гц. Отклонение добротности от номинальной за 1000 ч сравнительно невелико и составляет $D^{1/2}(\beta_Q)t = 1,1$ %.

Полученное выше среднеквадратическое отклонение частоты, равное 1,57 Гц, является величиной, за пределы которой резонансная частота выйдет с вероятностью, равной примерно 0,4. Это отклонение (1,57 Гц) составляет примерно треть полосы пропускания фильтра и равно 5 Гц. Следовательно, можно считать полученную стабильность допустимой при интервале времени между подстройками фильтра, равном 10^3 ч. Как видно, даже при использовании высокостабильных конденсаторов и резисторов уход частоты получается значительным.

Глава 6. ФИЛЬТРЫ НА ОСНОВЕ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ, НА ПРИБОРАХ С ЗАРЯДОВОЙ СВЯЗЬЮ И НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ

6.1. КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ О ПРИНЦИПАХ ДЕЙСТВИЯ ДИСКРЕТНЫХ И ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ

Недостатки аналоговых фильтров. Рассмотренные в гл. 5 аналоговые фильтры обладают рядом недостатков, в том числе: трудности обеспечения высокой стабильности частоты настройки и формы частотных характеристик в связи с тем, что параметры элементов фильтров (конденсаторов, катушек индуктивности, резисторов, резонаторов и т. п.) изменяются под воздействием температуры, влаги, механических нагрузок и во времени; резко выраженная зависимость габаритов, массы и стоимости от частоты (при низких частотах); необходимость точной механической обработки (электромеханические и кварцевые фильтры); трудность получения высокой добротности (LC -фильтры и активные RC -фильтры); существенные ограничения в области высоких частот.

Эти недостатки обуславливаются трудностями обеспечения требуемого резонансного сопротивления при малых индуктивностях в LC -фильтрах, ограничением по высшей частоте операционных усилителей в RC -фильтрах, сложностью создания электромеханических и кварцевых резонаторов малых размеров. Поэтому аналоговые фильтры не могли решить многие задачи фильтрации в РЭА и необходимо было создать фильтры на новых принципах. Такими фильтрами являются дискретные и цифровые.

Для объяснения свойств и возможностей дискретных и цифровых фильтров удобно использовать отображение сигнала и его смеси с помехой в выборке отсчетов (значений), взятых через дискретные интервалы времени $t_{вб}$, а также квантование отсчетов.

При анализе аналоговых фильтров не было необходимости применения понятия выборки: функционирование аналоговых фильтров предполагает, что фильтрации подвергается непрерывная функция, отображающая сигнал $s(t)$ или его смесь с помехой $s(t)+n(t)$. Пассивные LC -фильтры, активные RC -фильтры, электромеханические и кварцевые фильтры непрерывно реагируют на радиосигнал. Известно, что непрерывная функция времени, в том числе сигнал и его смесь с помехой, может быть полностью отображена в выборке, т. е. в последовательности отсчетов значений функции, взятых через интервал выборки $t_{вб}$, если $t_{вб} < 1/2f_v$, где f_v — высшая частота в спектре функции, т. е. в спектре сигнала. Не будем останавливаться на обосновании этой важной закономерности, ее объяснение можно найти в [8].

Если оперировать с выборкой, то можно осуществлять фильтрацию, обрабатывая отсчеты выборки, т. е. построить фильтр так, чтобы он действовал не непрерывно, а в моменты времени через $t_{вб}$. Это позволило создать дискретные (по времени) фильтры, техническая реализация которых основывается на принципах, отличающихся от используемых в аналоговых.

От дискретных фильтров можно перейти к цифровым. В этом случае отсчеты выборки подвергают квантованию и отображают цифрой с конечным числом разрядов (фильтры, дискретные по времени, и с квантованным значением отсчетов). Цифру с конечным числом разрядов, например в двоичной системе («0» и «1» — цифровой код), можно отобразить последовательностью вторичных дискретных сигналов. Этот переход подробно описан в [8]. Тогда обработке, необходимой для получения фильтрации, можно подвергнуть цифры — кодовые комбинации или последовательности вторичных дискретных сигналов с длительностью много меньшей, чем $t_{вб}$. Такая обработка может осуществляться в цифровых вычислительных устройствах, действующих аналогично ЭВМ, но более простых.

Принцип действия аналогового фильтра. Рассмотрим физическую сущность функционирования аналоговых, дискретных и цифровых фильтров на примере реализации согласованного оптимального фильтра для выделения сигнала прямоугольной формы на фоне флуктуационных помех.

Напомним, что для анализа и расчета аналоговых фильтров обычно используется частотная область, т. е. спектры сигналов и частотные характеристики фильтров. Для дискретных и цифровых фильтров также могут использоваться частотные характеристики, но для понимания их принципа действия удобнее пользоваться временной областью, т. е. рассматривать их работу

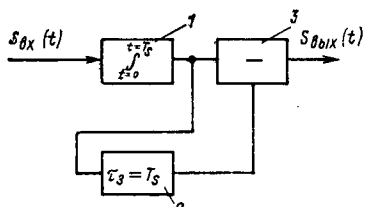


Рис. 6.1

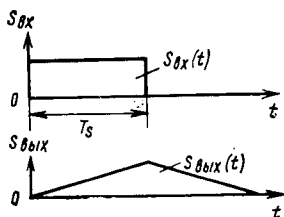


Рис. 6.2

во времени. Это не изменяет сути, так как известно, что импульсная переходная характеристика фильтра $\eta_f(t)$, описывающая его свойства во временной области, получается из частотной характеристики обратным преобразованием Фурье. Для удобства сравнения разных фильтров полезно рассмотреть работу аналогового фильтра во временной области.

Из выражения (5.10) для согласованной фильтрации видно, что оптимальный фильтр для сигнала в виде прямоугольного видеопульса является аналоговым и линейным, он содержит интегратор, накапливающий сигнал. Схема фильтра для этого сигнала показана на рис. 6.1, где 1 — интегратор, 2 — задержка, 3 — вычитаемое устройство.

Поскольку аналоговый фильтр является линейным, то прохождение сигнала и помех можно рассматривать независимо. Если подать на такой фильтр сигнал с прямоугольной огибающей длительностью T_s , то, используя временную трактовку, на выходе получим отклик (рис. 6.2). Как видно, в таком фильтре происходит накопление сигнала, так как он проходит через интегратор. Наглядно это изображено для видеосигнала на примере фильтра, приведенного на рис. 6.1.

Рассмотрим, как проходит помеха (рис. 6.3). На выходе фильтра отклик на помеху накапливается значительно медленнее, чем на сигнал, так как значения помехи имеют разные знаки и при интегрировании частично компенсируются. Чем длительнее происходит накопление, тем больше будет отношение сигнал-помеха на выходе фильтра. Очевидно, тот же результат можно получить, используя частотное представление сигнала. Чем длительность сигнала T_s больше, тем более узкую полосу может иметь фильтр и тем лучше этот сигнал будет выделяться на фоне помехи. Таким образом, основной элемент фильтра обладает интегрирующими свойствами в течение определенного времени.

Исходя из изложенного, можно сделать обобщение, которое важно и для понимания процессов, происходящих в дискретных и цифровых фильтрах. Оно состоит в том, что в фильтрах накапливаются отклики на действующий сигнал. Накопление происходит и при резонансе в аналоговых фильтрах.

При более сложной форме сигналов и соответственно частотной характеристики фильтра процесс прохождения сигнала ока-

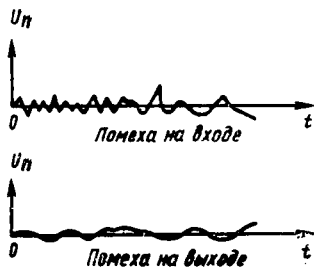


Рис. 6.3

зывается более сложным, но сущность эффекта фильтрации как накопления отклика на сигнал сохраняется. На практике для фильтрации такого сигнала часто используют фильтр нижних частот. Тогда он, строго говоря, является квазисогласованным и дает небольшую потерю в отношении сигнал-помеха по сравнению с оптимальным фильтром, но отличается простотой реализации (один резистор и один конденсатор).

Принцип действия дискретного фильтра. Поскольку в устройствах фильтрации осуществляется накопление информации, то для получения эффекта фильтрации можно использовать не только явление резонанса. Дискретный фильтр действует не непрерывно, а дискретно обрабатывает отсчеты значений сигнала, взятые через интервал времени. Теоретически эти отсчеты могут иметь сколь угодно малую длительность, а реально — это импульсные сигналы с длительностью $T_{и}$. Для накопления или суммирования таких сигналов можно применить дискретный накопитель с сумматором. Простейшим видом такого устройства является линия задержки на элементах LC с отводами, напряжения с которых подаются на сумматор. В этом случае на выходе сумматора будут в дискретные моменты времени появляться суммарные импульсы, амплитуда которых будет постепенно увеличиваться до тех пор, пока сигнал «входит» в линию задержки, а потом уменьшаться, когда сигналы будут поглощаться нагрузкой, включенной в конце линии задержки. Принцип построения такой линии иллюстрируется рис. 6.4, где 1 — линии задержки (показан простейший вариант из элементов L и C); 2 — отводы; 3 — резисторы (подбирая их сопротивления, можно изменять «вклад» отвода в сумму); 4 — сумматор в виде общего сопротивления R_{Σ} , обеспечивающий совместное использование сигналов, накапливаемых в линии задержки.

Для простоты полагаем, что сопротивления в отводах одинаковые, и посмотрим, как сигнал в виде прямоугольного импульса пройдет через такой дискретный фильтр (рис. 6.5). На рис. 6.5,а

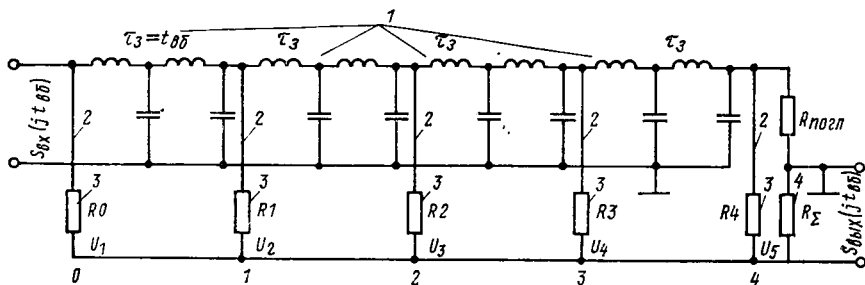


Рис. 6.4

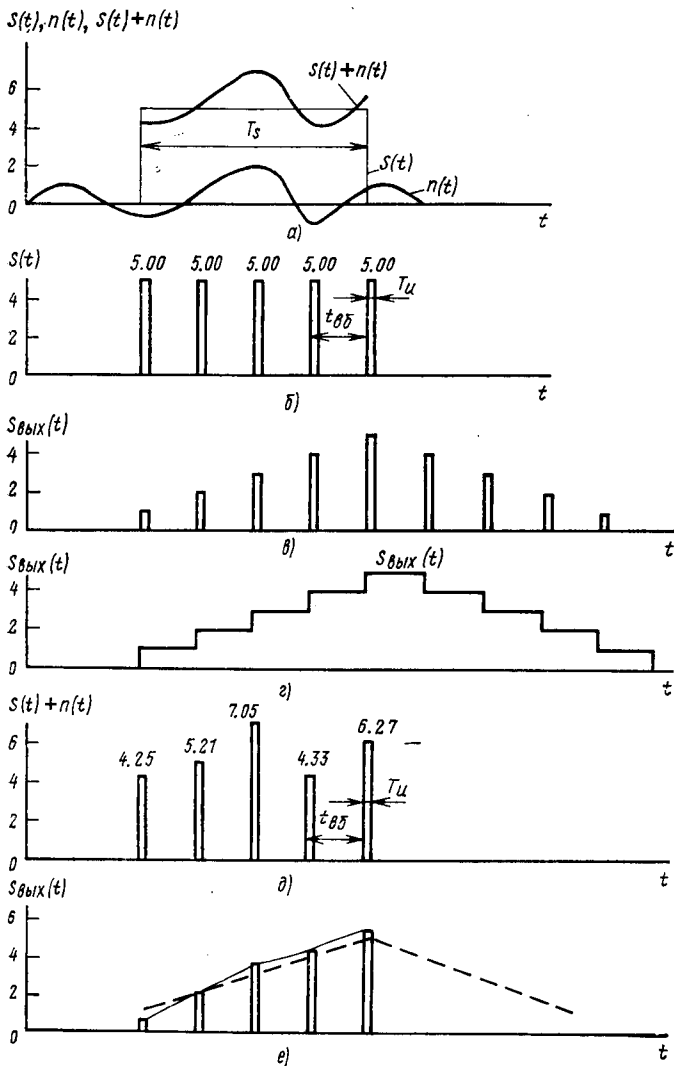


Рис. 6.5

показан сигнал $S(t)$ с прямоугольной огибающей длительностью T_s ; $n(t)$ — помеха. На рис. 6.5,б — выборка из сигнала в виде пяти отсчетов, длительность импульсов выборки $T_{и}$; $t_{вс}$ — интервал выборки. На рис. 6.5,в отклик на выходе линии задержки, содержащей пять отводов, с которых сигналы подаются на общий сумматор (масштаб изменен по отношению к рис. 6.5,б в 5 раз). Этот отклик представляет собой сумму отсчетов выборки и подобен отклику, показанному на рис. 6.2, но является дискретным во времени. Поскольку линия задержки представляет

набор дискретных звеньев с отводами, то процесс дискретизации во времени может происходить непосредственно в ней.

На рис. 6.5,г показан вид отклика на сигнал на выходе фильтра $s_{\text{вых}}(t)$, если подать на такой дискретный фильтр сигнал, не осуществляя выборки (масштаб изменен по отношению к рис. 6.5,б в 5 раз).

Из рис. 6.5,д можно видеть, что если сигнал на входе действует вместе с помехой, то отсчеты будут больше (помеха складывается с сигналом) или меньше (помеха вычитается из сигнала). На рис. 6.5,е видно, что в сумматоре произойдет частичная компенсация помех и они будут накапливаться медленнее, чем отклик на сигнал (масштаб изменен по отношению к рис. 6.5,б в 5 раз).

В приведенном примере при пяти отводах на выходе фильтра сигнал увеличивается в 5 раз. Помеха за счет компенсации возрастает на выходе примерно в 2 раза, и отношение сигнала к помехе улучшится примерно в 2 раза.

Реально сигналы сложнее, чем прямоугольный импульс, соответственно дискретные фильтры сложнее, чем показанный на рис. 6.4, но основной эффект выделения сигнала из помех при дискретном накоплении сохраняется. Следует обратить внимание на то, что фильтр получается значительно сложнее, чем простой фильтр RC ; требуется большее количество элементов — катушек индуктивности и конденсаторов. Создание фильтров, основанных на изложенном принципе, практиковалось только для сложных сигналов (например, фазоманипулированных), так как дискретный характер таких сигналов требовал использования дискретного фильтра.

Дискретные фильтры стали широко применяться для разных сигналов только после того, как были созданы приборы с зарядовой связью (ПЗС) и приборы на поверхностных акустических волнах (ПАВ), где реализация звена задержки (памяти) неизмеримо проще, чем на электрических линиях задержки, показанных на рис. 6.4. Свойства дискретного фильтра с учетом его особенностей широко используются при изучении, синтезе и расчете цифровых фильтров. Действительно, как будет видно из изложенного ниже, в предположении, что интервал квантования выбран небольшим, число разрядов в кодовых комбинациях достаточно большое, эффектами квантования и другими эффектами, связанными с ограниченным количеством разрядов, можно пренебречь. Тогда цифровой фильтр работает как дискретный. Таким образом, модель дискретного фильтра имеет определяющее значение в изучении, анализе и синтезе цифровых фильтров.

Принцип действия цифрового фильтра. Накопление, лежащее в основе фильтрации, может быть получено с использованием процедуры, связанной с суммированием, а суммирование является основной арифметической операцией. Следовательно, потенциально имеется возможность осуществления избирательных

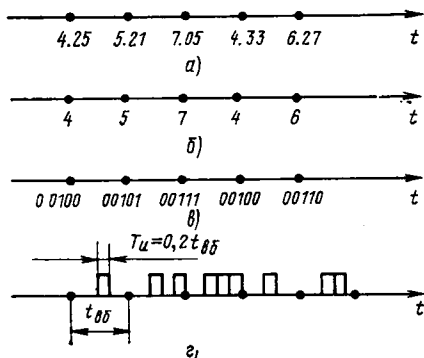


Рис. 6.6

свойств в устройствах, производящих арифметические операции, например в специализированном вычислительном устройстве. При этом токи и напряжения должны быть предварительно преобразованы в аналого-цифровом преобразователе (АЦП) в последовательности чисел, которые могут отображаться в кодовых комбинациях дискретных вторичных сигналов. Это направление создания фильтрующих устройств связано с цифровыми фильтрами, которые могут быть основаны на жесткой логике (микросхемы) и на программируемой логике (микропроцессоры). При пояснении действия цифрового фильтра предполагаем, что в АЦП отсчеты, взятые в дискретные моменты времени, квантуются и отображаются не в напряжении, а в виде числа, которое на выходе АЦП отображается кодом с конечным числом разрядов дискретных вторичных сигналов. Затем эти кодовые комбинации преобразуются в цифровом фильтре.

Значения выборки могут отображаться, например, в 5-разрядном двоичном числе. Тогда цифровое вычислительное устройство для рассмотренного выше примера дискретного фильтра, когда берутся пять отсчетов, будет выполнять операцию последовательного суммирования чисел, отображающих в цифровой форме пять отсчетов.

На рис. 6.6 показан процесс квантования. На оси времени (рис. 6.6,а) приведены отсчеты смеси сигнала с помехой (значения отсчетов соответствуют значениям дискретного фильтра рис. 6.5,д) в трехразрядном десятичном числе, которое с большой точностью отображает отсчет. Эти значения должны подвергнуться квантованию, при котором они округляются. Предполагаем, что из 3-разрядного десятичного числа при квантовании удерживается только старший разряд. Последовательность квантованных отсчетов для такого случая показана на рис. 6.6,б. Следовательно, при квантовании происходит некоторое искажение отсчетов и создаются «шумы квантования».

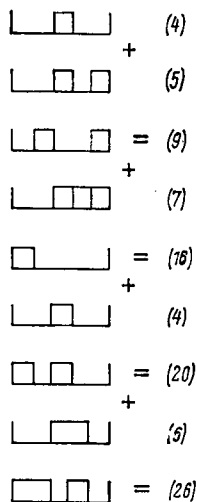


Рис. 6.7

Для уменьшения действия этих помех нужно увеличивать число разрядов, но это усложняет аппаратуру и увеличивает требования к быстродействию логических элементов, входящих в состав цифрового фильтра. Реально отсчет преобразуется в двоичное число в виде, представленном на рис. 6.6,в, а потом в кодовые 5-разрядные комбинации двоичных сигналов, отображающих 0 и 1 (рис. 6.6,г).

При отсутствии помехи, если каждый отсчет отображается цифрой 5 или 00101 в двоичном коде, сумма будет равна 25 или 11001 в двоичном коде. Если сигнал действует вместе с помехой, то отсчеты выборки будут отображаться числом, отличающимся от пяти (или 00101). Положим, например, что последовательность чисел будет не 5, 5, 5, 5, 5, а 4, 5, 7, 4, 6 или 00100, 00101, 00100, 00110, как это показано на рис. 6.6,в. Числа должны быть равны, больше или меньше числа 5, так как помеха то складывается с сигналом, то вычитается из него. В результате суммирования получим число 26. Процесс сложения двоичных чисел показан на рис. 6.7; разница в сумме незначительна, а отдельные отсчеты различаются существенно. Произошло это за счет усреднения помехи, так как она частично компенсируется при суммировании. Отклик цифрового фильтра получается в результате суммирования чисел (табл. 6.1). В этом случае операции проводятся над двоичными числами (цифрами), что аналогично операции над вторичными сигналами.

После получения суммы пяти чисел происходит процесс «вычитания», так как на входе прекращается действие сигнала. Подается число 00000, а тактовые импульсы, управляющие действием сумматора, будут последовательно исключать из суммы в начале первое число, потом второе и т. д., как это показано, начиная с шестого такта, в табл. 6.1. В аппаратуре преобразование аналогового сигнала в цифровой происходит с помощью АЦП, выпускаемых промышленностью серийно.

Если необходимо от цифрового отклика вновь перейти к аналоговому, то используются серийно выпускаемые цифро-анало-

Таблица 6.1

Номер такта	Число, поступающее на вход без помехи	Сумма без помехи	Число, поступающее на вход с учетом помехи	Сумма с учетом помехи
1	00101 (5)	00101 (5)	00100 (4)	00100 (4)
2	00101 (5)	01010 (10)	00101 (5)	01001 (9)
3	00101 (5)	01111 (15)	00111 (7)	10000 (16)
4	00101 (5)	10100 (20)	00100 (4)	10100 (20)
5	00101 (5)	11001 (25)	00110 (6)	11010 (26)
6	00000	10100 (20)	00000	10110 (22)
7	00000	01111 (15)	00000	10001 (17)
8	00000	01010 (10)	00000	01010 (10)
9	00000	00101 (5)	00000	00110 (5)
10	00000	00000 (0)	00000	00000 (0)

вые преобразователи (ЦАП). Как видно, в цифровом фильтре будет такой же отклик, как в аналоговом и дискретном (рис. 6.2 и 6.5, в). Такие простые и наглядные результаты получились потому, что использован простой сигнал, для которого фильтр также простой.

Реально, как это было отмечено выше, в зависимости от решаемой задачи, могут понадобиться фильтры с разными характеристиками — импульсными и частотными. Однако основная идея фильтрации — накопление в непрерывной, дискретной по времени и цифровой форме — остается справедливой. Поскольку фильтрация есть накопление, то имеется много возможностей технической реализации фильтров, в которых используются разные принципы накопления. Широко используемые на предшествующих этапах развития радиотехники *LC*-фильтры являются частным случаем с малыми возможностями, в связи с чем их роль быстро снижается.

6.2. ДИСКРЕТНЫЕ ФИЛЬТРЫ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Дискретные фильтры с «прямоугольным окном». Дискретные фильтры имеют существенные особенности, принципиально отличающие их от аналоговых. Эти особенности необходимо знать конструктору РЭА, чтобы обоснованно выбирать фильтры для различной РЭА. Принцип действия дискретных фильтров адекватен дискретной последовательности отсчетов, т. е. в фильтре должно происходить не интегрирование, а суммирование. Схема простейшего дискретного фильтра дана на рис. 6.4 для случая четырех ячеек задержки. Поскольку в каждой ячейке задержки сигнал проходит какое-то время, то их можно рассматривать как ячейки памяти на время $\tau = t_{\text{зб}}$. На рис. 6.8 дана схема дискретного фильтра в общем виде. На схеме указаны $B_0 \dots B_r$ — коэффициенты, с которыми суммируются отсчеты. Заметим, что дискретный фильтр, выполненный по схеме рис. 6.8, имеет конечное число элементов задержки или, как говорят, конечную память, в то время как, например, в фильтрах *RC*, *LC* накопление продолжается теоретически бесконечно. Рассматриваемые фильтры часто называют нерекурсивными, так как в них нет циркуляции отсчетов, как это имеет место в широко используемых рекурсивных, которые будут рассмотрены при изложении особенностей цифровых фильтров.

В простейшем случае в дискретном фильтре все отводы от ячеек задержки участвуют в суммировании с одинаковым «весом». Такой вариант фильтра в литературе называют фильтром с «прямоугольным окном». На рис. 6.9, а видна последовательность коэффициентов ($B_0 = B_1 = B_2 \dots B_r$).

Для того чтобы выявить частотные свойства дискретного фильтра, рассмотрим как будет формироваться его отклик, если на вход подавать гармонические колебания разной частоты.

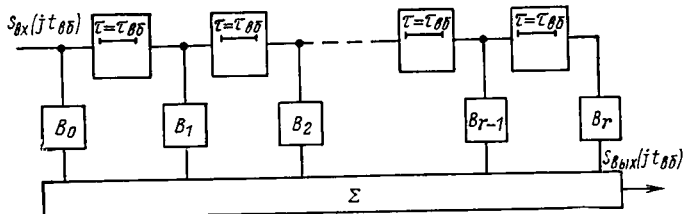


Рис. 6.8

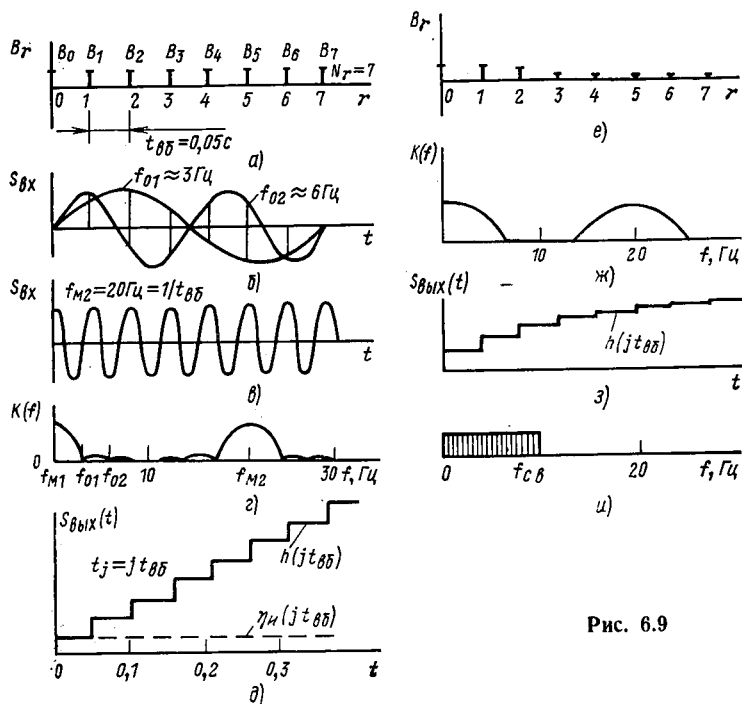


Рис. 6.9

Предполагаем, что на вход ячеек задержки, из которых состоит фильтр, будет подаваться выборка из гармонического колебания в виде последовательности коротких импульсов с изменяющейся амплитудой. Наглядно это можно изобразить в виде гармонического колебания, «наложенного» на моменты выборки в виде вертикальных линий. Предполагаем, что длина вертикальных линий пропорциональна коэффициентам B_r . Положение отсчетов во времени будет определяться тактовыми импульсами. На рис. 6.9,б показано «наложение» гармонического колебания на цепь ячеек задержки для следующих частот:

$$f_{01} = 1/T_{01} = 1/(N_r t_{\text{вб}}) = f_{\text{вб}}/N_r; \quad f_{02} = 2/T_{01} \text{ и т. д.}, \quad (6.1)$$

где $T_{01} = N_r t_{\text{вб}}$ — время, в течение которого накапливаются отсчеты, проходя по линии.

Из рис. 6.9,б видно, что на этих частотах на выходе сумматора напряжение будет равно нулю, так как отсчеты компенсируют друг друга. Количественные значения частот даны для примера, когда $t_{в6}=0,05$ с и $N_r=7$. При этом $f_{01}=20/7=2,85$ Гц; $f_{02}=5,7$ Гц. Результаты показывают, что если на дискретный фильтр подать колебание с определенными частотами, оно не даст отклика, т. е. эти частоты соответствуют точкам частотной характеристики, в которых коэффициент передачи фильтра равен нулю. На частотах, меньших f_{01} , когда они становятся близкими нулю, амплитуда отклика фильтра будет увеличиваться до значения $(N_r+1)B_0$, так как напряжения со всех отводов складываются. В промежутке между частотами f_{01} и f_{02} , а также f_{02} и f_{03} и т. д. будут иметь место выбросы отклика (для промежутка от f_{01} до f_{02} со значением примерно $0,1(N_r+1)B_0$ и меньшими для последующих). При увеличении частоты до $f_{m2}=1/t_{в6}$ отклик фильтра достигает того же значения, что и для частот, близких к нулю. Это определяется тем, что при определенном положении гармонического сигнала, как показано на рис. 6.9,в, на выходе сумматора будут суммироваться отклики со всех отводов. То же будет на частотах $2/t_{в6}$, $3/t_{в6}$ и т. д.

Частотная характеристика такого фильтра приведена на рис. 6.9,г. Отклики на импульсное воздействие $\eta_n(t_j)$ (импульсная характеристика) и на скачок $h(t_j)$ (переходная характеристика) даны на рис. 6.9,д при условии, что напряжение на выходе фиксируется на время $t_{в6}$.

Устранение боковых выбросов в дискретном фильтре. Как видно, частотная характеристика дискретного фильтра имеет сложную форму и содержит, кроме основного выброса в пределах частот от 0 до $f_{в6}/N_r$, также такие области частот, где гармонические колебания более высоких частот вновь будут давать отклики. Очевидна нежелательность выбросов частотной характеристики на частотах выше f_{01} . Во избежание их, необходимо, чтобы коэффициенты B_r изменялись, уменьшаясь по мере возрастания числа r . Это уменьшение может производиться по разным законам. Наиболее часто используется так называемое «окно» Хемминга, для которого

$$B_r=B_0[0,54+0,46 \cos (2\pi r/N_r)], \quad (6.2)$$

где r — номер отсчета (отвода).

Закономерность изменения коэффициентов B_r показана на рис. 6.9,е. При этом происходит как бы уменьшение числа отводов ячеек памяти, которые интенсивно участвуют в накоплении, что приводит к расширению полосы частот в 2 раза, но одновременно дополнительные выбросы частотной характеристики практически устраняются. Частотная характеристика иллюстрируется рис. 6.9,ж; импульсная — будет повторять характер изменения коэффициентов B_r , а переходная показана на рис. 6.9,з.

Если стоит задача создания дискретного фильтра с опреде-

ленной частотной характеристикой, то следует найти импульсную характеристику соответствующего аналогового фильтра. Затем необходимо добиться того, чтобы импульсная характеристика дискретного фильтра в моменты $jt_{вб}$ совпадала с импульсной характеристикой $\eta_n(t)$ аналогового фильтра.

Как видно, частотная характеристика дискретных фильтров имеет особенность — она многолепестковая (периодическая). Это нужно учитывать, используя эти фильтры совместно с аналоговыми фильтрами, которые должны выполнять функции предварительной фильтрации без предъявления жестких требований к их характеристикам.

Особенность дискретных фильтров состоит в том, что гармонические сигналы могут проходить через них без искажений гармонического характера отклика только в ограниченном участке частот до $f_{с.в} = 1/2t_{вб}$. Эта область частот для рассматриваемого примера показана на рис. 6.9, и. Следовательно, в пределах первого «лепестка» частотной характеристики, вплоть до высшей частоты сигнала $f_{с.в}$, гармонические колебания на выходе фильтра будут иметь разную амплитуду в зависимости от частоты f , но частота и форма колебаний сохраняются. На частотах выше $f_{с.в}$ колебания со входа фильтра будут проходить на выход, но с искажением их формы и частоты.

Дискретный фильтр в основной полосе частот является линейным, т. е. прохождения помех и сигнала можно рассматривать независимо. При временном истолковании работы фильтра помехи на разных отводах будут иметь случайные значения, в том числе с разными знаками. При суммировании произойдет их частичная компенсация, в отличие от сигнала, который будет накапливаться систематически. Это другое объяснение эффекта фильтрации, который для аналоговых фильтров нагляднее объяснять, пользуясь частотными характеристиками.

Полосовые дискретные фильтры. Изменяя закон, выражающий зависимость коэффициентов B_r от номера отвода r , можно получить фильтры с различными характеристиками, в том числе создать полосовые.

Рассмотрим физический смысл работы дискретного полосового фильтра. На рис. 6.10, а показано чередующееся изменение коэффициентов. Из рис. 6.10, б следует, что сигнал на частоте $f_{м1} = 0,25f_{вб}$ или с периодом $T_s = 4t_{вб}$ при рассматриваемом сочетании коэффициентов B_r будет давать максимальный отклик на выходе фильтра, так как напряжения со всех отводов складываются. Аналогично будет при частотах $f_{м2} = 0,75f_{вб}$, $f_{м3} = 1,25f_{вб}$ и т. д. При отклонении частоты от $f_{м2}$ отклик будет уменьшаться и тем быстрее, чем больше количество отводов N_r . Если в результате расстройки по частоте фаза колебаний в конце ячеек задержки изменится на π , то напряжения, суммируемые с отводов, будут компенсировать друг друга (рис. 6.10, в). Это определяет полосу пропускания дискретного полосового фильтра $\Delta f_{дпф}$, которая при состоянии отводов, изображенных на

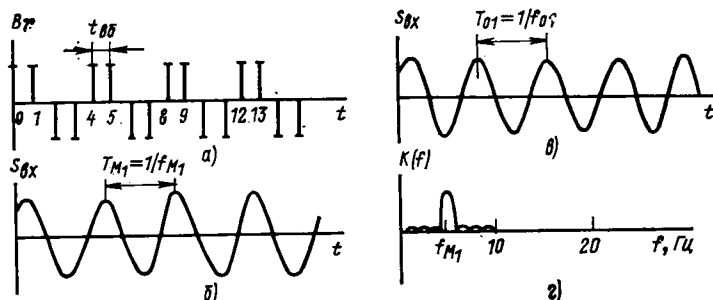


Рис. 6.10

рис. 6.10,а, будет равна

$$\Delta f_{\text{ДПФ}} = f_{01} - f_{M1}. \quad (6.3)$$

При частоте f_{M1} на последовательности ячеек памяти «укладывается» $0,25(N_r+1)$ периодов, а при частоте $f_{01} - 0,25(N_r+1) + 0,5$. Тогда получим

$$\Delta f_{\text{ДПФ}} = 0,5f_{01}/(N_r+1). \quad (6.4)$$

При $N_r=15$ и $f_{01}=20$ Гц значение $\Delta f_{\text{ДПФ}} = 0,5 \times 20 / (15+1) = 0,695$ Гц. Частотная характеристика такого полосового фильтра приведена на рис. 6.10,г.

Выше был дан качественный анализ работы дискретного фильтра и показано, какими основными свойствами он обладает. Для расчетов частотных характеристик при проектировании получены следующие выражения. В общем случае отклик в момент $jt_{\text{вб}}$ таких фильтров определяется выражением

$$y(jt_{\text{вб}}) = \sum_{r=0}^{N_r} B_r(jt_{\text{вб}} - rt_{\text{вб}}), \quad j - r > 0, \quad (6.5)$$

где j — номер такта; r — номер ячейки памяти; N_r — количество ячеек памяти; B_r — весовые коэффициенты в отводах; $x(jt_{\text{вб}})$ — воздействие в моменты $jt_{\text{вб}}$; $y(jt_{\text{вб}})$ — отклик в моменты $jt_{\text{вб}}$.

При $x(t) = 1'(t)$ получим импульсную характеристику

$$y(jt_{\text{вб}}) = B_{j=r}, \quad (6.6)$$

где j изменяется от 0 до N_r . При $x(t) = 1(t)$ получим переходную характеристику

$$y(jt_{\text{вб}}) = \sum_{r=0}^j B_r, \quad (6.7)$$

где r изменяется от 0 до j , а j — от 0 до N_r .

Частотные характеристики могут быть получены преобразованием выражения (6.5):

$$K(\omega) = \sqrt{\left(\sum_{r=0}^{N_r} B_r \cos r\omega t_{\text{вб}}\right)^2 + \left(\sum_{r=0}^{N_r} B_r \sin r\omega t_{\text{вб}}\right)^2}. \quad (6.8)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \left(-\sum_{r=0}^{N_r} B_r \sin r\omega t_{\text{вб}}\right) / \sum_{r=0}^{N_r} B_r \cos r\omega t_{\text{вб}}. \quad (6.9)$$

Из (6.8) и (6.9) так же, как и из рис. 6.10, следует, что частотные характеристики дискретных фильтров являются периодическими функциями. При дискретном накоплении для создания фильтров могут быть использованы разнообразные физические эффекты и цифровые методы. Наибольший интерес при этом представляет создание дискретных фильтров на основе приборов с зарядовой связью.

6.3. ФИЛЬТРЫ НА ПРИБОРАХ С ЗАРЯДОВОЙ СВЯЗЬЮ

Приборы с зарядовой связью (ПЗС) в дискретных фильтрах. Функциональная электроника, основанная на использовании динамических неоднородностей, создаваемых в веществе в процессе функционирования, дала интересные возможности для создания многих устройств, выполняющих ответственные функции в РЭА, в том числе позволила создать новые эффективные фильтры. Эти фильтры основаны на принципах дискретной фильтрации. Выше была рассмотрена работа дискретных фильтров, дан общий анализ их характеристик при любой физической реализации, показаны их возможности и ограничения.

Положительные качества таких фильтров были известны давно, однако широкого применения они не получали. В основном дискретные фильтры использовались применительно к сложным фазоманипулированным сигналам, поскольку характер таких сигналов, состоящих из набора дискретных элементов конечной длительности и с разными фазами, требовал применения именно такого вида фильтров. Реализовывались они на линиях задержки — электрических, электромеханических, пьезоэлектрических и других.

Обычно сложные сигналы применяются в специальных системах радионавигации, радиолокации, радиосвязи. Поэтому большая трудоемкость изготовления фильтров для таких сигналов, сложность их регулирования, значительные масса и стоимость были оправданы. С развитием функциональной электроники были созданы приборы с зарядовой связью и появилась возможность создавать дискретные фильтры более компактные, дешевые и надежные, чем применявшиеся ранее аналоговые. Это позволило

поставить в принципе по-новому вопрос о создании и применении дискретных фильтров, т. е. получить на основе устройств функциональной электроники не только фильтры для сложных сигналов, но и широкую номенклатуру других фильтров. Это объясняется тем, что дискретные фильтры по сути остаются линейными, а дискретный характер накопления в них позволяет устранить многие трудности и ограничения, свойственные аналоговым фильтрам. Следует отметить, что на основе ПЗС удалось также создать компактные и совершенные передатчики изображений, но это направление не связано с элементной базой широкого применения, в связи с чем в этой книге на таком применении ПЗС останавливаться не будем.

Выше при изучении того, как формируются характеристики дискретных фильтров, показано, что частота их настройки не связана с массой и габаритами фильтров и полностью определяется тактовой частотой, а полоса пропускания не зависит от потерь и определяется количеством элементов накопления или дискретной памяти. Для того чтобы провести анализ возможностей фильтров на ПЗС, необходимо выявить, какие они имеют ограничения: по высшей и низшей частотам, тактовой частоте, количеству входящих в них элементов и ширине полосы пропускания. Для того чтобы рассмотреть эти вопросы, необходимо остановиться на физике функционирования МДП-конденсаторов, лежащих в основе работы ПЗС.

Функционирование МДП-конденсаторов. Напомним вначале принцип работы МДП-конденсаторов. На рис. 6.11 дано схематическое изображение МДП-конденсатора, состоящего из полупроводника, например кремния n -типа, т. е. с преобладанием носителей — электронов (n — тип носителей тока, Si — материал); оксидного слоя диэлектрика в виде двуокиси кремния — SiO_2 ; напыленного металлического электрода и проводников, присоединенных к подложке и металлическому электроду, к которым может быть приложено напряжение [42].

Если напряжение не приложено, то области полупроводника равномерно заселены электронами. При подаче на металлический электрод положительного напряжения электроны притягиваются к изоляционному слою, образуя на обкладках конденсатора заряд. Емкость этого конденсатора будет определяться диэлектриком SiO_2 .

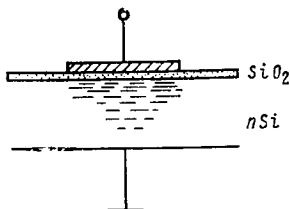


Рис. 6.11

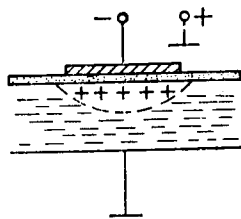


Рис. 6.12

Если к металлическому электроду подвести отрицательное напряжение достаточного значения $U_{\text{пор}}$ (рис. 6.12) (или положительное, если полупроводник p -типа), то электроны под действием электрического поля будут вытеснены из области, находящейся под пластиной. Образуется динамическая неоднородность в виде области в полупроводнике, обедненной носителями. На обкладках сформируются заряды, но емкость такого конденсатора будет много меньше, так как диэлектриком для него служит не только слой SiO_2 , но и область полупроводника, обедненная носителями, которая также может рассматриваться как диэлектрик.

Отсюда видно, что МДП-конденсатор в принципе отличается от обычного, в котором емкость не зависит от приложенного напряжения. Однако отличие между обычным и МДП-конденсатором заключается не только в этом. Реально полупроводник неидеален: из-за дефектов кристаллической решетки, наличия примесей состояние МДП-конденсатора меняется во времени. В обедненной области происходит генерирование положительных и отрицательных частиц, т. е. дырок и электронов. Естественно, что электроны вытесняются из обедненной области, а дырки наоборот концентрируются у поверхности изоляционного слоя, образуя слой, который называется инверсным (рис. 6.12). При этом емкость конденсатора изменяется, созданная динамическая неоднородность, а именно обедненная область, изменяет электрические свойства и через некоторое время она обращается в полупроводники p -типа.

Для ПЗС важно время, в течение которого динамическая неоднородность в виде обедненной области сохраняет свои свойства. В зависимости от технологии и чистоты материала это время может составлять от 10^{-2} с до многих часов (при комнатной температуре). Как увидим позже, это имеет значение для выявления наиболее низких частот, на которых может работать фильтр на ПЗС. Рабочим режимом ПЗС является режим образования обедненной области.

Движение динамической неоднородности (зарядов). Из термина ПЗС следует, что в приборах этого типа имеется связь через заряды. Некоторое время эти приборы называли приборами с переносом заряда. Таким образом, в ПЗС должно осуществляться передвижение динамической неоднородности, т. е. перенос заряда [37].

Для реализации переноса заряда нужно расположить рядом друг с другом большое количество МДП-конденсаторов (рис. 6.13). Рассмотрим случай, когда на первый конденсатор под номером 1.1 подано отрицательное напряжение $U_{1.1}$, превышающее $U_{\text{пор}}$, при котором начинает формироваться обедненная область. Предположим, что конденсаторы идеальны, инверсный слой не образуется. Эта обедненная область, образовавшаяся на конденсаторе 1.1, не содержит зарядов и никакой пользы для реализации линии задержки и фильтра принести не может. Предположим, что каким-то

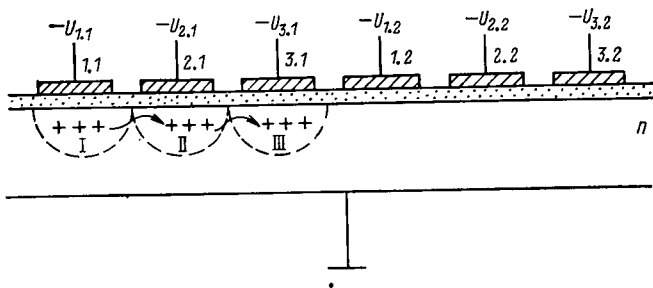


Рис. 6.13

образом в эту область будет введен заряд (дырки), пропорциональный мгновенному значению фильтруемого или задерживаемого напряжения. Эти дырки, находясь в обедненной области, будут сохраняться какое-то время. Назовем такое состояние циклом *I*.

Положим, что на соседний конденсатор (электрод) *2.1* подано напряжение большее, чем $U_{\text{пор}}$, при этом образуется обедненная область, а с электрода *1.1* напряжение снимается. Если эти конденсаторы расположены близко друг к другу, то напряжение на электроде *2.1* притянет к себе дырки, находившиеся ранее в обедненной области под электродом *1.1* (цикл *II* на рис. 6.13). Очевидно, что на изменение положения динамической неоднородности, т. е. на передвижение дырок, понадобится время тем большее, чем больше удалены друг от друга МДП-конденсаторы. В идеальном случае после снятия напряжения на электроде *1.1* все дырки без потерь перейдут под электрод *2.1*. Реально наблюдаются небольшие потери заряда.

Если теперь напряжение, превышающее пороговое, подать на электрод *3.1* и одновременно снять напряжение с электрода *2.1*, то дырки, находившиеся ранее под электродом *2.1*, не смогут вернуться под электрод *1.1*, так как напряжение на нем равно нулю, и вынуждены будут, испытывая притяжение от напряжения, приложенного к электроду *3.1*, перейти в обедненную область, сформированную под этим электродом (цикл *III* на рис. 6.13). При этом предполагается, что на электроде *1.2* напряжение отсутствует и, следовательно, дальнейшее их продвижение невозможно. Таким образом, мы проследили три шага, которые проходят дырки в идеальном случае, без потерь.

Ранее отмечалось, что нужно иметь большое количество элементов памяти. Значит, требуется представить дальнейшее продвижение дырок. Для этого предположим, что на электроды *1.1* и *1.2* подано напряжение больше порогового, а напряжение на электроде *2.1* отсутствует. Тогда уменьшение напряжения на электроде *3.1* приведет к перемещению дырок под электрод *1.2*, и дырки не смогут двигаться под электрод *2.1*, так как на нем нет напряжения. Очевидно, что в этот интервал времени под электрод *1.1*, где образуется обедненная область, можно ввести

новые дырки уже в другом количестве, отображающем следующее значение фильтруемого напряжения (или задерживаемого).

После того, как введены новые дырки под электрод 1.1 и протекание первых дырок под электрод 1.2, произошло, можно переходить к следующему такту, когда напряжение, превышающее пороговое значение, подается на электроды 2.1 и 2.2, а с электродов 1.1 и 1.2 снимается. Тогда произойдет перетекание дырок под электроды 2.1 и 2.2. Далее эти циклы могут продолжаться столько раз, сколько секций (групп) конденсаторов, включающих в себя три конденсатора, сформировано на полупроводниковой подложке. Обратим внимание на то, что заряды в конденсаторах, отдаленных друг от друга на два МДП-конденсатора, будут существовать и продвигаться самостоятельно.

Как видно, в рассмотренной структуре, состоящей из МДП-конденсаторов, при подаче на них поочередно напряжений можно накопить большое количество отсчетов, отображенных в разных зарядах, находящихся под разными электродами. Время задержки будет определяться тактом, с которым происходит изменение напряжения, подаваемого на электроды, и количеством элементарных конденсаторов.

Как известно, увеличение задержки в электрической или электромеханической линии задержки требовало увеличения размеров или количества элементарных линий задержки. В данном же случае эта проблема решается в принципе по-другому. Если время возникновения инверсного слоя удастся сделать большим, то можно увеличить задержку, не увеличивая габариты устройства, т. е. при очень малых габаритах, массе, стоимости, затратах мощности.

Отметим, что в настоящее время созданы структуры на ПЗС, содержащие тысячи МДП-конденсаторов. Изложенное выше пока не поясняет до конца смысл работы ПЗС, потому что показано только, как продвигаются динамические неоднородности в виде заряда. Очевидно, чтобы структура могла выполнять функции фильтра или линии задержки, необходимо выяснить, каким образом может быть создана динамическая неоднородность, отображающая информацию, т. е. значение сигнала в дискретные моменты времени и его смеси с помехами, и как может быть информация выявлена из динамической неоднородности.

Ввод в ПЗС динамических неоднородностей, отображающих информацию. Функционирование структуры ПЗС было рассмотрено выше, причем предполагалось, что введенный и затем продвигаемый по ПЗС заряд количественно отражает отсчеты фильтруемого или задерживаемого напряжения.

Рассмотрим вопрос о том, как вводится информация в фильтр на ПЗС, т. е. как создается динамическая неоднородность в виде заряда, значение которого определяется входным напряжением. Ввод может быть осуществлен разными методами. Рассмотрим ввод, в котором используется область, сильно обогащенная носителями. Для этого в схему включают диод D , на кото-

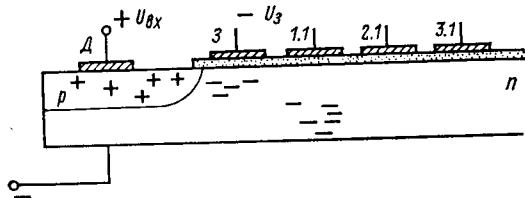


Рис. 6.14

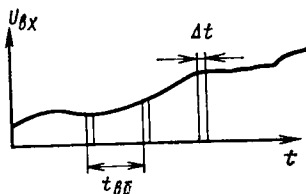


Рис. 6.15

рый подаются значения входного напряжения в дискретные моменты времени. Кроме того, между диодом и основным электродом имеется дополнительный электрод, называемый затвором. Схема, поясняющая принцип действия ввода информации в ПЗС, дана на рис. 6.14 [42].

На рис. 6.14 D — диод, под электродом которого расположена область, перенасыщенная носителями (в рассматриваемом примере дырками, так как основная подложка n -типа). Эта область частично заходит под первый электрод — электрод затвора (3). Этот электрод расположен на слое оксида и образует МДП-конденсатор.

На рис. 6.15 показан принцип работы фильтра. Входное напряжение через интервал времени $t_{\delta\delta}$ с длительностью Δt подается на входной диод. Если на диод поступает короткий импульс напряжения необходимой полярности, отображающий фильтруемый процесс или являющийся выборкой из фильтруемого процесса, то при этом диод откроется, и дырки начнут инжектироваться через p - n -переход. В том числе они будут проходить через ту часть p - n -перехода, которая находится под затвором. Напомним, что напряжение на первом электроде 1.1 по модулю больше, чем на затворе. Поэтому следует ожидать, что основная часть дырок пройдет мимо области под затвором и окажется под первым электродом. Значение этого заряда зависит от длительности импульса, т. е. времени, в течение которого на диоде действует положительное напряжение, и от напряжения, подаваемого на диод. Поскольку длительность импульсов, подаваемых на затвор, одинакова, то заряд, инжектированный под затвор и под электрод 1.1, будет пропорционален напряжению, поданному на него, т. е. значение заряда будет отображать напряжение, подаваемое на вход фильтра. Для обеспечения концентрации заряда в виде дырок необходимо, чтобы они не могли в этот интервал времени «подтекать» под другие электроды (конденсаторы), т. е. в этот интервал времени на электродах 2.1 и 3.1 должно быть нулевое напряжение.

Поскольку длительность импульса много меньше длительности такта, то в период времени, пока на затворе и электроде 1.1 действует отрицательное напряжение, подача положительного напряжения на диод и протекание тока через него, а также инжекция дырок из области под диодом прекращаются. Входной

диод оказывается закрыт, а дырки, инжектированные за время действия напряжения на диоде, сосредотачиваются в потенциальной «яме» под электродом 1.1. При этом следует иметь в виду, что напряжение с затвора снимается, и область p^+ оказывается разьединенной с областью под электродом 1.1. В следующий цикл напряжение с электрода 1.1 снимается и одновременно напряжение подается на электрод 2.1. Заряды, скопившиеся под электродом 1.1, не могут двигаться обратно к диоду, поскольку напряжение на затворе равно нулю. Они могут «переливаться» под электрод 2.1. В следующий цикл напряжение на затворе, электродах 1.1 и 2.1 устанавливается равным нулю, поступает на электрод 3.1 и происходит продвижение заряда так, как это было описано выше.

Съем информации в линейке (структуре) ПЗС. Как показано выше, в линейке (структуре) ПЗС может быть накоплено большое количество значений фильтруемого или задерживаемого напряжения, равное числу МДП-конденсаторов в структуре, деленному на три. Эта накопленная совокупность значений в случае линии задержки должна последовательно выдаваться на выходе, т. е. информация должна сниматься с последней группы конденсаторов. Сложнее обстоит дело при фильтрации. При этом должен происходить съем данных со всех ячеек задержки, т. е. одновременно с $n_3/3$ отводов (где n_3 — количество электродов). Напомним, что в зависимости от требуемых характеристик фильтров съем значений с разных отводов должен происходить с разным передаточным коэффициентом.

Рассматривая вопрос о съеме, необходимо получить на выводных электродах разные напряжения (отклики), отображающие динамическую неоднородность в виде заряда, и обеспечить дальнейшее продвижение динамической неоднородности. Известно несколько вариантов решения этой задачи, которые описаны, например, в [37, 42].

Рассмотрим вариант с нагрузочным сопротивлением. Представим, что напряжения U_1, U_2, U_3 подаются на группы конденсаторов в соответствии со схемой рис. 6.16,а. На электроды 1.1, 1.2, 1.3 поступает напряжение U_1 ; на 2.1, 2.2, 2.3 — U_2 ; на электроды 3.1, 3.2, 3.3 — U_3 и т. д. Расположение по времени этих напряжений показано на рис. 6.16,б.

Вначале отвлечемся от резисторов $R_{2,1}, R_{2,2}, R_{2,3}$. Тогда каждый раз, когда заряд, несущий информацию, под влиянием соответствующего напряжения U_1, U_2 или U_3 проходит под соответствующий электрод, его появление вызывает заряд на МДП-конденсаторе. Появление заряда требует, чтобы по цепи, по которой подается напряжение, протекал импульс тока. Перемещаясь последовательно, данный заряд, соответствующий какому-то входному напряжению, будет, не расходуясь, вызывать последовательно импульс тока в цепях, по которым поступают напряжения U_1, U_2, U_3 и т. д. Очевидно, если нет резисторов, информация о заряде во внешнюю цепь не передается.

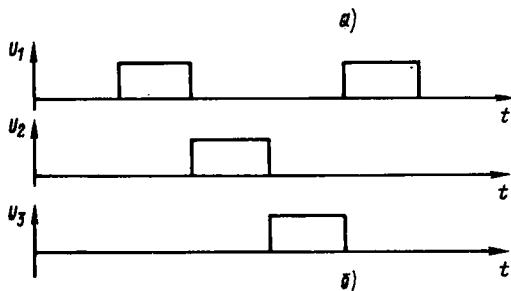
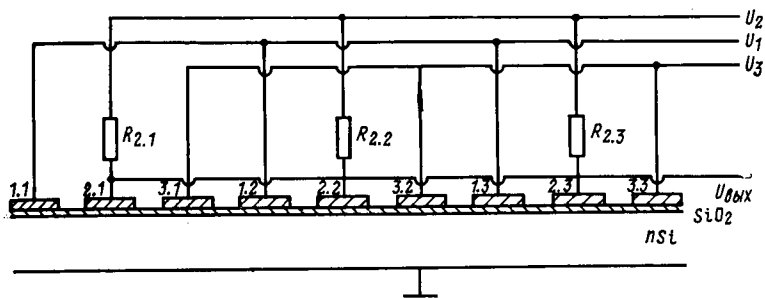


Рис. 6.16

Учтем теперь наличие резисторов $R_{2.1}$, $R_{2.2}$, $R_{2.3}$. При этом соответствующие заряды, подходя под средние электроды секции, 2.1, 2.2, 2.3, будут вызывать импульсы тока, пропорциональные значению заряда. Благодаря наличию сопротивлений эти импульсы тока превратятся в импульсы напряжений. Таким образом, на выходе каждого среднего конденсатора 2.1, 2.2, 2.3 будет фиксироваться импульс напряжения, пропорциональный заряду.

Если, как это сделано на схеме рис. 6.16, соединить между собой все электроды 2.1, 2.2, 2.3, то с общей шины будет сниматься импульс напряжения, равный сумме импульсов. При этом производится съем отсчетов в фильтре с одним знаком. Как было показано выше, такой фильтр будет фильтром низких частот с «прямоугольным окном». Эти фильтры применяют редко и изложение проведено для объяснения сущности формирования отклика на выходе фильтра. Если ПЗС-структура используется как линия задержки, то достаточно включить сопротивление в последней секции.

Реально с разных точек фильтра требуется съем с разными коэффициентами передачи, которые могут от одного отвода к другому меняться по разным законам. Для обеспечения этого нужно существенно усложнить подключение структуры ПЗС к схеме и изменить конструкцию напыляемых металлических электродов. Для пояснения принципа формирования выходного напряжения обратимся к рис. 6.17.

На нем изображена такая же структура, как и на рис. 6.16, только показано не сечение подложки и электродов, а вид сверху,

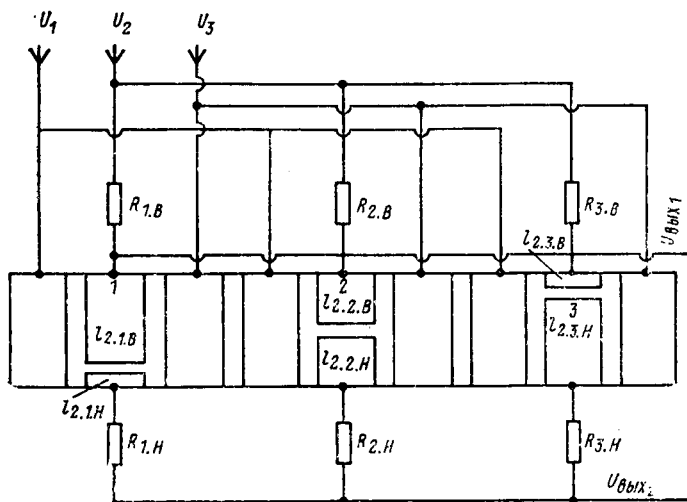


Рис. 6.17

причем те электроды, с использованием которых формируется выходное напряжение, разрезаны на две части. Длины верхних частей обозначены $l_{2.1B}$, $l_{2.2B}$, $l_{2.3B}$, а длины нижних — $l_{2.1H}$, $l_{2.2H}$, $l_{2.3H}$. Для удобства пояснения принципа действия взят пример, когда разрез находится в разных местах электродов. Каждая из половинок разрезанных электродов (полуэлектродов) образует самостоятельный МДП-конденсатор.

Рассмотрим отдельно функционирование верхней половины МДП-структуры. Разрезанный электрод 1 имеет практически полный размер ($l_{2.1B}$ в данном примере имеет максимальное значение). Когда под этот электрод подходит заряд, импульс тока, а следовательно импульс напряжения, будет примерно таким же, как у неразрезанного электрода. У разрезанного электрода 2 емкость будет в 2 раза меньше, так как разрез расположен в середине, и импульс тока и напряжения при том же заряде будет в 2 раза меньше. Наконец, на разрезанном электроде 3 импульс тока и напряжения будет очень маленьким, практически равным нулю, так как длина $l_{2.3B}$, взятая для примера, очень мала. Следовательно, импульсы напряжения, снимаемые с верхних полуэлектродов, будут зависеть не только от приходящего заряда, но и от положения разреза. Аналогично будет у нижних полуэлектродов.

Таким образом, можно, используя верхние или нижние полуэлектроды, сформировать дискретный фильтр с любым законом изменения коэффициента передачи по длине структуры, т. е. создать фильтр низкой частоты с разными характеристиками или «окнами». Напомним, что для формирования полосового фильтра необходимо, чтобы коэффициенты передачи имели разные знаки. Следовательно, для полосового фильтра недостаточно использо-

вать верхние или нижние полуэлектроды, а необходимо осуществлять такие их соединения, чтобы получить возможность варьировать и коэффициентом передачи, и его знаком. Для этого достаточно выходные шины верхних и нижних полуэлектродов соединить к дифференциальному усилителю, с выхода которого снимается напряжение, равное разности напряжений:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}}. \quad (6.10)$$

Тогда для рассматриваемого примера с разрезанного электрода 1 на выход будет подаваться положительное напряжение, с 3 — отрицательное, а с 2 — напряжение будет равно нулю. Расположение разрезов на рис. 6.17 взято с максимально положительным, максимально отрицательным и нулевым коэффициентами передачи.

Определив при расчете фильтра требуемые коэффициенты передачи с разных отводов для формирования различных частотных характеристик, можно перейти к проектированию ПЗС-структуры, установив положение разреза в каждом из электродов. Таким образом, можно, используя динамические неоднородности и их перемещение, реализовывать фильтры на ПЗС-структуре с достаточно большим количеством МДП-конденсаторов, отличающихся высокой стабильностью характеристик в широком диапазоне частот, с разными формами частотных характеристик и разной полосой пропускания.

Большое значение при реализации фильтров на ПЗС имеет возможность применения высокоэффективной технологии микроэлектроники. В этом отношении перед фильтрами и линиями задержки на ПЗС открыты широкие возможности. Действительно, вся структура фильтра может быть сформирована на полупроводниковой подложке методами микроэлектронной технологии. Все электроды могут быть созданы напылением проводникового слоя на окисел. Все сопротивления, а также все соединительные проводники могут быть созданы методами напыления на подложку, и сложнейшая ПЗС-структура, имеющая, например, 1000 элементов, будет подключаться к остальной схеме всего пятью выводами.

Больше того, имеются сообщения о том, что на единой подложке формируются также дифференциальный усилитель и тактовый генератор, создающий напряжения U_1 , U_2 , U_3 . Площадь такой структуры на 1000 элементов примерно 100 мм², масса — несколько десятков грамм, потребление энергии — десятки милливатт и стоимость (в перспективе) 10 руб. Отсюда ясно, какие богатые возможности дает использование ПЗС вместо устаревших LC-фильтров, электромеханических фильтров и т. д.

Примеры фильтров на ПЗС. Рассмотрим два наиболее характерных примера: фильтр низкой частоты на 63 элементах ПЗС и фильтр для сложного фазоманипулированного сигнала на 13 элементах. На рис. 6.18 показано схематичное изображение 63-элементного фильтра низкой частоты, построенного по прин-

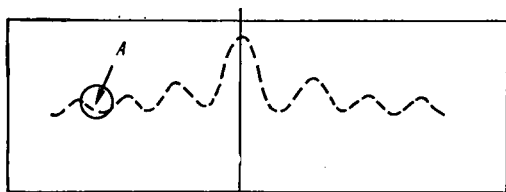


Рис. 6.18

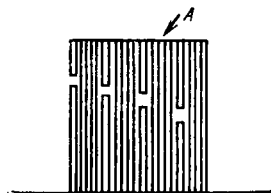


Рис. 6.19

ципу разрезных электродов. На рис. 6.19 показана область *A* разрезанных электродов в крупном плане [37].

Если применяется трехтактный принцип продвижения зарядов, то такой фильтр должен иметь 63×3 МДП-конденсаторов, а также электрод ввода информации. Точки разреза электродов отчетливо видны на рис. 6.19. Как видно, форма «окна» в этом фильтре значительно сложнее «прямоугольного окна» или «окна Хемминга». Благодаря этому фильтр имеет широкую частотную характеристику с плоской частью в области пропускаемых частот и крутым срезом.

Частотная характеристика такого фильтра приведена на рис. 6.20. При тактовой частоте 32 кГц фильтр обладает полосой пропускания от 0 до 3,2 кГц. Как и следовало ожидать, за счет дискретного принципа действия фильтр в области задержания имеет неравномерную частотную характеристику с ослаблением от 40 до 60 дБ. Импульсная характеристика, т. е. реакция по времени фильтра на короткий импульс, по виду аналогична размещению разрезов в электродах по длине фильтра. Это совпадение физически понятно. Если подать на вход такого фильтра короткий импульс, то он поочередно, проходя под электродами, будет давать отклик, отображающий положение разреза. Требуемая форма частотной характеристики получается в результате того, что напряжение снимается и суммируется со всех 63 элементов. Площадь подложки такого фильтра составляет менее 100 мм² и масса несколько граммов. Если создавать такой фильтр на старых принципах, то потребовалась бы цепочка из *RC*-элементов, состоящая из многих ячеек. Габариты и масса такого фильтра будут намного больше — масса в 200 раз, а габариты в 1000 раз [37].

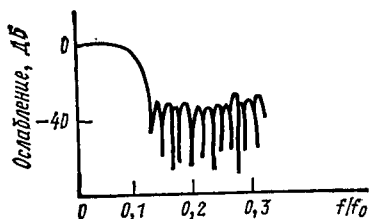


Рис. 6.20

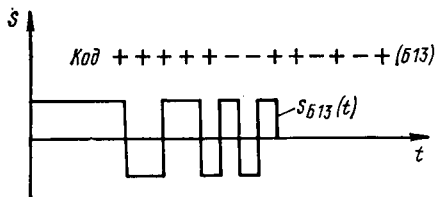


Рис. 6.21

Дополнительные элементы, требуемые для фильтра на ПЗС: входные каскады, обеспечивающие выборку и подачу необходимого напряжения на электрод, тактовый генератор и дифференциальный усилитель на выходе — могут быть реализованы на типовых микросхемах средней степени интеграции. В фильтре, использующем старые принципы, также требуются входные и выходные каскады.

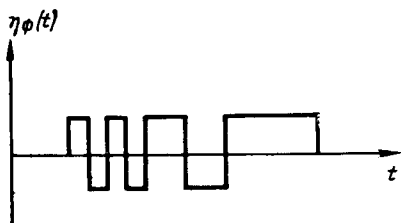


Рис. 6.22

Особо большие возможности дает использование ПЗС при фильтрации сложных сигналов. В литературе, например, описан фильтр для 13-элементного фазоманипулированного сложного дискретного сигнала, сформированного по коду Баркера. Представление кода такого сигнала показано на рис. 6.21. Амплитудно-частотный и фазочастотный спектры даны на рис. 5.2, а и б [37].

Из рис. 5.2 видно, что сигнал имеет практически равномерный амплитудно-частотный и сложный фазочастотный спектры. Следовательно, согласованный фильтр должен иметь простую амплитудно-частотную характеристику и сложную фазочастотную. Раньше согласованный фильтр для такого сигнала формировался из 13 элементов линии задержки. Если длительность сигнала, а следовательно, время задержки в элементах были значительными, например, если сигнал имел длительность 1000 мкс, то требовалась очень дорогая, с большой массой линия задержки. Реализация такого фильтра на ПЗС отличается простотой, малыми габаритами и массой. Действительно, фильтр может содержать всего 13 элементов, т. е. 13×3 МДП-конденсаторов.

Импульсная характеристика согласованного фильтра $\eta_\phi(t)$ будет обратна форме сигнала и дана на рис. 6.22. Как видно, съем напряжений с отводов (электродов) фильтров должен происходить с коэффициентами положительными или отрицательными, равными единице, т. е. менять положение зазора не нужно, отводы могут быть не разрезаны в отличие от предыдущего случая. Следовательно, при проектировании фильтра все электроды выполняются целыми, а отводы от них, соединяемые с плюсовой или минусовой шиной, которые подаются на выходной дифференциальный усилитель, должны присоединяться в соответствии с импульсной функцией. В результате получается согласованный фильтр, имеющий требуемые амплитудно-частотную и фазочастотную характеристики, обеспечивающий сжатие сигнала в соответствии с его корреляционной функцией.

Недостатки фильтров на ПЗС. Основным недостатком устройств фильтрации на ПЗС является ограничение следующих параметров: числа последовательных элементов задержки вслед-

ствие неполного переноса заряда; максимального времени задержки, т. е. минимальной частоты, связанной с тепловым генерированием свободных носителей заряда; максимальной тактовой частоты из-за конечного времени переноса заряда между электродами; точности реализации частотной характеристики фильтра за счет технологических погрешностей.

Рассмотрим подробнее эти ограничения. При каждой передаче заряда происходит частичная его потеря. Каждый раз, когда заряд передается с $(N-1)$ -го электрода на N -й, часть заряда ϵ остается не переданной. Тогда значение заряда под N -м электродом относительно заряда под первым электродом составит [37]

$$(1 - \epsilon)^N = e^{-N\epsilon}. \quad (6.11)$$

Для того чтобы потери заряда при переносе или, другими словами, неэффективность переноса оказывались малыми, необходимо обеспечить $N\epsilon < 0,1$. Следовательно, если мы хотим иметь ПЗС с 1000 элементами задержки, то неэффективность переноса должна составить меньше 10^{-4} .

Очевидно, что неэффективность переноса приведет к некоторым искажениям частотной характеристики, тем большим, чем больше произведение $N\epsilon$. Реально неэффективность переноса составляет $10^{-3} \dots 10^{-5}$, т. е. создание фильтра на 100 ... 1000 элементов задержки с частотными характеристиками, достаточно близкими к теоретическим, вполне осуществимо.

Время, в течение которого неосновные носители вследствие тепловых эффектов составят заметную долю передаваемого заряда, определяется в основном технологией и составляет для обычного ПЗС порядка $10^{-1} \dots 10^{-2}$ с. Следовательно, низшая частота, на которой может работать фильтр на ПЗС, составит 10 ... 100 Гц. Следует ожидать, что по мере совершенствования технологии и повышения чистоты материалов низшие частоты могут быть доведены до единиц герц.

Время, необходимое для переноса заряда, определяется шириной электродов и промежутка между ними, амплитудой тактовых импульсов и подвижностью носителей заряда. Очевидно, что размеры определяются технологией. При повышении тактовой частоты, т. е. при работе фильтра на более высоких частотах, резко увеличивается неэффективность переноса. В настоящее время технология достигла такого совершенства, что можно использовать ПЗС на частотах порядка 20 МГц [37].

Фильтр на ПЗС создает шум. Его необходимо учитывать, если ПЗС применяется для сигналов с малым уровнем, т. е. во входных устройствах приемников. Шум в основном определяется неодинаковостью теплового тока в разных элементах; уровень шума может составлять от нескольких до сотен микровольт. Поэтому применение фильтров на ПЗС во входных каскадах не рекомендуется.

Форму частотной характеристики фильтра на ПЗС не удается сделать точно соответствующей расчетной, так как коэффи-

циент съема информации не может быть выдержан с высокой точностью. Ширина напыленных электродов, особенно если они узкие, положение зазора, разделяющего электроды, имеют технологические отклонения. Точность, с которой реально удается реализовать коэффициенты, составляет, примерно, $10^{-2} \dots 10^{-3}$. При этом очень важно то, что при увеличении числа МДП-конденсаторов влияние неидеальности отводов и весовых коэффициентов уменьшается в соответствии с корнем квадратным из их общего числа. Это происходит из-за усреднения отклонений.

6.4. ФИЛЬТРЫ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ

Принцип действия фильтров на поверхностных акустических волнах (ПАВ). На принципах функциональной электроники, а именно на использовании динамических неоднородностей, можно построить фильтры не только на основе ПЗС, но и акустоэлектронные, основанные на применении поверхностных акустических волн. При многих замечательных качествах фильтров на ПЗС их максимальная рабочая частота ограничена примерно 20 МГц. Акустоэлектронные фильтры, основанные на создании и движении динамических неоднородностей в виде дискретных упругих деформаций, удачно дополняют фильтры на ПЗС, так как рабочий диапазон частот фильтров на ПАВ находится в пределах от 1 до 10^3 МГц.⁷

Напомним, что фильтры, использующие акустические объемные колебания, имеют следующие недостатки: существенно ограничены высшие частоты (для магнитострикционных фильтров — несколько мегагерц, для пьезоэлектрических 10 ... 30 МГц); конструкция и технология этих фильтров основаны на механической обработке с очень высокой точностью, т. е. они отличаются по конструкции и технологическим процессам изготовления от современных элементов РЭА, базирующихся на микроэлектронике; по конфигурации и размерам, несмотря на их компактность (по сравнению с электрическими фильтрами), они плохо согласуются с конструкциями ИС.

Фильтры на поверхностных акустических волнах имеют принципиальные преимущества перед другими фильтрами, основанными на эффекте преобразования электрических колебаний в акустические, которые были рассмотрены в гл. 5 [38, 39]. В устройствах на ПАВ объемные волны не применяются. В связи с этим изменяется принцип их действия и технические возможности.

Для того чтобы использовать поверхностные волны для создания фильтров, необходимо с помощью электрических сигналов во входном преобразователе возбудить их, а затем в выходном преобразователе вновь превратить в электрические сигналы.

Поверхностные акустические волны формируют тонкий, соизмеримый с длиной волны, слой с динамическими неоднородно-

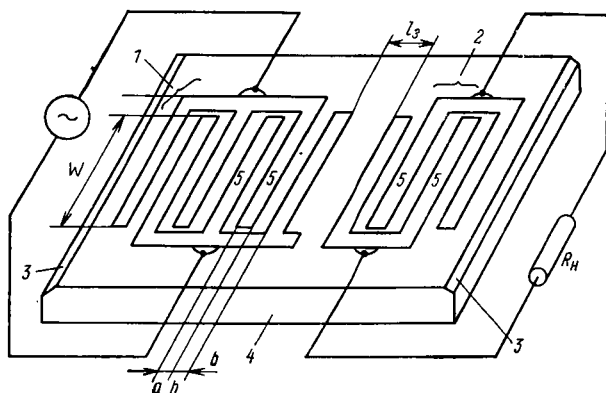


Рис. 6.23

стями в виде упругих деформаций, имеющих дискретный характер. Это позволяет преобразования электрических волн в акустические во входном преобразователе и обратно в выходном осуществлять путем использования тонких металлических штырей (электродов), напыленных на поверхности звукопровода (подложки), обладающего пьезоэлектрическим эффектом.

Существует много методов возбуждения поверхностных волн. Рассмотрим метод, основанный на использовании в преобразователе встречных штырей (ВШП — встречноштыревые преобразователи). Он удачно сочетается с технологическими методами микроэлектроники. Схематично такой преобразователь показан на рис. 6.23, где 1 — входной преобразователь; 2 — выходной преобразователь; 3 — поглотитель; 4 — звукопровод; 5 — штыри (напыленные металлические электроды).

Основными разновидностями ВШП являются: эквидистантный преобразователь (с одинаковыми расстояниями между штырями); неэквидистантный преобразователь (с различными расстояниями между штырями); неаподизованный преобразователь (с одинаковыми перекрытиями штырей); аподизованный (взвешенный) преобразователь (с различной степенью перекрытия штырей) и др.

Как видно из рис. 6.23, если приложить к штырям входного преобразователя электрическое напряжение высокой частоты, обеспечить согласование частоты f с шагом ВШП, то под влиянием поля произойдет деформация в пьезоэлектрике, которая со скоростью $v_{\text{пов}}$ распространится в обе стороны от каждого промежутка, если a — ширина штырей, h — расстояние между штырями; то шаг ВШП

$$b = a + h. \quad (6.12)$$

Если шаг ВШП согласован с длиной волны, то деформации, вызванные каждым промежутком, суммируются, образуя суммарную поверхностную волну.

Суммирование происходит за счет того, что локальная деформация, образовавшаяся под одним из промежутков, начинает перемещаться в противоположных направлениях и проходит расстояние $\lambda_{\text{пов}}/2$ до следующего промежутка. Она оказывается там в тот момент, когда следующая полуволна внешнего напряжения достигнет максимума и создаст свою деформацию, которая, складываясь с пришедшей от соседнего промежутка, создаст суммарную деформацию. Это имеет место при выполнении равенства

$$2b = \lambda_{\text{пов}} = v_{\text{пов}}/f, \quad (6.13)$$

где $\lambda_{\text{пов}}$ — длина поверхностной акустической волны.

Так происходит многократно под всеми промежутками, и суммарная волна распространяется по звукопроводу. Эта волна достигает выходного преобразователя, где происходит обратное преобразование деформаций в электрическое напряжение. Обратное преобразование обусловлено тем, что деформации пьезоэлектрика, вызванные поверхностной волной, приводят к появлению электрического напряжения на штырях выходного преобразователя, причем знак напряжения, наведенного на соседних парах штырей при согласовании ВПП с частотой, будет противоположный из-за обратного чередования штырей. Это позволяет сформировать в выходном преобразователе дипольное переменное электрическое напряжение с частотой входного сигнала.

Чем больше штырей содержит преобразователь, тем он эффективнее и тем большая накапливается деформация. Одновременно с этим более жесткие требования предъявляются к точности выполнения штырей звукопровода, к стабильности скорости распространения поверхностной волны и частоты сигнала. Очевидно, что суммирование будет иметь место только при $(a+h) = \lambda_{\text{пов}}/2$. Деформации, возникающие под промежутками при других частотах, не будут эффективно суммироваться. Зависимость отклика от частоты можно использовать для получения эффекта фильтрации.

Очевидно, свойства таких фильтров зависят от материала звукопровода. Например, для ниобата лития (LiNbO_3) скорость поверхностной волны составляет от 3,48 до 4 км/с в зависимости от среза, квадрат коэффициента электромеханической связи составляет 0,05; температурный коэффициент задержки — 85×10^{-6} 1/°C. Тогда, например, при частоте 100 МГц длина поверхностной акустической волны

$$\lambda_{\text{пов}} = v_{\text{пов}}/f = 4000 \text{ м/с} / 100 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 4 \cdot 10^{-2} \text{ мм}. \quad (6.14)$$

При этом шаг ВПП

$$b = \lambda_{\text{пов}}/2 = 0,02 \text{ мм}. \quad (6.15)$$

Отметим важную особенность фильтров на ПАВ: они являются дискретными, аналогично фильтрам на ПЗС. Действительно, электрическое поле действует на пьезоэлектрик, вызывая неод-

нородность, в виде дискретных участков сжатия или растяжения, где расположены пары штырей преобразователя. Распространяясь, неоднородности суммируются. Следовательно, к таким фильтрам можно применить многие соображения, касающиеся особенностей характеристик дискретных фильтров, в том числе их частотных характеристик, которые были приведены в § 6.1 и 6.2.

Из принципа действия фильтров на ПАВ очевидно, что если штыри и промежутки выполнить точно и согласованно с частотой, то полоса частот пропускания определяется числом пар штырей. Действительно, при малом числе пар штырей отклонение частоты от средней (растройка) приводит к уменьшению эффективности преобразования и, следовательно, к частотно-избирательному эффекту, но уменьшение коэффициента передачи с расстройкой происходит медленно. Если же использовать много пар штырей, то каждая пара будет вносить свою долю в уменьшение относительного коэффициента передачи, т. е. в этом случае полоса частот будет более узкая. Это полностью согласуется с соображениями, изложенными ранее, когда подчеркивалось, что фильтрация есть процесс накопления, так как при большом количестве штырей накапливается много воздействий, формирующих поверхностную акустическую волну.

Между числом электродов преобразователя и его полосой существует следующая взаимосвязь:

$$\Delta f_n = f_0 / N, \quad (6.16)$$

где Δf_n — полоса пропускания частот фильтра; N — число пар штырей; f_0 — центральная частота фильтра.

Напомним, что добротность LC -контура $Q = f_0 / \Delta f_n$. Следовательно, число пар штырей эквивалентно добротности. Отсюда следует, что сужение полосы пропускания фильтра связано с увеличением числа штырей, т. е. с увеличением размеров фильтра. Однако ограничение, связанное с сужением полосы пропускания в LC -фильтрах, более жесткое, так как определяется природой потерь в конденсаторе и катушке индуктивности, которые не могут быть уменьшены ниже определенного уровня. В данном случае полоса пропускания ограничивается в основном возможностями технологии, которая определяет количество пар штырей и размеры звукопровода. Следовательно, в этом смысле фильтры на ПАВ имеют те же свойства, что и фильтры на ПЗС, для которых было показано, что полоса определяется числом секций МДП-конденсаторов (элементов памяти).

Из изложенного принципа действия вытекает, что фильтры на ПАВ по природе функционирования являются полосовыми со средней частотой, зависящей от размеров штырей, как это видно из (6.13). Идеи, положенные в основу работы фильтров на ПАВ, использованы для создания устройств различного функционального назначения: полосовых входных фильтров и фильтров для УПЧ; линий задержки на фиксированную задержку и

с отводами; фильтров для приема сложных шумоподобных (ШПС), фазоманипулированных (ФМН) сигналов с большой базой; фильтров для приема линейно-частотно-модулированных сигналов с большой базой; резонаторов на ПАВ и других устройств.

В последующем изложении будет рассмотрен наиболее распространенный вариант — полосовой фильтр с эквидистантными преобразователями. Особенности некоторых других будут рассмотрены в конце параграфа.

Область частот фильтров на ПАВ. Минимальная частота фильтра на ПАВ определяется возможными размерами звукопровода, которые зависят от технологии изготовления и составляют обычно не больше 50 ... 300 мм, а также от требований к относительной полосе частот, т. е. от количества пар штырей и числа преобразователей.

Минимальное число преобразователей в фильтре два: входной, куда поступает фильтруемый сигнал, и выходной, который воспринимает отфильтрованный сигнал. Функции фильтрации могут быть распределены между ними по-разному. Наиболее часто основные функции по формированию частотной характеристики выполняет входной преобразователь, а выходной является широкополосным. Как показывает опыт, при этом меньше проявляются искажения частотной характеристики.

Суммарная амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) фильтра $K_{\Phi}(\omega)$ определяется произведением частотных характеристик обоих преобразователей:

$$K_{\Phi}(\omega) = K_{\text{вх}}(\omega) K_{\text{вых}}(\omega), \quad (6.17)$$

поэтому детальное рассмотрение АЧХ можно проводить для каждого преобразователя в отдельности.

Отметим, что для фильтров на ПАВ большое значение имеет относительное расположение преобразователей. Их не располагают далеко друг от друга, так как удаление вызывает дополнительные искажения АЧХ. Это согласуется с требованием уменьшения габаритов и получения фильтров на возможно более низкие частоты.

Используя соотношение между длиной преобразователя (рис. 6.24,а) и полосой частот, определим, на какой минимальной частоте может работать фильтр. Предположим, что $l_3 \ll l_{\text{вх}}$ и $l_{\text{вых}} \ll l_{\text{вх}}$, где l_3 — расстояние между преобразователями; $l_{\text{вх}}$ — длина входного преобразователя; $l_{\text{вых}}$ — длина выходного преобразователя. Тогда минимальную частоту настройки фильтра можно приближенно определить, рассматривая один входной преобразователь. Минимальное число пар штырей и, следовательно, низшая частота фильтра зависят от требований к относительной полосе пропускания частот. Если взять типичный случай, когда $\Delta f_n = 0,05f_0$, то требуется 20 пар штырей. Длина входного преобразователя будет равна $l_{\text{вх}} = 10 \lambda_{\text{пов}}$. При скорости распространения поверхностной волны $v_{\text{пов}} \approx 3000$ м/с, считая, что

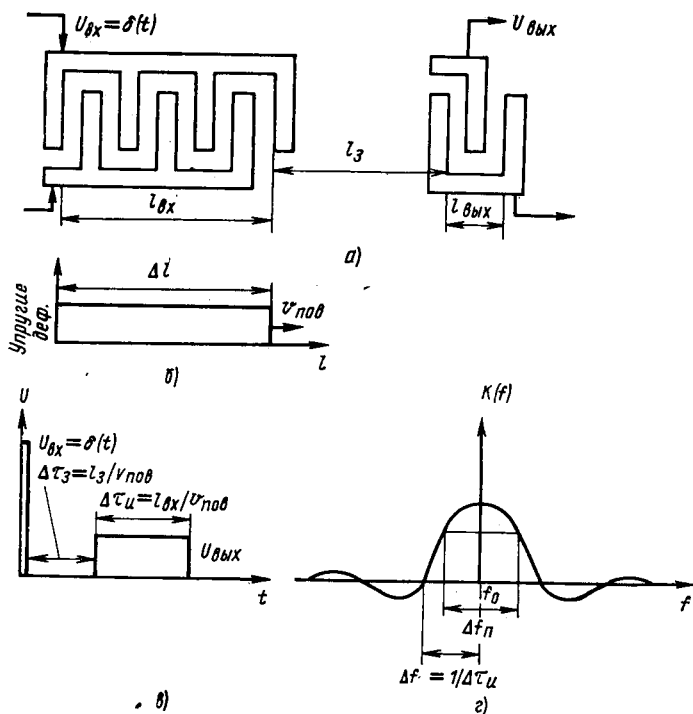


Рис. 6.24

звукопровод позволяет создать преобразователь длиной $l_{\text{вх}} \approx \approx 100$ мм, получим, что минимальная частота сигнала составит около 200 кГц. Реально, с учетом расстояния между преобразователями l_3 , длины выходного преобразователя, технологических промежутков, частота составит примерно 400 кГц. Следовательно, низшая частота фильтра определяется возможной длиной звукопровода. На практике фильтры на ПАВ используются на частотах выше 1 МГц.

Технология ВШП должна обеспечивать высокую разрешающую способность, чтобы с высокой точностью выдерживать очень маленькие размеры как ширины штырей, так и промежутков между ними и шага в целом. Сказанное ограничивает высшие частоты. Например, если исходить из того, что с достаточной точностью могут быть выполнены штыри и промежутки между ними шириной в 1 мкм, то высшая частота настройки преобразователя и, следовательно, фильтра составит

$$f = v_{\text{пов}} / 2(a + h) = 4000 / 2(1 + 1) = 1 \cdot 10^9 \text{ Гц.} \quad (6.18)$$

Следовательно, фильтры на ПАВ могут работать на достаточно высоких частотах.

Расчет частотных характеристик. Для практического использования фильтра важны ширина полосы и форма частотной характеристики.

При расчете частотной характеристики фильтра на ПАВ возникают трудности, вызванные тем, что электрическое поле и связанные с ним поверхностные акустические волны имеют сложную структуру. Поэтому для инженерных расчетов необходимо создать методику, которая должна позволить сохранить основные особенности поля и акустических волн и в то же время существенно упростить расчет АЧХ.

Основное применение для расчета получил метод δ -функций [39, 40]. Для получения расчетных соотношений для частотной характеристики предположим, что на штыри эквидистантного преобразователя действует сигнал в виде очень короткого импульса напряжения (δ -функция). В этом случае в каждом из промежутков между штырями возбуждается кратковременно электрическое поле. Вдоль звукопровода будет двигаться поверхностная волна с $\lambda_{\text{пов}} = 2(a+h)$. Протяженность импульса этой волны в звукопроводе определяется не длительностью электрического импульса, а шириной входного преобразователя $l_{\text{вх}}$. Огибающая этого импульса $\Delta l = l_{\text{вх}}$ и направление его движения в одну из сторон показаны на рис. 6.24,б. Импульс длительностью $\Delta l = l_{\text{вх}}$ со скоростью $v_{\text{пов}}$ движется к выходному преобразователю. Для того чтобы этот преобразователь мало влиял на частотную характеристику, предположим, что он состоит из одной пары штырей. Импульс, проходя через выходной преобразователь с задержкой $\Delta \tau_z = l_z/v_{\text{пов}}$, дает на радиочастоте $f_0 = v_{\text{пов}}/2(a+h)$ импульс напряжения с длительностью $\Delta \tau_{\text{и}} \approx l_{\text{вх}}/v_{\text{пов}}$ (рис. 6.24,в). Так как

$$l_{\text{вх}} = \lambda_{\text{пов}} N, \quad (6.19)$$

то

$$\Delta \tau_{\text{и}} = N/f_0. \quad (6.20)$$

Известно, что импульс такой длительности на несущей частоте имеет спектр частот с огибающей $[\sin N\pi((f-f_0)/f_0)]/[N\pi((f-f_0)/f_0)]$ (рис. 6.24,г). Высокочастотное заполнение для упрощения рисунка не показано. Как видно, полоса пропускания между «нулями» на частотной характеристике

$$2\Delta f_0 = 2(1/\Delta \tau_{\text{и}}) = 2f_0/N. \quad (6.21)$$

Для уровня ослабления, равного 0,7 от максимума (что принято использовать для характеристики полосы пропускания) полная полоса частот в два раза уже:

$$\Delta f_{\text{п}} = f_0/N. \quad (6.22)$$

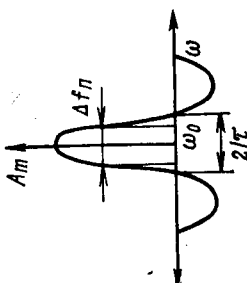
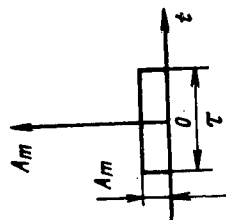
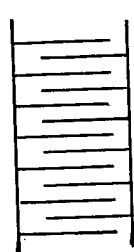
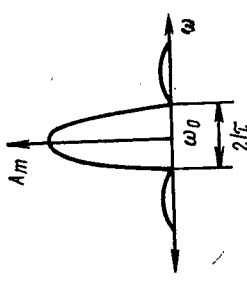
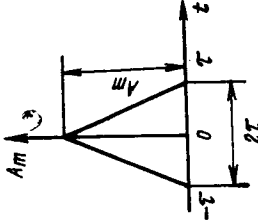
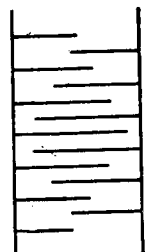
Так как отклик линейной цепи на δ -импульс есть ее импульсная функция, то импульс длительностью $\Delta \tau_{\text{и}}$ на выходе выходного преобразователя тоже импульсная функция фильтра. Пре-

образование Фурье дает частотную характеристику, следовательно, на рис. 6.24,г показана частотная характеристика фильтра. Эта характеристика имеет дополнительные выбросы и практически малоприспособна, поэтому возникает задача значительно уменьшить уровень боковых лепестков (выбросов). Для этого необходимо, чтобы дискретный фильтр имел неоднородную структуру, т. е. чтобы отдельные звенья фильтра вносили разные «вклады».

Структура фильтра, которая была рассмотрена выше, в терминах дискретных фильтров может быть определена как дающая фильтр с «прямоугольным окном». Для того чтобы уменьшить боковые выбросы, нужно использовать сложные формы «окна». Для реализации этой задачи следует решить вопрос о том, как изменить «вклад» каждого звена или каждой пары штырей в формирование результирующей волны. Дискретное возбуждение необходимо осуществлять в разных парах штырей с разной интенсивностью, как это подробно описано в § 6.2. Интенсивность парциальной волны, возбуждаемой каждой парой штырей, определяется длиной или перекрытием штырей (аналогично тому, как в фильтрах на ПЗС интенсивность снимаемого сигнала определялась перекрытием электродов). Следовательно, нужно брать разные значения перекрытия штырей у преобразователя по его длине. Это изменит форму импульса, описывающего импульсную функцию и, следовательно, обеспечит получение другой формы частотной характеристики, так как они связаны преобразованием Фурье. При проектировании фильтра следует менять перекрытие штырей по длине преобразователя в соответствии с заданной импульсной характеристикой, которая определяется из требуемой частотной характеристики. Изменение перекрытия называют *аподизацией*. Это эквивалентно методу формирования «окон» в общей теории дискретных фильтров. В качестве примера приведем табл. 6.2, где даны формы частотных характеристик, соответствующие им формы импульса, аналитические выражения частотных характеристик и импульсных функций, а также рисунки перекрытия штырей для эквидистантного преобразователя. При изменении перекрытия штырей по длине преобразователя форма частотной характеристики становится более плавной, выбросы уменьшаются, но ширина полосы увеличивается. Это и понятно, так как уменьшается количество штырей, существенно влияющих на формирование результирующей волны и полосы пропускания.

Для доказательства того, как аподизация влияет на форму частотной характеристики и полосу пропускания, воспользовавшись приведенными в табл. 6.2 формулами, рассчитаем АЧХ. Сделаем это для нормированной ширины импульса, когда протяженность во времени импульсной переходной функции и соответствующее ей количество штырей, являются одинаковыми для всех случаев (рис. 6.25). Для простоты расчета положим, что длительность импульсной функции во всех случаях равна единице. На рис. 6.25: 1 — прямоугольная импульсная характери-

Таблица 6.2

Форма частотной характеристики	Аналитическое выражение частотной характеристики	Форма импульсной функции	Аналитическое выражение импульсной функции	Рисунок перекрытия штырей
	$\frac{\sin \left[\frac{1}{2} (\omega - \omega_0) \tau \right]}{\frac{1}{2} (\omega - \omega_0) \tau}$		$A_m, t \leq \frac{1}{2} \tau$ $0, t > \frac{1}{2} \tau$	
	$\tau A_m \left[\frac{\sin \frac{(\omega - \omega_0) \tau}{2}}{\frac{\omega - \omega_0}{2}} \right]^2$		$A_m \frac{t + \tau}{\tau}$ $-\tau \leq t \leq 0$ $-A_m (t - \tau)$ $0 \leq t \leq \tau$ $0, t > \tau$	

Форма частотной характеристики	Аналитическое выражение частотной характеристики	Форма импульсной функции	Аналитическое выражение импульсной функции	Рисунок перекрытия штырей
	$e^{-\frac{(\omega - \omega_0)^2}{4\alpha}}$		$e^{-\alpha t^2}$	

стика с длительностью 1 с; 2 — импульсная функция в виде треугольника с длительностью 1 с; 3 — импульсная характеристика типа $e^{-\alpha t^2}$ при $\alpha=8$, когда в пределах длительности 1 с ордината составляет 0,13 ... 1; 4 — импульсная характеристика типа $e^{-\alpha t^2}$ при $\alpha=12$, когда в пределах длительности 1 с ордината составляет от 0,05 ... 1.

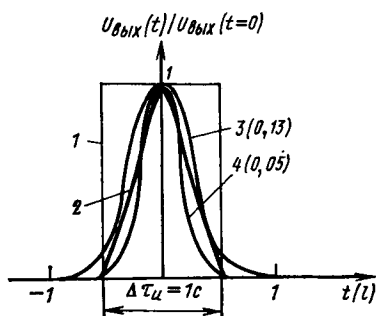


Рис. 6.25

Частотные характеристики для указанных случаев приведены на рис. 6.26, где: 1 — неаподизованный преобразователь с равномерным перекрытием штырей; 2 — аподизованный, с линейным изменением перекрытия штырей; 3, 4 — при изменении перекрытия штырей по закону $e^{-\alpha t^2}$ при $\alpha=8$ и 12 соответственно. Из рис. 6.26 наглядно видно, что при линейной аподизации интенсивность боковых выбросов составляет 0,05 максимума, а полоса пропускания расширяется (на уровне 0,7) примерно в 1,3 раза, т. е. форма частотной характеристики улучшается по сравнению со случаем равномерного перекрытия штырей. При перекрытии штырей по закону $e^{-\alpha t^2}$ частотная характеристика не имеет боковых выбросов, а полоса пропускания расширяется по сравнению с равномерным перекрытием штырей примерно в 1,35 раза при $\alpha=8$ и в 1,55 раза при $\alpha=12$.

Реально в фильтре с аподизованным преобразователем при перекрытии штырей по закону $e^{-\alpha t^2}$ будут небольшие выбросы, так как значения перекрытия начинаются скачком не с нуля, а с 5 % для $\alpha=12$ и с 13 % для $\alpha=8$. Таким образом, изменяя закон перекрытия штырей относительно центра преобразователя,

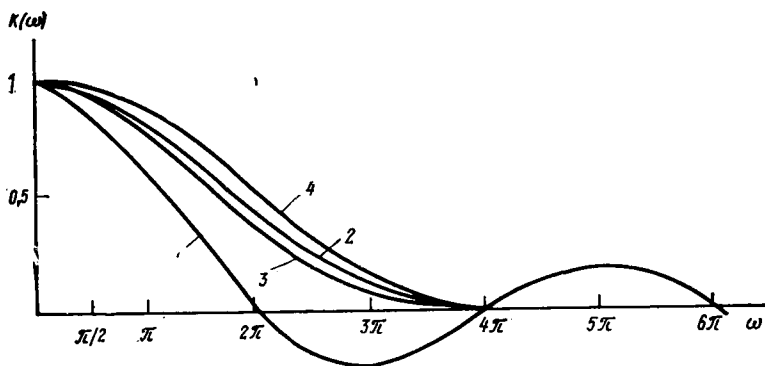


Рис. 6.26

можно менять форму частотной характеристики, уменьшая боковые выбросы. Однако при этом будет меняться ширина полосы. Это согласуется с тем, что изложено в § 6.2.

6.5. ПРОЕКТИРОВАНИЕ И КОНСТРУИРОВАНИЕ ФИЛЬТРОВ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ

Согласование преобразователей. При проектировании и конструировании фильтров на ПАВ необходимо решить ряд вопросов: согласование входной и выходной цепей с акустической частью, учет влияния погрешностей изготовления на характеристики фильтра, учет вторичных эффектов, выбор материалов звукопровода, штырей и корпусов и др. [38—40].

Выше работа фильтра на ПАВ идеализировалась. Считали, что энергия, поступающая из внешней цепи, без потерь превращается в энергию электрического поля штырей преобразователя, которая, в свою очередь, переходит в энергию акустической волны. Затем энергия акустической волны вновь переходит в энергию электрического поля, которая превращается в энергию сигнала, действующего на выходе фильтра. Для того чтобы эти преобразования происходили без отражений и значительных потерь энергии, необходимо выполнить согласование.

Для сигнала, поступающего из внешней цепи, преобразователь представляет последовательное соединение емкости преобразователя $C_{пр}$ и сопротивления (сопротивление излучения) $R_a(\omega_0)$. Эквивалентная схема приведена на рис. 6.27. Существует вариант эквивалентной схемы параллельного соединения емкости и сопротивления. Ограничимся последовательным соединением.

Особенно важно согласование внешней цепи и преобразователя для случая, когда входной сигнал поступает по высокочастотному кабелю, волновое сопротивление которого обычно находится в пределах 50 ... 300 Ом. При отсутствии согласования энергия будет отражаться от перехода кабель — преобразователь. Для устранения этого необходимо исключить влияние емкости, для чего следует использовать компенсирующую индуктивность L_k и обеспечить такое соотношение между активным сопротивлением излучения $R_a(\omega_0)$ и волновым сопротивлением кабеля ρ_k , когда

$$\rho_k = R_a(\omega_0), \quad (6.23)$$

где ω_0 — частота квазирезонанса.

Расчет компенсирующей индуктивности L_k проводится по формуле

$$L_k = 1 / (C_{пр} \omega_0^2). \quad (6.24)$$

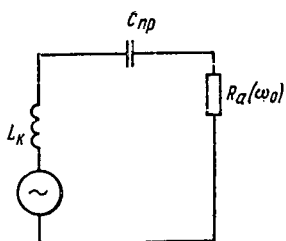


Рис. 6.27

Емкость преобразователя на единицу длины каждой пары штырей (пФ/см) может быть найдена как емкость двух плоских проводников шириной a , находящихся друг от друга на расстоянии h , по приближенной формуле

$$C_1 = (\epsilon + 1) 0,09 \lg [1 + 2a/h + a^2/h^2], \quad (6.25)$$

где ϵ — диэлектрическая проницаемость материала подложки; a — ширина штыря; h — расстояние между штырями. Емкость пары штырей будет равна $C_1 W$, где W — апертура (см. рис. 6.23). Емкость преобразователя

$$C_{\text{пр}} = C_1 W N, \quad (6.26)$$

где N — количество пар штырей.

Для расчета емкости и компенсирующей индуктивности нужно знать W и N . Апертура W определяется из условий согласования ρ_k и $R_a(\omega_0)$, N определяется требованием к полосе. Рассмотрим согласование ρ_k и $R_a(\omega_0)$. Активное сопротивление $R_a(\omega_0)$ отражает потери в электрической цепи из-за излучения и распространения по звукопроводу акустической энергии. Сопротивление $R_a(\omega_0)$ определяется выражением

$$R_a(\omega_0) = 4k_m^2 / (\pi \omega_0 C_1 W), \quad (6.27)$$

где k_m — коэффициент электромеханической связи.

Для обеспечения согласования $\rho_k = R_a(\omega_0)$ необходимо варьировать значением апертуры W , так как частота ω_0 задается при расчете фильтра, емкость C_1 определяется топологией преобразователя, коэффициент k_m — выбранным материалом.

Из (6.27) определим значение апертуры при согласовании ρ_k и $R_a(\omega_0)$, т. е. при согласовании параметров входной электрической цепи и электрических параметров преобразователя:

$$W_{\text{согл}} = 4k_m^2 / (\pi \omega_0 C_1 \rho_k). \quad (6.28)$$

Однако, определяя $W_{\text{согл}}$ из условия согласования, следует иметь в виду, что апертура W определяется и рядом других факторов, а именно работой фильтра в первой зоне Френеля. Для этого требуется, чтобы

$$W \geq \sqrt{l_z \lambda_{\text{нов}}}. \quad (6.29)$$

Согласование излучателя и акустического канала, по которому распространяется акустическая волна, определяется из условия равенства добротности акустического канала Q_a и добротности электрического излучателя Q_z . Поскольку полоса $\Delta f_{\text{п}} = f_0/N$ и связь $\Delta f_{\text{п}}$ и f_0 определяется добротностью Q_a , то

$$Q_a = N. \quad (6.30)$$

Добротность Q_z зависит от сопротивления излучения и реактивного сопротивления, определяемого емкостью преобразователя:

$$Q_z = 1 / \omega_0 C_1 W N R_a(\omega_0) = \pi / 4k_m^2 N. \quad (6.31)$$

Согласование излучателя и акустического канала будет при равенстве $Q_a = Q_s$. При этом $N = N_{\text{опт}}$. Тогда оптимальное количество пар штырей

$$N_{\text{опт}} = \sqrt{\pi/4k_m^2}. \quad (6.32)$$

Следовательно, для тех случаев, когда важны минимальные потери энергии, число штырей приходится выбирать из соображений согласования. Для наиболее характерных материалов звукопровода $N_{\text{опт}}$ составляет от 5 до 20, т. е. полоса частот, достигаемая при оптимальном согласовании, составляет от 5 до 20 % несущей частоты. Если фильтр используется в УПЧ, то строгое согласование необязательно и количество штырей можно выбирать исходя из требования к полосе частот.

Влияние погрешностей изготовления преобразователей и нестабильности характеристик материалов на уменьшение выходного напряжения. Все вышеуказанные зависимости справедливы при определенных допущениях, а именно в предположении, что все размеры фильтра выполнены с высокой точностью и согласованы со скоростью распространения поверхностной волны. При конструировании требуется, чтобы обязательно учитывалось влияние этих отклонений на работу фильтра.

Предположим, что имеются отклонения, которые приводят к нарушению согласования волн, создаваемых разными парами штырей на время $\Delta\tau_j$. Это равнозначно рассогласованию между фазами волн на $\Delta\varphi_j$:

$$\Delta\varphi_j = \Delta\tau_j \omega_0 = 2\pi(\Delta\tau_j/T_0); \quad \Delta\tau_j/T_0 = (1/2\pi)\Delta\varphi_j, \quad (6.33)$$

где $T_0 = 1/f_0$ — период колебаний.

Тогда суммарная волна будет иметь значение, которое удобно выразить через напряжение на выходе выходного преобразователя $u_{\Sigma}(\Delta\varphi)$ при наличии рассогласования по фазе парциальных волн, т. е. волн, возбуждаемых отдельными парами штырей:

$$u_{\Sigma}(\Delta\varphi) = \sum_{j=1}^N U_j \cos(\omega_0 t + \Delta\varphi_j), \quad (6.34)$$

где U_j — амплитуда выходного сигнала при действии одной парциальной волны; j — номер пары штырей; $\Delta\varphi_j$ — рассогласование по фазе в j -й паре штырей; N — число пар штырей.

После преобразования выражения (6.34) получим

$$u_{\Sigma}(\Delta\varphi) \approx \sum_{j=1}^N U_j [\cos \Delta\varphi_j \cos \omega_0 t + \sin \Delta\varphi_j \sin \omega_0 t]. \quad (6.35)$$

При малых значениях $\Delta\varphi_j$ второй член в уравнении (6.35) много меньше первого. Тогда

$$u_{\Sigma}(\Delta\varphi) \approx \sum_{j=1}^N U_j \cos \Delta\varphi_j \cos \omega_0 t. \quad (6.36)$$

При одинаковой интенсивности излучения каждой пары имеет место равенство $U_j = U_1$.

Рассматривая только амплитуду $U_{\Sigma}(\Delta\varphi)$, получаем

$$U_{\Sigma}(\Delta\varphi) \approx \sum_{j=1}^N U_1 \cos \Delta\varphi_j. \quad (6.37)$$

Разложим $\cos \Delta\varphi_j$ в ряд, пренебрегая первыми двумя членами ввиду малости $\Delta\varphi_j$, и получим

$$U_{\Sigma}(\Delta\varphi) \approx \sum_{j=1}^N U_1 \left(1 - \frac{\Delta\varphi_j^2}{2}\right) \approx U_1 N \left(1 - \frac{1}{2N} \sum_{j=1}^N \Delta\varphi_j^2\right), \quad (6.38)$$

где $U_1 N = U_n$ — амплитуда отклика при точном согласовании всех парциальных волн (номинальное напряжение на выходе). Из (6.38) видно, что амплитуда $U_{\Sigma}(\Delta\varphi)$ зависит от того, как связаны между собой отклонения по фазе в разных номерах пар штырей. Рассмотрим два наиболее характерных случая.

1. Отклонения в каждой паре одинаковые, т. е. $\Delta\varphi_j = \Delta\varphi_1$, и зависимые. Это будет иметь место при отклонении скорости распространения в звукопроводе от номинала за счет технологических отклонений при изготовлении звукопровода или при изменении скорости распространения под влиянием температуры за счет температурного коэффициента задержки (ТКЗ).

2. Отклонения в каждой паре случайны, одинаковы и независимы. Это будет наблюдаться при технологических отклонениях в положении и размерах штырей и промежутков между ними.

При одинаковых и зависимых отклонениях сдвиг по фазе с увеличением j нарастает. Тогда $\Delta\varphi_j = j\Delta\varphi_1$,

$$\frac{U_{\Sigma}(\Delta\varphi)}{U_n} \approx 1 - \frac{1}{2N} \sum_{j=1}^N j^2 \Delta\varphi_1^2 \approx 1 - \frac{\Delta\varphi_1^2}{2N} \sum_{j=1}^N j^2. \quad (6.39)$$

Сумма квадратов натурального ряда чисел приближенно выражается через $N^3/3$ [65]. Тогда

$$\frac{U_{\Sigma}(\Delta\varphi)}{U_n} \approx 1 - \frac{N^2 \Delta\varphi_1^2}{6} \approx 1 - \frac{N^2 \Delta\tau_1^2}{6T_0^2} (2\pi)^2 \approx 1 - 6N^2 \frac{\Delta\tau_1^2}{T_0^2}, \quad (6.40)$$

где $\Delta\tau_1$ — рассогласование по задержке на интервале длины волны.

Относительное отклонение результирующего напряжения

$$\frac{\Delta U_{\Sigma}(\Delta\varphi)}{U_n} \approx 6 \frac{N^2 \Delta\tau_1^2}{T_0^2} \approx 6N^2 \frac{\Delta v_{\text{пов}}^2}{v_{\text{пов.н}}^2}, \quad (6.41)$$

где $\Delta v_{\text{пов}}$ — отклонение скорости поверхностной волны от номинальной; $v_{\text{пов.н}}$ — номинальная скорость поверхностной волны.

Положим, что отклонение $\Delta\tau_1$ определяется отклонением задержки от номинального значения, для которого проведен расчет преобразователей. Если учитывать влияние на задержку только отклонений скорости поверхностной волны $\Delta v_{\text{пов}}$, то

$$\Delta\tau_1^2/T_0^2 \approx \Delta v_{\text{пов}}^2/v_{\text{пов.н}}^2 \quad (6.42)$$

Как видно, влияние зависимых отклонений на потери в фильтре резко возрастает при увеличении числа пар штырей N . Зная отклонение скорости поверхностной волны от номинальной, просто найти уменьшение напряжения отклика. Например, при очень малом отклонении в скорости ($\Delta v_{\text{пов}}^2/v_{\text{пов.н}}^2 = 10^{-6}$) получим

$$\begin{aligned} \Delta U_{\Sigma}(\Delta\varphi)/U_{\text{н}} &= 0,06 \text{ при } N=100; \\ \Delta U_{\Sigma}(\Delta\varphi)/U_{\text{н}} &= 0,6 \text{ при } N=300. \end{aligned} \quad (6.43)$$

Следовательно, отклонения в скорости распространения поверхностной волны и времени задержки в звукопроводе значительно влияют на отклик на выходе фильтра.

При случайных независимых отклонениях полагаем, что известно $D^{1/2}(\Delta\tau_1)$ (оно одинаково для всех штырей). Тогда из уравнения (6.38) получим

$$m \left[\frac{\Delta U_{\Sigma}(\Delta\varphi)}{U_{\text{н}}} \right] \approx \frac{1}{2N} \sum_{j=1}^N D(\Delta\varphi_1) \approx \frac{1}{2} D(\Delta\varphi_1) \approx 2\pi^2 D \left(\frac{\Delta\tau_1}{T_0} \right); \quad (6.44)$$

$$\begin{aligned} D \left[\frac{\Delta U_{\Sigma}(\Delta\varphi)}{U_{\text{н}}} \right] &\approx \frac{1}{4N^2} \sum_{j=1}^N D(\Delta\varphi_1^2) \approx \frac{1}{4N^2} \sum_{j=1}^N 2D^2(\Delta\varphi_1) \approx \\ &\approx \frac{1}{4N} 2D^2(\Delta\varphi_1) \approx \frac{1}{2N} D^2 \left(\frac{\Delta\tau_1}{T_0} 2\pi \right). \end{aligned} \quad (6.45)$$

Следовательно, при увеличении числа пар штырей случайная составляющая $\Delta U_{\Sigma}(\Delta\varphi)/U_{\text{н}}$ уменьшается, устремляясь к нулю. Этот результат аналогичен полученному ранее для фильтров на ПЗС, где относительное влияние случайных независимых отклонений уменьшается с увеличением числа ячеек памяти. В фильтрах на ПАВ остается только незначительное среднее отклонение выходного напряжения, не зависящее от количества пар штырей. Например, при больших относительных отклонениях задержки [$D^{1/2}(\Delta\varphi_1)/T_0 = 0,01$] уменьшение среднего значения составит 0,2 %. Следовательно, можно допускать существенные случайные независимые отклонения при изготовлении штырей.

Конструирование преобразователей фильтров на ПАВ. При конструировании фильтров на ПАВ необходимо решить ряд вопросов, связанных с вторичными эффектами, к числу которых в первую очередь следует отнести эффекты отражения акустических волн от штырей преобразователей, от краев звукопровода и т. д. Наиболее существенное влияние оказывает отражение

от штырей. Действительно, волна, распространяющаяся под штырями, с одной стороны, накапливает интенсивность, суммируясь с волнами других пар штырей, а с другой — отражается от каждой последующей пары [39, 40].

Нанесенные на поверхность звукопровода штыри изменяют условия и скорость движения волны. В них возбуждается электрическое напряжение, происходит вторичное излучение, т. е. отражение волн. Эффект этот тем больше, чем больше пар штырей и чем больше коэффициент электромеханической связи k_m . Эффект отражения существенно ограничивает количество пар штырей и требует тщательного выбора материала звукопровода (в зависимости от требований к полосе частот). Заметим, что использование подобных отражений лежит в основе функционирования резонаторов на ПАВ.

В фильтрах на ПАВ эффект отражений стремятся уменьшить, для чего используют очень тонкие напыленные штыри, толщиной примерно 100 ... 200 нм, а также подбирают соотношения между величинами a и h . Установлено, что целесообразно выбирать отношение $a/(a+h)$, равное примерно 0,6 при материалах с небольшим значением k_m и 0,7 ... 0,8 — с большим k_m .

Характер отражения от других неоднородностей разнообразен. Для иллюстрации возможных причин отражений на рис. 6.28 показаны ложные сигналы во временной области, возникающие при подаче δ -импульса на вход фильтра ПАВ [39]. На рисунке: 1 — сигнал прямого распространения с практически нулевой задержкой; 2 — основной полезный сигнал ПАВ; 3 — сигналы, многократно отраженные от штырей; 4 — сигналы, отраженные от поглотителей; 5 — сигнал, отраженный от левой кромки звукопровода; 6 — сигнал, отраженный от правой кромки звукопровода; τ_0 — время задержки основного сигнала при прохождении между ВШП.

При конструировании фильтров сначала в зависимости от требований к полосе и средней частоте выбирается материал звукопровода. Для звукопровода могут быть использованы как монокристаллические, так и поликристаллические (пьезокерамические) материалы. Монокристаллы обеспечивают малые потери на распространение ПАВ (около 0,1 ... 0,5 дБ/см на частотах до 2 ГГц). Они стабильны во времени (для силиката висмута отклонение скорости волны от кристалла к кристаллу не превышает $\pm 0,06\%$). Характеристики некоторых материалов приведены в табл. 6.3 и 6.4 [39].

В фильтрах с соотношением $\Delta f_p/f_0$ до 0,05 ... 0,06 наиболее широко используется кварц SiO_2 различных срезов. В этом случае малый коэффициент электромеханической связи позволяет

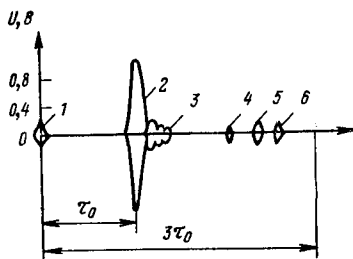


Рис. 6.28

Таблица 6.3

Материал	Ориентация	Скорость волн $v_{\text{пов}}$, км/с	Изменения скорости $\Delta v/v_{\text{пов}}$	Коэффициент электро-механической связи k_m^2 , %	Оптимальная полоса $\Delta f_p/f_0$, %	Температурный коэффициент скорости $\alpha_v \cdot 10^6$, 1/°C	Температурный коэффициент задержки $\alpha_t \cdot 10^6$, 1/°C
Кварц	YX	3,159	0,09	0,23	5,3	38	—24
	ухе/42°45'	3,158	0,058	0,16	4,6	14	0
Ниобат лития	YZ	3,488	2,41	5,04	24	—87	94
	41,5°, X	4	2,77	5,78	28	—57	72
Танталат лития	ZY	3,329	0,59	1,21	11	—52	69
	YX	3,148	0,037	0,075	3,2	—33	49
Германат висмута	[110] (111)	1,708	0,82	1,69	15	—123	115

Таблица 6.4

Марка керамики	Скорость $v_{\text{пов}}$, км/с	Коэффициент электро-механической связи k_m^2 , %	Диэлектрические потери $\lg \delta$, %	Добротность $Q \cdot 10^{-3}$	Температурный коэффициент частоты $\alpha_f \cdot 10^6$
В-16, В-17, В-18	2,2...2,4	0,3...0,35	0,25...0,32	1,75	25
ЦТС-19	2,1	0,31	3,5	0,5	21
ПКД-38, 329/20	2,3; 2,4	0,38; 0,15	0,5	1,0; 2,5	30, 120

получить низкий уровень отраженных от штырей сигналов даже при числе штырей более 300 ... 500. Кварц также отличается высокой температурной стабильностью, и поэтому могут быть получены кристаллы, позволяющие создать звукопроводы длиной 100 ... 200 мм.

Для фильтров с полосой $\Delta f_p/f_0 \approx 0,5 \dots 0,6$ применяется в основном ниобат лития LiNbO_3 , который благодаря большому коэффициенту электро-механической связи позволяет уменьшить затухание в фильтре, но при небольшом числе штырей примерно 10.

К числу перспективных материалов для звукопроводов можно отнести танталат лития LiTaO_3 и германат висмута $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$. Танталат лития является единственным материалом, в котором высокие пьезоэлектрические свойства сочетаются с хорошей термостабильностью. Германат висмута применяется для линий задержки на большие длительности из-за низкой скорости распространения ПАВ и для фильтров со сложными ВШП. Это объясняется тем, что можно получить относительно большие размеры кристаллов.

Пьезокерамика, используемая для звукопроводов, дешевле монокристаллов и, кроме того, ее свойства легко изменять введением модификаторов. Недостатками пьезокерамики являются значительное затухание распространяющихся ПАВ, которое увеличивается с частотой, и ограниченные размеры звукопровода (длина не более 30 ... 40 мм).

Одним из основных требований к звукопроводам является высокий класс обработки поверхности (V13—V14). Толщина звукопровода выбирается около $20\lambda_{\text{пов}}$ для уменьшения влияния объемных волн. Затем осуществляется синтез топологии ВШП исходя из требований к частотной характеристике, т. е. выбирается количество пар штырей и закон изменения их перекрытия при аподизации. После синтеза необходимо провести расчет АЧХ и ФЧХ по (6.8) и (6.9). Основные вопросы синтеза топологии штырей были изложены выше.

3) На следующем этапе решаются конструкторско-технологические вопросы формирования штырей, контактных шин и поглотителей. При осаждении металлической пленки на поверхность звукопровода, как отмечалось выше, происходит изменение упругих свойств металлизированной поверхности, а следовательно, и изменение скорости ПАВ, а также появление отражений.

Можно сформулировать следующие требования к материалам, применяемым для металлизации: минимальное электрическое сопротивление, высокая адгезия, коррозионная стойкость, стабильность основных физико-химических свойств. Наиболее широко используются алюминий, серебро, золото.

Изготовление структур фильтров сводится к формированию заданной конфигурации металлических штырей и контактных шин. В диапазоне частот 15 ... 300 МГц ширина электродов меняется от 50 до 1 мкм. Длина штырей составляет 3 ... 10 мм, а общее число их изменяется от 50 ... 100 до 400 ... 600.

Число преобразователей на одном звукопроводе составляет обычно два, но может достигнуть шести. В фильтрах для ФМН сигналов число преобразователей-отводов определяется базой сигнала и может составлять несколько сотен, но каждый из них имеет обычно небольшое число пар штырей (2 ... 4). Общее поле, занимаемое ВШП, составляет от 5×15 до 30×100 (200) мм². Чтобы получить хорошую электропроводность и надежное присоединение золотых проводников, толщину пленки контактных шин следует выбирать в пределах 250 ... 300 нм. Допуски на размеры штырей ВШП жестче допусков на размеры элементов тонкопленочных ИС. Заданную ширину штырей необходимо выдерживать с точностью не хуже $\pm(0,5 \dots 0,8)$ мкм, а длину и их шаг — $(0,5 \dots 1,2)$ и $\pm(0,2 \dots 0,5)$ мкм соответственно. Поглотители формируют на концах звукопровода в виде участков поверхности, на которые наносят слой клея ЭД-20 или компаунда СКТН, К-18 и ВГО-1. Для ослабления отражений поглотители имеют сложную форму.

Следующий этап конструирования фильтров на ПАВ — расчет

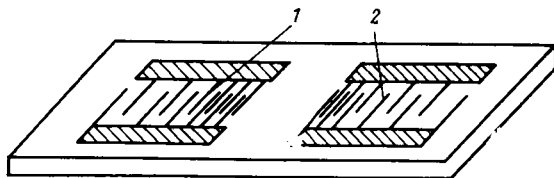


Рис. 6.29

элементов согласования, расчет отклонений частотных характеристик, их температурной стабильности и стабильности во времени, и заключительным является выбор корпуса для фильтра из числа стандартных для гибридных микросхем, а также конструирование размещения, креплений, соединений, выводов (вход, выход) и герметизация. Для корпусов обычно используются металlostеклянные прямоугольные корпуса из ковара со штырьковыми выводами, соответствующие по типоразмерам ГОСТ 17467—72.

Некоторые разновидности фильтров на ПАВ различного назначения. Выше был подробно рассмотрен полосовой фильтр на ПАВ. На использовании этого эффекта разработаны и другие фильтры [38, 39].

Фильтры для линейно-частотно-модулированных сигналов (ЛЧМ), используемых в радиолокации. Известно, что у согласованных фильтров для этих сигналов АЧХ приблизительно равномерна в широкой полосе частот сигнала, а фазовая имеет параболический характер. Для обеспечения такой формы частотной характеристики можно применять неэквидистантные преобразователи. Схематическое изображение такого фильтра дано на рис. 6.29, где 1 и 2 — преобразователи. Очевидно, что более высокие частоты спектра сигнала при прохождении через такой фильтр будут меньше задерживаться, так как расстояние между входными и выходными штырями, настроенными на высшие частоты, минимально. На более низких частотах, где эффективно действуют штыри с большими значениями $(a+h)$, задержка получается большой. Если ЛЧМ сигнал сформирован так, что в его начале частота сигнала минимальна, а в конце — максимальна, то из-за разных задержек начало и конец сигнала на выходе фильтра будут действовать одновременно, суммируясь и давая короткий выброс с большой амплитудой.

Следовательно, сложные ЛЧМ сигналы при прохождении через такой фильтр «свертываются» и из сигнала длительностью T_s превращаются в короткий импульс $T_{\text{выб}}$, определяемый не длительностью сигнала, а интервалом частот Δf_m , в пределах которого модулируется сигнал по частоте.

Фильтры для фазоманипулированных сигналов. Выше было показано, что обеспечение высокой помехоустойчивости требует использования сложных сигналов, причем чем больше база сигнала, тем выше возможности таких сигналов. Широкое применение получили, например, фазоманипулированные (ФМН) сиг-

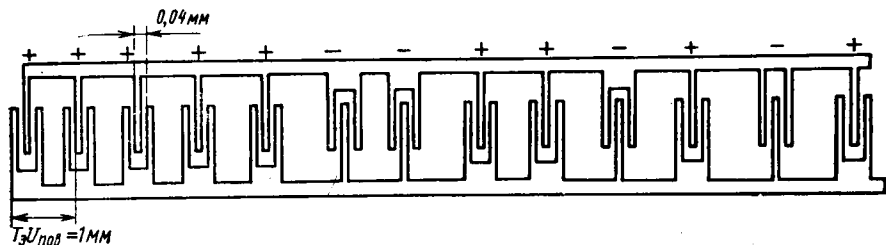


Рис. 6.30

налы, состоящие из N_s элементов сигнала длительностью T_s с квазислучайными фазами, отличающимися на π . Напомним, что для таких сигналов основные особенности согласованных фильтров заключаются в фазочастотной характеристике. Простейший фильтр для этих сигналов представляет собой совокупность элементов задержки с отводами и сумматора. Описанные выше фильтры могут быть выполнены на основе электромеханических и кварцевых линий задержки. Но это вызывает большие конструкторско-технологические трудности и обычно число отводов, т. е. база сигнала, не превосходит 100 ... 200. Фильтры на ПАВ представляют в этом отношении интересные возможности. Действительно, для формирования отвода достаточно одной или двух пар напыленных встречных штырей. Общая длина такого преобразователя-отвода может составлять сотые и тысячные доли миллиметра. Расстояние между парами штырей $l_{отв}$ определяется длительностью элемента сигнала T_s :

$$l_{отв} = v_{пов} T_s. \quad (6.46)$$

Если, например, T_s составляет 0,25 мкс, как это часто бывает на практике, то расстояние между парами штырей при $v_{пов} \approx 400$ м/с должно быть $l_{отв} = 4000 \text{ м/с} \cdot 0,25 \cdot 10^{-6} \text{ с} = 1 \text{ мм}$. Отводы содержат обычно не менее двух — четырех штырей. Они должны иметь ширину, равную (для двух пар штырей) $l_{ш} = 2(h+a) + h$, причем $h+a = \lambda/2$ и $a \approx h$. Тогда

$$l_{ш} = 2,25 \lambda_{пов}. \quad (6.47)$$

Например, для несущей частоты 1000 МГц общая ширина штырей отвода будет около 0,07 мм. Принцип действия таких фильтров пояснен рис. 6.30 на примере приема сигнала, сформированного по коду Баркера из 13 элементов сигнала. Расположив на звукопроводе N_s преобразователей-отводов и скомпоновав их так, чтобы знак при суммировании определялся фазой каждого сигнала, получим согласованный фильтр для ФМН сигнала.

Резонаторы на ПАВ. В обычном фильтре на ПАВ полоса пропускания зависит от количества пар штырей: сужение полосы требует увеличения пар штырей. Вместе с тем, имеется возможность повысить фильтрующие свойства фильтров на ПАВ, используя резонансные явления при наличии отражений. Поверх-

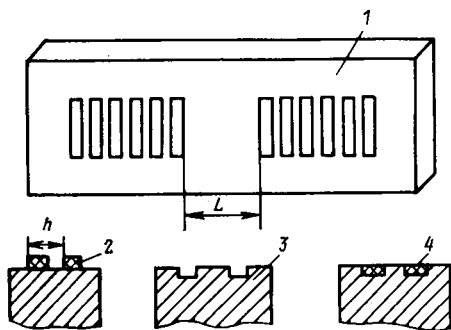


Рис. 6.31

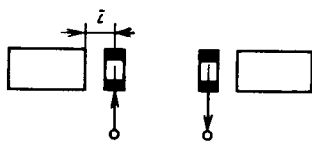


Рис. 6.32

новная часть энергии ПАВ будет отражаться (рис. 6.31). На рисунке: 1 — резонаторная полость; 2 — металлические электроды; 3 — пазы; 4 — диффузионные неоднородности.

Если расположить штыри так, чтобы расстояние между ними обеспечивало синфазное сложение отраженных и падающих колебаний, то возбужденная коротким импульсом волна в таком устройстве будет циркулировать, постепенно затухая. Таким образом, импульсная характеристика будет в этом случае близка к характеристике LC -фильтра, но с очень узкой полосой, если при отражении будут малые потери. Для функционирования такого фильтра необходимо возбудить волну, которая, многократно отражаясь, создаст эффект узкой полосы. Схематически такой фильтр дан на рис. 6.32.

Фильтр работает следующим образом. Если на левый преобразователь подать скачок напряжения высокой частоты, то он вначале дойдет до правого преобразователя и там появится напряжение малого уровня. Это напряжение будет непрерывно поступать от левого преобразователя. Волна напряжения этой частоты, отражаясь от правого отражателя, вернется и тоже наведет напряжение. Затем эта волна отразится от левого преобразователя и опять придет в правый. Кроме того, волна, которая пошла от левого преобразователя влево, также отразится и достигнет преобразователя. Если все размеры выдержаны точно, то эти волны синхронно складываются. Постепенно они будут затухать и установится какая-то конечная амплитуда поверхностной волны и конечная амплитуда сигнала, снимаемого с правого преобразователя. Благодаря малым затуханиям отраженных волн происходит медленное нарастание выходного напряжения, что эквивалентно узкополосному фильтру. Как показали исследования, добротность таких резонаторов может достигать $10^3 \dots 10^4$.

Однако, используя резонаторы, можно создать фильтры только с простой амплитудно-частотной и фазочастотной характеристиками. Поэтому, несмотря на очень высокие показатели по добротности и узкополосности, они имеют ограниченное применение.

6.6. КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ О ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРАХ

Задачи изучения цифровых фильтров (ЦФ). Помимо рассмотренных выше фильтров в настоящее время широкое применение получает еще один новый вид фильтров — цифровые. В начале главы были рассмотрены физические принципы работы простейшего цифрового фильтра и показано, что, преобразовав фильтруемое переменное напряжение в последовательность кодовых комбинаций (вторичных цифровых сигналов) и осуществив в вычислительном устройстве арифметические операции над этими комбинациями (цифрами), можно обеспечить фильтрацию.

Такие фильтры непосредственно не относятся ни к ЭРЭ, ни к УФЭ. Но так как одна из основных задач конструктора РЭА состоит в умении правильно выбирать и применять элементную базу, то нежелательно игнорировать такие технические решения (устройства), которые могут конкурировать с ЭРЭ и УФЭ. Цифровые фильтры следует рассмотреть в общем, чтобы понять их возможности и ограничения, не ставя задачу их проектирования, которую должны осуществлять другие специалисты.

Рассмотрение цифровых фильтров удобно производить в два этапа. На первом предполагают, что на входе фильтра установлен АЦП и на выходе ЦАП. При этом количество разрядов в числах, обрабатываемых в ЦФ, велико, и эффектами квантования можно пренебречь, причем быстродействие вычислительного устройства таково, что за время $t_{\text{об}}$ выполняются все необходимые вычисления. При указанных условиях ЦФ можно рассматривать как дискретный фильтр.

На втором этапе учитывается конечное количество разрядов и конечное быстродействие выполнения вычислений, что позволяет выявить важные особенности ЦФ, касающиеся влияния количества разрядов на характеристики фильтров и дополнительные помехи.

Нерекурсивные цифровые фильтры. Фильтрами, аналогичными дискретным, рассмотренным выше, являются нерекурсивные ЦФ (фильтры с конечной памятью или конечной импульсной характеристикой). Используемые в них элементы задержки основаны на цифровом принципе; они соединены последовательно и сьем напряжений производится с каждого отвода задержки. Поэтому они называются нерекурсивными, т. е. без циркуляции отсчетов.

Характеристики нерекурсивных ЦФ при большом числе разрядов, так же как и дискретных фильтров, зависят от коэффициентов передачи в отводах B_r и количества ячеек памяти. Их функционирование на первом этапе исследования описывается уравнением (6.5). Цифровой фильтр отличается от дискретного тем, что задержка на $t_{\text{об}}$, умножение на B_r и суммирование выполняются в цифровом вычислительном устройстве.

Основным положительным качеством нерекурсивных ЦФ является то, что с их использованием, так же как и в случае дискретных фильтров, могут быть получены разнообразные сочетания АЧХ и ФЧХ, в том числе согласованные фильтры для сложных сигналов.

Расчет частотных характеристик нерекурсивных ЦФ ведется по формулам, полученным для дискретных фильтров (6.8) и (6.9). В нерекурсивных ЦФ при их окончательной оценке на втором этапе исследования следует учитывать влияние ограниченного количества разрядов чисел. Это приводит к некоторым неизме-

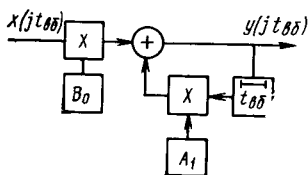


Рис. 6.33

нящимся во времени отклонениям характеристик и к появлению относительно небольших шумов усечения (округления) и квантования.

Основной недостаток нерекурсивных фильтров состоит в том, что для получения высококачественных характеристик, например для узкополосной фильтрации радиосигнала, необходимо иметь большое количество многоразрядных цифровых элементов памяти (триггеров), многоразрядных

цифровых умножителей и цифровой сумматор на большое количество входов и разрядов m . Поэтому нерекурсивные ЦФ используются ограниченно.

Рекурсивные цифровые фильтры. Фильтр, предполагающий цифровую реализацию, имеет особенности, которые позволяют осуществлять длительное накопление информации при ограниченном числе элементов памяти. Действительно, цифровые логические элементы обладают однонаправленным действием, что в принципе отличает их от аналоговых пассивных элементов. Тогда оказывается технически просто так организовать структуру ЦФ, который в этом случае называют рекурсивным, чтобы при вычислении текущего значения отклика $y(jt_{вб})$ использовались предшествующие значения отсчетов воздействия $x(jt_{вб} - rt_{вб})$ и отклика $y(jt_{вб} - lt_{вб})$, которые могут быть «записаны» в элементах памяти — триггерах. Разностное уравнение, описывающее рекурсивный фильтр, будет иметь вид [64]

$$y(jt_{вб}) = \sum_{l=1}^{l_n} A_l y(jt_{вб} - lt_{вб}) + \sum_{r=0}^{r_n} B_r x(jt_{вб} - rt_{вб}), \quad (6.48)$$

где j — номер отсчета момента времени, для которого рассматривается и берется воздействие; l — номер обратного «шага» отклика, подвергающегося совместной обработке; r — номер «шага» входного воздействия, подвергающегося совместной обработке; l_n — количество ячеек памяти, «запоминающих» значения отклика на выходе фильтра, разделенных интервалом $t_{вб}$; r_n — количество ячеек памяти, в которых записываются (запоминаются) значения входного воздействия, разделенные интервалом $t_{вб}$; $x(jt_{вб})$ — входное воздействие в j -е моменты времени; A_l — коэффициенты «участия» предшествующих значений отклика в формировании отклика в момент $jt_{вб}$; B_r — коэффициенты «участия» предшествующих значений воздействия в формировании отклика в момент $jt_{вб}$; n — количество тактов.

Фильтры, описываемые уравнением (6.48), называются рекурсивными потому, что использование предшествующих значений отклика $y(jt_{вб} - lt_{вб})$ при вычислении $y(jt_{вб})$ означает наличие обратной связи с задержкой и рекуррентное вычисление последующих значений отклика. Имеются методы вычисления коэффициентов A_l и B_r , исходя из требований к форме частотной характеристики, на которых не останавливаемся.

Простейший рекурсивный фильтр может содержать одну ячейку памяти с задержкой на $t_{вб}$. Тогда $l_n = 1$ и $r_n = 0$. При этом

$$y(jt_{вб}) = A_1 y(jt_{вб} - t_{вб}) + B_0 x(jt_{вб}). \quad (6.49)$$

Схема, соответствующая (6.49), приведена на рис. 6.33. При $A_1 > 1$ процесс будет неустойчивым (расходящимся), при $A_1 < 1$ — устойчивым (сходя-

дящимся) и накопление происходит длительное время, т. е. в течение значительного количества тактов, которое тем больше, чем ближе значение A_1 к единице.

Если взять такой случай, когда воздействует очень короткий импульс: $x(0)=1$, $x(t_{\text{вб}})=0$, $x(2t_{\text{вб}})=0$ и т. д., то отклик будет отображать импульсную характеристику фильтра. Используя (6.49), получаем при $j=0$ $y(0)=1 \cdot B_0$; при $j=1, 2$ и т. д.

$$y(t_{\text{вб}})=A_1 B_0; y(2t_{\text{вб}})=A_1^2 B_0; y(3t_{\text{вб}})=A_1^3 B_0 \text{ и т. д.} \quad (6.50)$$

Как видно, отклик продолжается бесконечно. Характер его изменения от значения j аналогичен дискретным отсчетам импульсной функции RC -фильтра. Можно сказать, что рекурсивный ЦФ при одном элементе памяти имеет свойства RC -фильтра.

Если рассматривать переходную функцию, когда воздействие имеет вид $x(jt_{\text{вб}})=1(jt_{\text{вб}})$, т. е. $x(0)=1$, $x(t_{\text{вб}})=1$, $x(2t_{\text{вб}})=1$ и т. д., то из (6.49) получим

$$y(0)=1B_0; y(t_{\text{вб}})=(1+A_1)B_0; y(2t_{\text{вб}})=(1+A_1+A_1^2)B_0; \\ y(3t_{\text{вб}})=(1+A_1^2+A_1^3)B_0, \text{ и т. д.} \quad (6.51)$$

Из (6.51) следует, что отклик вычисляется по рекурсивному правилу и наглядно виден эффект теоретически бесконечного накопления, так же как и в RC -фильтре. Например, при $A_1=0,9$ накопление прекращается, если $j=5$. Практически оно постепенно уменьшается при $j>5$.

Для условий, когда цифровой фильтр аналогичен RC -фильтру, например при постоянном времени фильтра $T_{\text{ф}}=0,1$ с, $t_{\text{вб}}=0,05$ с, можно показать, что $A_1=0,6$; $B_0=0,43$, и рассчитать значения отклика для $j=0, 1, 2, 3$ и т. д. Результаты расчета показаны штриховой линией на рис. 6.34 с учетом нормировки (кривая 1). Там же для сравнения показаны отклики на выходе аналогового фильтра (кривая 2) и нерекурсивного дискретного фильтра с четырьмя элементами памяти (кривая 3), рассмотренного в § 6.2, в котором коэффициенты в отводах выбраны так, чтобы получить отклик, наиболее близкий к отклику RC -фильтра. Из рисунка видно, что в нерекурсивном фильтре накопление прекращается на 4-м такте, а в рекурсивном и RC -фильтре продолжается бесконечно.

Влияние коэффициента A_1 сказывается в том, что отклик накапливается, приближаясь к единице. Это важно для упрощения реализации ЦФ, так как позволяет оперировать при вычислениях с числами, меньшими единицы.

Рекурсивные ЦФ могут быть полосовыми. Для простейшего полосового фильтра $l_n=2$, $r_n=0$ и уравнение имеет вид

$$y(jt_{\text{вб}})=A_1 y(jt_{\text{вб}}-t_{\text{вб}})+A_2 y(jt_{\text{вб}}-2t_{\text{вб}})+B_0 x(jt_{\text{вб}}). \quad (6.52)$$

Схема фильтра, соответствующего (6.52), представлена на рис. 6.35; коэффициент $A_2<1$ определяет полосу фильтра, а коэффициент A_1 , изменяясь от -2 до $+2$, совместно с $t_{\text{вб}}$ определяет среднюю частоту фильтра. Коэффициент B_0 необходим для нормировки, которая позволяет избежать переполнения регистров памяти и сумматоров.

Следует иметь в виду, что рекурсивные фильтры реализуются при значительно меньшем количестве умножителей и регистров задержки, чем нерекурсивные. Следовательно, они экономнее по массе и габаритам. В этом состоит их основное преимущество. Вместе с тем, они имеют меньшие возможности по реализации различных АЧХ и ФЧХ по сравнению с нерекурсивными.

специализированных БИС. При этом говорят, что он построен на схемной или «жесткой» логике. Он является вариантом цифрового вычислительного устройства (ЦВУ).

Основой ЦВУ, в том числе ЦФ, в общем случае является процессор, включающий операционное устройство (ОУ), основная часть которого есть арифметико-логическое устройство (АЛУ), выполняющее арифметические и логические операции, и устройство управления (УУ), которое координирует действия в ОУ и определяет их последовательность при обработке информации. Операционное устройство и УУ формируются из операционных элементов: счетчиков, регистров, сумматоров и др. В ОУ и УУ используется значительное количество ИС, причем при усложнении фильтра увеличивается количество перемножителей и элементов памяти (триггеров), а также усложняется сумматор, соответственно увеличивается количество регистров и других операционных элементов и, следовательно, возрастает масса и стоимость фильтра.

Преимуществом ЦФ, использующих ИС средней степени интеграции (СИС), является то, что ЦФ с разнообразными характеристиками, обладающие высокой стабильностью и точностью параметров, собираются на основе типовых микросхем. Высокая точность и стабильность характеристик таких фильтров определяются тем, что при изменении параметров логических (цифровых) микросхем в достаточно широких пределах их логические функции не нарушаются. На цифровых принципах могут быть основаны не только фильтры, но и другие части РЭА — демодуляторы, регуляторы и т. п. Тогда говорят о цифровой аппаратуре. По изложенным причинам цифровые фильтры и цифровая аппаратура на основе типовых СИС находят в РЭА применение при высоких требованиях к форме и стабильности характеристик.

При реализации ЦФ на БИС (СБИС) можно получить малые габариты и массу, но этим БИС свойственен принципиальный недостаток — они являются узкоспециализированными, непригодными для других целей. Выпуск БИС и СБИС малыми сериями экономически и организационно малоцелесообразен. Следовательно, ЦФ, основанные на схемной логике, не позволяют в полной мере использовать последние достижения микроэлектроники, так как ориентированы в основном на СИС.

Решая вопрос о применении ЦФ, следует иметь в виду, что в некоторых случаях факторами, определяющими ограниченное применение ЦФ в РЭА, являются быстродействие и, как следствие, ограничение по диапазону частот, в котором может действовать ЦФ. Основное влияние на быстродействие ЦФ оказывает быстродействие операционных элементов, т. е. время, затрачиваемое в каждом операционном элементе на выполнение элементарной операции. Применение СИС с высоким быстродействием позволяет обеспечить $f_{\max}$ до 10 МГц.

Особенности реализации фильтров на принципах программируемой логики. Развитие цифровых методов и микропроцессоров (МП) привело к формированию нового направления в создании РЭА, основанного на принципах программируемой логики или программной реализации цифровой аппаратуры.

Выше были рассмотрены вопросы, относящиеся к формированию цифровых алгоритмов функционирования фильтров и их реализации на принципах схемной логики. Цифровой алгоритм, реализованный с применением схемной логики на типовых СИС или специализированной БИС, предусматривает выполнение соответствующих вычислений за счет определенного электрического соединения логических элементов, т. е. по сути функционирование фильтра

определяется схемой соединения логических элементов, например И, ИЛИ, НЕ и др.

Но понятие схемы в этом случае отличается от характерного для аналоговой аппаратуры, где выполнение требуемых преобразований сигналов зависит от состава аналоговых элементов (L , C , R , транзисторов и т. п.) и схемы их соединения.

Известно, что самые различные вычисления могут организовываться и в универсальном процессоре по программе, записанной в памяти в соответствии с тем алгоритмом, который обеспечивает требуемые преобразования. Примером такого устройства могут быть ЭВМ. Но универсальные процессоры отличаются сложностью и не могут служить основой построения РЭА. Появление микропроцессоров и транзисторных БИС-памяти позволило обеспечить выполнение сложных и разнообразных преобразований (алгоритмов) при высокой точности и стабильности, а также приемлемых для РЭА габаритах и массе.

Микропроцессор — это процессор, выполненный по интегральной технологии в одном или нескольких корпусах БИС. Часто под термином «микропроцессор» понимают совокупность нескольких функционально законченных БИС, совместно составляющих микропроцессорный комплект (МПК). Основное преимущество МП состоит в том, что они выпускаются промышленностью миллионами, отличаясь компактностью, надежностью, малыми габаритами, низкой стоимостью, и позволяют реализовывать разные функции в РЭА. При высокой степени интеграции они обладают универсальностью применения, что не может быть достигнуто при обычных БИС и СБИС. Широкое применение МП для решения различных задач достигается за счет использования соответствующих программ, записанных в памяти, причем БИС-памяти также являются БИС массового выпуска.

Используя микропроцессор, можно создать микропроцессорное устройство (МПУ), входящее в состав РЭА и предназначенное для решения конкретных задач, т. е. для осуществления преобразований поступающей на вход МПУ информации. Они производятся по определенному алгоритму, записанному в постоянном запоминающем устройстве (ПЗУ), которое выполняет функции управляющей памяти. Конкретным примером такого устройства может служить цифровой фильтр. Известны МПУ, выполняющие функции автоматических регулировок, демодуляции и модуляции, распределения информации в РЭА и т. п. Таким образом, МПУ будем рассматривать как новую элементную базу, которая дополнила известную ранее (ИС, УФЭ, ЭРЭ и др.). Следует подчеркнуть, что использование этой элементной базы в принципе изменяет функционирование РЭА (программную реализацию), ее проектирование, производство и эксплуатацию.

Основными задачами проектирования МПУ являются составление программ (микропрограммы) и ее запись в ПЗУ. Составление и запись в ПЗУ программ (микропрограмм) — сложная и трудоемкая работа, затраты на которую обычно превышают стоимость МПУ. Основные ограничения, вызываемые универсальностью МП и использованием программируемой логики, связаны с значительным снижением быстродействия по сравнению со схемной логикой. При аналогичной технологии изготовления микросхем и прочих равных условиях быстродействие при программной реализации примерно в 5 ... 10 раз ниже, чем при «жесткой» (схемной) логике. При работе в широкой области частот ниже примерно 0,1 МГц эти ограничения МПУ не сказываются. Можно ожидать, что

совершенствование технологии позволит получить высшие частоты фильтров на МП порядка 1 МГц.

Из изложенного следует, что программная реализация аппаратуры и применение МП, в том числе в фильтрах, имеют большое значение, которое в будущем будет возрастать. При этом коренным образом изменяется характер проектирования, в том числе конструкторского. Большое значение приобретает правильное распределение в аппаратуре функций между аналоговыми устройствами, цифровыми на основе схемной логики и цифровыми программными микропроцессорными средствами.

6.7. РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ВЫБОРУ ФИЛЬТРОВ ПРИ КОНСТРУИРОВАНИИ РЭА

В настоящее время проблема фильтрации существенно усложнилась в связи с тем, что для обеспечения функционирования систем в условиях сильных помех все более и более широко применяются сложные сигналы, например фазоманипулированные и частотно-модулированные, сигналы с «прыгающей» частотой, многоканальные сигналы и т. д. Усложнение сигналов позволило значительно повысить помехоустойчивость, но привело к необходимости использовать для их приема сложных фильтров. В сложных фильтрах предъявляются неизмеримо более жесткие требования к точности и стабильности параметров элементов, из которых они формируются. Следовательно, усложнилась задача выбора фильтров при конструировании РЭА. Фильтры можно разделить на четыре группы [41]:

1) *LC*-фильтры, активные *RC*-фильтры, кварцевые (КФ) и электромеханические (ЭМ);

2) фильтры на ПАВ;

3) фильтры на ПЗС;

4) цифровые фильтры (ЦФ).

В табл. 6.5 даны основные особенности этих групп (типов) фильтров.

Таблица 6.5

Тип фильтра	Принцип действия	Технологические и экономические особенности	Ограничения
<i>LC</i> , активные <i>RC</i> , кварцевые, электро-механические На ПАВ	Электрический и механический резонансы Накопление дискретных упругих деформаций	Точная механическая обработка, ручная сборка Микроэлектронная технология	Потери, стабильность, габариты Габариты, размеры звукопровода
На ПЗС ЦФ	Накопление зарядов Цифровое накопление, применение ИС (БИС), микропроцессоров	То же "	Быстродействие "

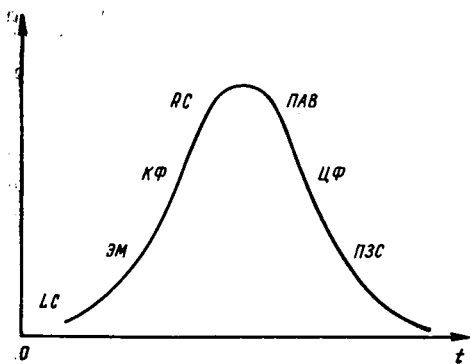


Рис. 6.36

При решении вопроса о применении в РЭА того или иного фильтра необходимо иметь в виду функциональные и конструкторско-экономические параметры. В качестве основных функциональных параметров можно рассматривать область рабочих частот фильтра и добротность. В оценке функциональных свойств большое значение имеет стабильность (температурный коэффициент частоты и коэффициент старения). В качестве основного конструкторско-технологического параметра следует рассматривать совместимость фильтров с ИС. Для наглядности сравнения фильтров в табл. 6.6 [39] приведены указанные выше параметры. Поскольку некоторые фильтры уже исчерпали свои возможности и по принципу действия, и по технологии, а некоторые находятся в процессе развития, можно наглядно отобразить кривую жизненного цикла фильтров (рис. 6.36) [41].

На основании изложенного можно сделать следующие выводы [41].

1. Микроэлектроника внесла коренные изменения в решение проблемы создания фильтров, значительно расширив их возможности и позволив улучшить их характеристики. Фильтры первого поколения, основанные на применении явления резонанса в LC-

При решении вопроса о применении в РЭА того или иного фильтра необходимо иметь в виду функциональные и конструкторско-экономические параметры. В качестве основных функциональных параметров можно рассматривать область рабочих частот фильтра и добротность. В оценке функциональных свойств большое значение имеет стабильность (температурный коэффициент частоты и коэффициент старения). В качестве основного конструкторско-технологического параметра следует рассматривать совместимость фильтров с ИС. Для наглядности сравнения фильтров в табл. 6.6 [39] приведены указанные выше параметры. Поскольку некоторые фильтры уже исчерпали свои возможности и по принципу действия, и по технологии, а некоторые находятся в процессе развития, можно наглядно отобразить кривую жизненного цикла фильтров (рис. 6.36) [41].

Таблица 6.6

Тип фильтра	$f_{\min}$, МГц	$f_{\max}$, МГц	Добротность Q	Температурный коэффициент частоты $\alpha_f \cdot 10^6$, 1/°C	Коэффициент старения $\beta_R \cdot 10^6$, 1/год	Совместимость с ИС	
						по конструкции	по технологии
LC (малогабаритные)	0,1	1000	5...150	100...300	50...150	Несовместимы	Несовместимы
Активные RC	0	12	2...200	80...200	20...150	Совместимы (частично)	Совместимы (частично)
Электромеханические	10^{-4}	1	$(4...80) \cdot 10^3$	5...50	5...10	Совместимы (частично)	Несовместимы
На ПЗС	$0,2 \cdot 10^{-3}$	20	2...200	50...100	50...100	Совместимы	Совместимы
Пьезокварцевые	10^{-4}	300	$(30...200) \times 10^3$	0,5...50	50...40	Несовместимы	Несовместимы
Пьезокерамические	$2 \cdot 10^{-4}$	30	$(0,3 \cdot 20) \times 10^3$	30...150	100...500	"	"
На ПАВ		2000	1...200	10...80	5...50	Совместимы	Совместимы
ПАВ-резонаторные	30	2000	$(2...20) \cdot 10^3$	0...70	2...80	"	"
Цифровые (ИС, БИС)	1	1	10^3	Очень высокий	Очень высокий	"	"

контурах и механических резонаторах, а также на использовании прецизионной механической обработки и сложной электрической сборки, неперспективны в силу ограниченности присущих им свойств. Следует ожидать, что они будут применяться при решении простейших задач фильтрации и при низких требованиях к параметрам. Все большее значение будут иметь фильтры, использующие ПАВ и ПЗС, а также цифровые.

2. Решения проблем фильтрации, связанных с развитием микроэлектроники, коренным образом изменили характер деятельности специалистов, работающих в области создания фильтров. Вместо специалистов в области электрических цепей и схем ведущее место должны получить специалисты в области физики, микропроцессоров и программирования.

3. Коренным образом изменился характер деятельности технологов и изготовителей фильтров. Вместо специалистов в области намотки, пропитки, прецизионной механической обработки кварцевых и металлических пластин главенствующее положение должны занять специалисты по технологии производства интегральных микросхем и функциональной микроэлектроники.

Глава 7. ЭЛЕМЕНТЫ ЗАПОМИНАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

7.1. ОПРЕДЕЛЕНИЯ, КЛАССИФИКАЦИЯ И ПАРАМЕТРЫ

Основные понятия и классификация. Элементы запоминающих устройств (ЗУ) — это элементы, из которых формируются запоминающие устройства. В ЗУ реализуется функция накопления, или запоминания информации (иногда говорят: функция «памяти»). Типичным примером аналогового ЗУ является бытовой магнитофон. Такие устройства в основном используются, когда требования к точности записи и хранению информации сравнительно невысокие. Основное применение в радиоэлектронной и в электронно-вычислительной аппаратуре имеют дискретные, или цифровые, ЗУ, которые позволяют обеспечить высокую точность записи информации и ее сохранность. Долгое время ЗУ имели значение только для ЭВМ, а в РЭА они встречались в специализированных ЭВМ как их составная часть. С развитием микропроцессоров и применением их в РЭА и в аппаратуре управления технологическими процессами роль ЗУ и их элементов коренным образом изменилась. Функции микропроцессорного устройства определяются программой, записанной в ЗУ. Поэтому, когда в РЭА используются микропроцессорные средства, например для фильтрации, определения места отказов и т. д., обязательно наличие ЗУ.

Поскольку физическое состояние элементов ЗУ, в которых записывается и хранится информация, может подвергаться значительным изменениям, то для обеспечения точности и стабильности записи во всех элементах ЗУ используются двоичные символы, т. е. ведется запись «0» или «1», которые соответствуют дискретным физическим состояниям элемента ЗУ. Классификация ЗУ проводится по нескольким признакам.

1. По физической сущности явлений, на основе которых в элементах ЗУ достигается запись и хранение информации: элементы, использующие принцип накопления электрического заряда конденсатора например, в приборах с зарядовой связью (ПЗС), основанные на принципе состояния или особенностей включения полупроводниковых элементов (транзисторов и диодов) и на принципе изменения состояния намагниченности элемента. Последние дополнительно разделяются на элементы ЗУ, в которых применяются тороидальные сердечники, магнитные носители в виде магнитных дисков и пленок и цилиндрические магнитные домены (ЦМД).

2. По функциональному назначению: внешняя память, управляющая память, буферная память и др.

3. По правилу считывания информации: с произвольным считыванием и записью и с последовательным считыванием и записью;

4. По особенностям записи и хранения информации во времени: оперативные ЗУ (ОЗУ), запись и считывания в котором производится многократно; постоянное ЗУ (ПЗУ), запись информации в котором осуществляется при изготовлении; перепрограммируемое ПЗУ (ППЗУ), в котором имеется возможность перепрограммирования самим потребителем.

Параметры и характеристики. Свойства ЗУ описываются следующими основными параметрами и характеристиками:

объемом памяти (информационная емкость) — сколько двоичных единиц (бит) может быть записано;

количеством разрядов, записываемых в памяти;

способом доступа к информации—произвольная или последовательная выборка;

временем выборки — общие затраты времени на выборку числа из ЗУ и на его перезапись, если она требуется (время выборки составляет от 50 нс до 1 мкс при произвольном доступе и от 100 мкс до нескольких секунд при последовательном доступе);

плотностью упаковки (бит/см³) — количество информации, приходящееся на единицу объема конструкции;

удельной потребляемой мощностью — мощность (мВт), расходуемая на 1 бит информации;

удельной стоимостью — затраты на 1 бит (обычно в копейках);

энергозависимостью — сохраняемость информации при отключении питания.

7.2. ФИЗИЧЕСКИЕ ЯВЛЕНИЯ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В ЭЛЕМЕНТАХ ЗАПОМИНАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Сердечники с прямоугольной (ППГ) и непрямоугольной (НПГ) петлями гистерезиса. Долгое время основным средством создания ЗУ являлись тороидальные магнитные сердечники с ППГ для ОЗУ и НПГ для ПЗУ. Определялось это тем, что полупроводниковые приборы, на которых могут быть созданы ЗУ, были сложными и дорогими элементами, магнитные пленки только начинали развиваться (к тому же они позволяли реализовывать ЗУ только с последовательной выборкой), а ПЗС не были еще известны.

Начнем рассмотрение физических явлений, используемых в элементах ЗУ, с магнитных явлений в материале с ППГ. Известно, что некоторые материалы, в первую очередь это относится к ферритам, имеют ППГ, т. е. при напряженности поля, начиная с определенного ее значения, происходит скачкообразное намагничивание сердечника, которое сохраняется и при отключении питания. Таким образом, в сердечнике записывается информация, например символ «1», которая может храниться сколь угодно долго. Для того, чтобы перевести сердечник в другое состояние намагничивания (с противоположным направлением поля), нужно, чтобы напряженность поля приобрела противоположный знак и определенное значение.

Кривая, показывающая изменение состояния намагничивания при ППГ, показана на рис. 7.1,а. При изменении намагничивания сердечника записывается другой информационный символ «0», который также хранится сколь угодно долго. Запоминающее устройство состоит из большого числа сердечников, в каждом из которых может быть записан 1 бит информации.

Трудности в создании элементов ЗУ такого типа состоят в выполнении обмоток, с помощью которых происходят запись информации (намагничивание сердечника) и ее считывание, т. е. выявление того, какое намагничивание имеет сердечник. Эта операция должна иметь четкую адресацию, запись информации должна вестись не в какой угодно, а в определенный сердечник, считывание,

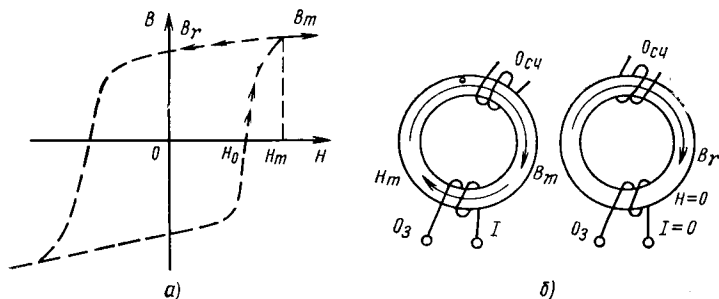


Рис. 7.1

т. е. выявление состояния сердечника, должно происходить из определенного сердечника в общей их совокупности.

Магнитные пленки и диски. Для запоминания информации используются магнитные пленки и диски. Подложку покрывают тонким слоем магнитного материала и путем намагничивания отдельных ее участков получают запись дискретной информации (символы): «1» — четко различимое намагничивание элемента поверхности, «0» — намагничивание, близкое к нулю, или намагничивание обратного знака. Аналогично осуществляется запись в магнитных дисках. В соответствии со структурой такого ЗУ запись информации обычно производится последовательно, как в обычном магнитофоне, и выборка или считывание записанной информации осуществляется тоже последовательно. Продолжением идей хранения информации в состоянии намагниченности является использование цилиндрических магнитных доменов (ЦМД). Однако принцип их работы сложен и будет рассмотрен в § 7.4.

Приборы с зарядовой связью. Для хранения информации может быть использован также эффект накопления электрических зарядов в конденсаторах. Основное ограничение использования электрических зарядов для хранения информации состоит в том, что в отличие от состояния намагниченности, которое может сохраняться длительное время, электрические заряды значительно более подвижны и в результате ничтожных утечек происходит их постепенное «стекание». Однако достижения физики и технологии позволяют в настоящее время значительно ослабить «стекание» зарядов и обеспечить их хранение в течение длительного времени.

Наиболее типичным примером элемента с накоплением заряда являются ПЗС. Напомним, что работа ПЗС основана на использовании МДП-конденсаторов, в которых определенное время могут храниться введенные заряды и имеется возможность передвижения зарядов по линейке таких МДП-конденсаторов. Если осуществлять запись в линейку ПЗС так, чтобы в некоторые такты вводился заряд, а в другие такты заряд не вводился (например, «1» — вводится заряд, «0» — заряд не вводится), то можно последовательно «0» или «1» записать и хранить все то время, в течение которого еще не происходит рекомбинация заряда с генерируемыми носителями противоположного знака вследствие теплового движения. Время, в течение которого может храниться двоичная информация в ПЗС, ограничено. При хранении двоичной информации можно допустить заметную потерю зарядов, но важно только, чтобы их значение превосходило заданный минимальный уровень.

Полупроводниковые элементы ЗУ. Записать информацию можно также в устройствах, использующих полупроводниковые приборы — транзисторы и диоды. На этом принципе можно создавать ПЗУ, ППЗУ и ОЗУ.

Для ОЗУ может быть использован потенциальный элемент типа триггера, который, как известно, имеет два устойчивых состоя-

ния. В одном состоянии на одном плече триггера, например левом, будет низкий потенциал, на другом, правом, — высокий. При изменении состояния на левом — высокий, а на правом — низкий. Если построить регистр из цепочки триггеров, установить все триггеры в одно состояние и соединить отводы с триггеров по определенному правилу, а именно: одни — с левого плеча, другие — с правого, то в зависимости от того, к какому плечу присоединен вывод, будет изменяться записанное в регистре число.

Такой регистр можно использовать по-другому: на счетный вход триггера подавать последовательность символов «0» и «1». С каждым тактом они будут передвигаться по регистру. Число может быть записано в регистр полностью, если количество разрядов в числе соответствует количеству триггеров. В такой регистр число может быть введено и параллельным методом, когда подачей внешних сигналов на каждый из триггеров они устанавливаются в определенное состояние, в котором отображается число с соответствующим количеством разрядов.

Триггер содержит как минимум два транзистора и ряд других элементов, поэтому использовать ЗУ в виде регистров при необходимости большого объема памяти можно не всегда. Значительно большие возможности в части реализации ЗУ с большим объемом памяти дает использование полупроводниковых элементов на другом принципе. Например, можно получить ПЗУ, если создать матрицу из системы взаимно перпендикулярных проводников, которые пересекаются в пространстве, но не контактируют. Если в точках пересечения поставить, например, диоды, то в точках, где они включены, создадутся условия для протекания тока, и на выходном проводнике будет низкое напряжение, что соответствует записи «0». Если в пересечениях диоды не включены, то условий для протекания тока нет. На выходе будет высокий уровень напряжения, что соответствует записи «1».

7.3. ЭЛЕМЕНТЫ ЗАПОМИНАЮЩИХ УСТРОЙСТВ НА ФЕРРИТОВЫХ СЕРДЕЧНИКАХ

Принцип действия ОЗУ на ферритовых сердечниках. Ферритовые элементы ЗУ могут быть использованы для создания как ОЗУ, так и ПЗУ. Физические эффекты, лежащие в основе работы этих элементов, разные, и требования к ним существенно различаются. Поэтому рассмотрим эти элементы поочередно, начиная с элементов, применяемых в ОЗУ.

Ферритовый сердечник, изготовленный из специальных марок феррита, имеет петлю гистерезиса, форма которой близка к прямоугольной. Если создать напряженность поля, пропуская импульс тока через обмотку записи O_z (рис. 7.1,б), намотанную на сердечник, то при достижении напряженности H_0 (рис. 7.1,а) сердечник быстро переходит в состояние насыщения с индукцией B_m .

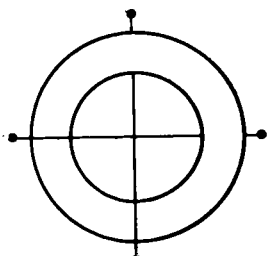


Рис. 7.2

После окончания действия импульса тока, например соответствующего записи «0», магнитная индукция несколько уменьшается (в реальном сердечнике до B_r). При повторном таком же импульсе тока, который уже вызвал намагничивание, соответствующее записи «0», состояние сердечника не изменится. При подаче импульса тока противоположного знака, соответствующего записи «1», произойдет перемагничивание сердечника. Если на сердечнике помимо обмотки, которая вызывает его перемагничивание, поместить другую самостоятельную обмотку считывания $O_{сч}$ (рис. 7.1,б), то в моменты перемагничивания из-за быстрого изменения поля в ней будет наводиться напряжение. Если в сердечнике была записана «1», то при подаче тока в обмотку O_z , соответствующего записи «0», на обмотке $O_{сч}$ появится напряжение (записана «1» и наблюдается перемагничивание). Если был записан «0», то при подаче тока в обмотку O_z , соответствующего записи «0», на обмотке $O_{сч}$ напряжения не будет (записан «0» и перемагничивание не наблюдается).

На практике для упрощения технологии изготовления обмотки не наматываются на сердечники. Их пронизывают («прошивают») проводами, как показано на рис. 7.2. Запоминающее устройство обычно состоит из большого числа сердечников и может находиться в трех состояниях: записи, хранения и считывания. Поскольку сердечников много, то требуется решить задачу адресации как при записи, так и при считывании [43].

Рассмотрим теперь, как реально происходит в ЗУ, состоящем из многих сердечников, запись информации в сердечник, выбранный по адресу. На рис. 7.3 показана система горизонтальных и вертикальных проводов, составляющих совместно секцию или плату. Назовем горизонтальные провода «строками», а верти-

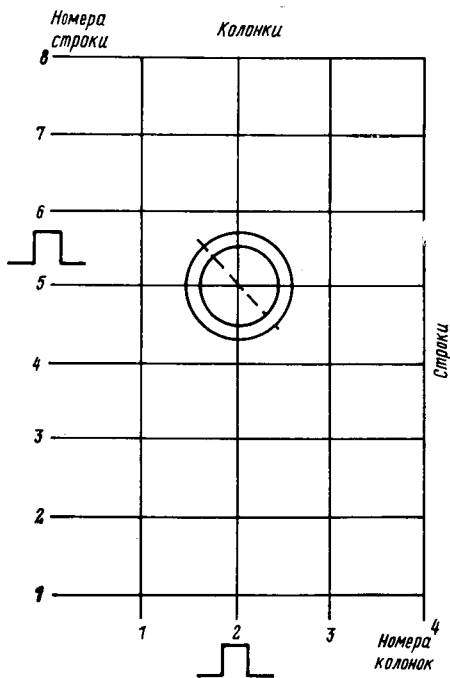


Рис. 7.3

кальные — «колонками». Для примера рассмотрим случай, когда строк восемь и колонок четыре. В каждом пересечении строк и колонок устанавливается сердечник. На рис. 7.3 для упрощения рисунка изображен только один сердечник. Сочетание горизонтальных и вертикальных проводов необходимо для адресации при записи и считывании. Горизонтальные и вертикальные провода, пронизывающие сердечник, играют роль обмоток, и ток, протекающий по проводам, создает магнитное поле, часть которого замыкается по сердечнику.

Предположим, что перед записью сердечник не был намагничен или в нем было создано поле, соответствующее записи «0». Если теперь на горизонтальный провод (строку), например пятый, подать импульс тока, недостаточный для намагничивания или перемагничивания сердечника («полуток»), знак которого соответствует записи «1», то изменения состояния сердечника не наступит. Если одновременно подать аналогичный импульс тока («полуток») на вертикальный провод, например второй, то можно так подобрать значения этих токов, чтобы напряженность поля была достаточна для намагничивания или перемагничивания сердечника. При этом будет записана «1». Если подать на те же строку и колонку два полутoka достаточной интенсивности, но такого знака, который соответствует записи «0», то в этом случае, если сердечник не был намагничен, он перейдет в состояние «0», а если был намагничен так, как это соответствует записи 0, то состояние его не изменится.

С учетом того, что считывание переводит сердечники в состояние, соответствующее записи «0», реально при записи «0» токи в строки и колонки могут не подаваться. Условимся считать, что если в проводах возбуждается ток положительного знака, то записывается информация в виде «1», если отрицательного, то записывается «0». Отметим, что на других пересечениях проводов также должны находиться сердечники, но ни один из них не перемагничивается и не намагничивается, так как только в одном из проводов будет протекать полуток [43].

Очевидно, что в таком устройстве может быть записано столько двоичных единиц, сколько имеется пересечений, каждое из которых содержит сердечник. В нашем примере емкость равна 32 бита или 32 одноразрядных числа. Практически обычно требуется записывать большее количество чисел. После записи чисел они могут храниться сколь угодно долго, при выключении питания состояние сердечников не изменяется.

Организация ЗУ, позволяющая записать большое количество многоразрядных чисел, может быть разной. Наиболее распространенная организация предполагает, что в каждой плате или секции, содержащей пересекающиеся провода, записывается один разряд числа, подлежащий запоминанию. Таких плат или секций должно быть столько, сколько разрядов в числе, которое подлежит записи. При этом в некоторых пересечениях могут быть записаны одинаковые числа, но они имеют разный смысл, так как

относятся к разным разрядам, и должны считываться самостоятельно в соответствии с их адресом.

Рассмотрим теперь считывание в одном разряде, т. е. в одной секции. Для считывания, как было пояснено раньше, должна быть предусмотрена отдельная обмотка. Реально это не обмотка, а третий провод, пронизывающий сердечник. Нужно, чтобы этот провод пронизывал все сердечники секций, так как при считывании может быть выбран любой сердечник секции. Этот провод показан штриховой линией на рис. 7.3. Считывание заключается в следующем: на провода строк и колонок, выбранных так, чтобы считать число («0» или «1»), записанное по определенному адресу, т. е. в конкретном сердечнике, подаются полутoki с таким знаком, как при записи «0». Если в данном сердечнике была записана «1», происходит перемагничивание сердечника и в проводе считывания появляется импульс тока. Если же в этом сердечнике был записан «0», т. е. его намагничивание имело другой знак, то подача отрицательных полutoков не изменит состояния сердечника и импульса тока в проводе считывания не будет.

Сердечники первоначально перед записью должны находиться только в состоянии «0» (записи обязательно предшествует считывание; после считывания в сердечниках записаны «0»).

Запись и считывание многоразрядного числа. Для объяснения того, как элементы используются в ЗУ, рассмотрим запись многоразрядного числа. Если производится запись многоразрядного числа, например 4-разрядного, то следует иметь четыре секции. При записи числа на горизонтальный провод (строку), который может быть общим для всех секций и который пронизывает сердечники, где в соответствии с адресом должно быть записано данное число, подается полutoк положительного знака, а на соответствующие вертикальные провода (колонки) в каждой секции подается положительный полutoк только в том случае, если в данном разряде записывается «1». Тогда при совпадении полutoков происходит перемагничивание сердечника, так как перед записью он находился в состоянии «0». Если в данном разряде по выбранному адресу записывается «0», то полutoк в соответствующую колонку не подается, перемагничивание не происходит и сердечник остается в таком состоянии, которое соответствует «0». Таким образом за один цикл записи записывается одно 4-разрядное число. Например, если число 1001 записывается в ячейку с адресом пятая строка и вторые колонки, то на пятую строку подается полutoк, который проходит через сердечники всех секций, а во вторые колонки поступают полutoки: в первую секцию подается положительный полutoк; во вторую и третью не подается, в четвертую поступает положительный полutoк.

Для того чтобы вызвать записанное число из памяти, т. е. произвести считывание 4-разрядного числа, необходимо подать на пятую строку и на вторые колонки всех четырех секций отрицательные полutoки. Поскольку записано число 1001, то в проводе считывания первой секции появится импульс тока, так как сер-

дечник перемагнитится; во второй и в третьей секциях импульс не появится, поскольку сердечники останутся в том же состоянии; в четвертой секции на выходе появится импульс тока, что соответствует «1». Вызванное из памяти число 1001 в параллельном коде с выходной шины, состоящей из четырех проводов, через усилители считывания подается в регистр считывания для использования в аппаратуре.

Импульсы полutoков, поступающие на горизонтальные и вертикальные провода строк и колонок, создаются в дешифраторах, на которые поступают кодовые комбинации — адреса. Ниже это будет рассмотрено для полупроводниковых БИС-памяти. Реально ЗУ обычно имеют большее число разрядов, чем в рассматриваемом примере, и больший объем памяти по каждому из разрядов, но принцип построения ЗУ остается.

Требования к элементам ЗУ. Запоминающие устройства на ферритовых сердечниках создают конструкторы. Поэтому, изучив принцип действия элементов ЗУ, отметим, какие вопросы возникают при их проектировании, и рассмотрим, какие требования при этом к ним предъявляются. При создании устройства ЗУ в целом необходимо решить много вопросов: организовать подачу в провода импульсов тока с разными знаками и определенными значениями, определить процедуру выбора сердечников по коду адреса, обеспечить усиление считанных импульсов, организовать управление записью и считыванием и др.

На этих вопросах останавливаться не будем, так как эта задача относится к конструированию и проектированию ЗУ. Нам необходимо определить, какие требования предъявляются к элементам ЗУ, исходя из основных параметров ЗУ, приведенных в § 7.1. К ним следует отнести: количество разрядов и записываемых чисел, время обращения к памяти, т. е. время, которое необходимо затратить на полный цикл считывания и регенерацию числа или запись нового (другими словами, быстродействие). Важно также обеспечить работу элементов ЗУ при различных внешних условиях, особенно при изменении температуры, во времени и при наличии механических нагрузок.

При увеличении объема памяти растет число сердечников, так как в ЗУ должно содержаться большое число секций (по числу разрядов) и каждая секция должна иметь много сердечников. Следовательно, увеличиваются габариты, масса и стоимость ЗУ. Увеличение числа сердечников может влиять на устойчивость работы устройства при механических воздействиях, так как на проводах будет нанизано много сердечников, а дополнительные крепления для них обычно не производят. Чтобы обеспечить минимальные габариты и массу, стремятся уменьшить размеры основного элемента конструкции — сердечника. Используются сердечники разных размеров, причем минимальные диаметры составляют 0,18 мм — внутренний и 0,3 мм — наружный. Дальнейшее уменьшение размеров сердечников практически трудно осуществить, так как каждый сердечник должен быть пронизан тремя проводами,

диаметры которых составляют примерно 0,05 мм. При минимальных размерах внутреннего и внешнего диаметров толщина сердечника может составлять примерно 0,06 мм. Дальнейшее уменьшение толщины может привести к резкому уменьшению механической прочности сердечника, к появлению трещин, которые нарушают работу ЗУ.

Увеличение объема памяти не только влияет на массогабаритные параметры устройства, но снижает быстродействие и уменьшает надежность, так как в ЗУ увеличиваются внутренние помехи, которые приводят к искажениям.

Для записи и считывания нельзя подать малые по длительности импульсы полutoков, так как длительность полutoков и время между импульсами ограничены сложными процессами намагничивания сердечника. Действительно, если рассматривать идеализированный случай, когда имеется проводник с током, перпендикулярный плоскости сердечника, то МДС, возникающая в разных точках сечения сердечника, будет зависеть от удаления этих точек от его центра:

$$H = I/2\pi x, \quad (7.1)$$

где H — напряженность магнитного поля; I — ток; x — координата сечения сердечников (рис. 7.4).

Так как внутренний d и внешний D диаметры сердечника заметно различаются, то магнитное поле достигает значения, достаточного для намагничивания всего сердечника при разных токах. Реально ток возрастает постепенно и намагничивание сердечника по слоям с разным удалением от центра сердечника тоже происходит постепенно.

Аналогично происходит и перемагничивание. Если бы ток мгновенно изменился в проводе, то в динамическом режиме работы сердечника эффект постепенного намагничивания по слоям не был бы значительным. Но ток нарастает медленно, так как чем больше объем памяти, тем больше сердечников, наннзанных на провод. Следовательно, при прочих равных условиях медленнее нарастает и спадает ток. Поэтому длительность импульса тока при записи должна быть согласована с динамическими процессами намагничивания сердечника и протеканием тока по цепи с индуктивностью. Быстродействие элементов ЗУ данного типа достигло уровня, который вряд ли существенно может повыситься [43].

Ограничения присущи и циклу считывания. Импульсы, получаемые в результате считывания, имеют растянутую длительность (рис. 7.5), так как происходят процессы замедленного нарастания тока в цепи с индуктивностью и постепенного перемагничивания по слоям.

Объем памяти существенно ограничен возникновением внутренних помех. Действительно, провод считывания, как было показано ранее, пронизывает все сердечники секции, в нем возникает один полезный импульс тока, если записана «1», и в

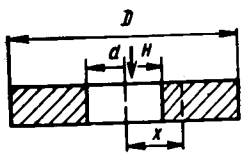


Рис. 7.4

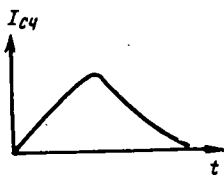


Рис. 7.5

одном сердечнике, избранном по адресу, происходит перемагничивание. Вместе с тем, некоторое изменение состояния намагничивания имеет место и в других сердечниках, наизинных на провода колонки и строки. Полутоки вызывают частичное изменение намагничивания из-за конечного значения коэффициента прямоуольности, так как отношение $B_r/B_m < 1$. В процессе считывания из-за частичного изменения намагничивания будет наводиться напряжение от многих сердечников, намного меньшее, чем от перемагничивающегося сердечника. Частичное изменение намагниченности наблюдается у многих сердечников, количество их тем больше, чем больше объем памяти. Эти напряжения, складываясь в проводе считывания, создают внутреннюю помеху. Для уменьшения ее действия нужно увеличивать коэффициент B_r/B_m ; он должен составлять не менее 0,9 ... 0,95. Существуют различные способы ослабления влияния этих помех с использованием стробирования и специальной последовательности прошивки сердечников проводом считывания [43].

Элементы ПЗУ на ферритовых сердечниках. Рассмотренные выше элементы ЗУ на ферритовых сердечниках с ППГ могут быть использованы не только в ОЗУ, но и в ПЗУ, так как намагниченность сердечника может сохраняться сколь угодно долго и не изменяться при отключении питания. Однако лучше, исходя из требований по массе, габаритам и стоимости, в ПЗУ использовать элементы ЗУ на магнитных сердечниках с непрямоугольной петлей гистерезиса. Более того, желательно, чтобы эта петля, как будет показано ниже, была выражена наиболее слабо.

На рис. 7.6 иллюстрируется принцип действия ПЗУ при четырех разрядах. На нем изображена линейка сердечников и обозначено: 1, 2, 3, 4 — обмотки и провода считывания (Пр. сч) 1-, 2-, 3- и 4-го разрядов; c1, c2, c3, c4 — сердечники; Пр. зап — провод запроса, для примера прошивающий сердечники c2 и c3 и проходящий мимо сердечников c1 и c4; H — напряженность магнитного поля, возбуждаемая током $I_{\text{зап}}$, протекающим по проводу запроса. В соответствии с рис. 7.6 записано четырехразрядное число 0110. Это значит, что при запросе, поступающем на провод запроса (Пр. зап), на выходе Пр. сч1 не должно быть сигнала, на Пр. сч2 и Пр. сч3 должна появиться «1» и на Пр. сч 4 сигнал должен отсутствовать («0»). Достигается это тем, что сердечники особым образом прошиты проводом

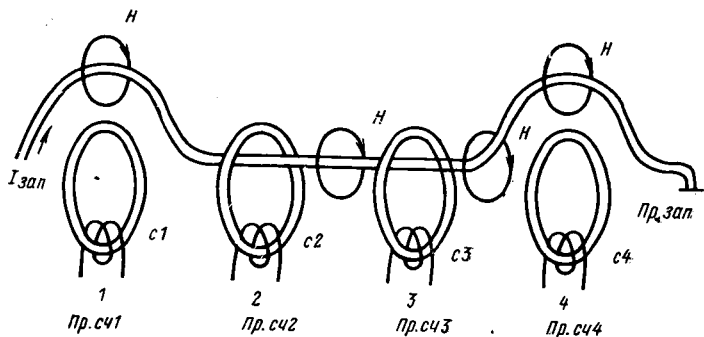


Рис. 7.6

(Пр. зап), по которому проходит импульс запроса. Если провести этот провод через отверстия всех сердечников, то на проводах считывания во всех разрядах появится импульс тока. Для работы такого элемента ЗУ не требуется ППГ, при которой в сердечнике может сохраняться намагниченность. Для того чтобы работа проходила нормально, намагничивание и размагничивание в сердечнике должны происходить без существенных остаточных явлений. Поэтому в ПЗУ применяются сердечники из специальных сортов феррита.

Рассмотрим, как на основе таких элементов можно создать ЗУ большой емкости. Для этого используют много линеек сердечников, пронизанных проводами, каждая из которых содержит число сердечников, соответствующее разрядности записанного числа. Чтобы увеличить количество записываемых чисел, можно в каждой линейке сердечники пронизать большим числом проводов запроса, каждый из которых будет в своей комбинации обходить или пронизывать сердечники. В некоторых случаях это количество проводов может достигать до 200 ... 300, причем размеры сердечников должны быть много больше, чем сердечников с ППГ. Они имеют обычно наружный диаметр до 10 мм. Прошивка линейки большим числом проводов нежелательна, поскольку приходится увеличивать размеры сердечника, что приводит при случайном расположении проводов по сечению сердечника к значительным колебаниям уровня считываемого сигнала. В некоторых случаях требуется создание ПЗУ на ферритовых сердечниках на большое число разрядов и слов. Тогда надо использовать несколько линеек и структура ЗУ будет иметь вид, приведенный на рис. 7.7, где $c1, c2, c3, c_n$ — сердечники (n сердечников).

Код адреса поступает на ЗУ и должен указывать ту линейку и тот провод в линейке, для которого нужно считать записанное число. Для этого от регистра адреса (РГА) импульс тока поступает на дешифратор ДШ линейки (k линеек) и затем на дешифратор строки (s строк). В результате действия дешифратора сигнал запроса подается только на один провод из

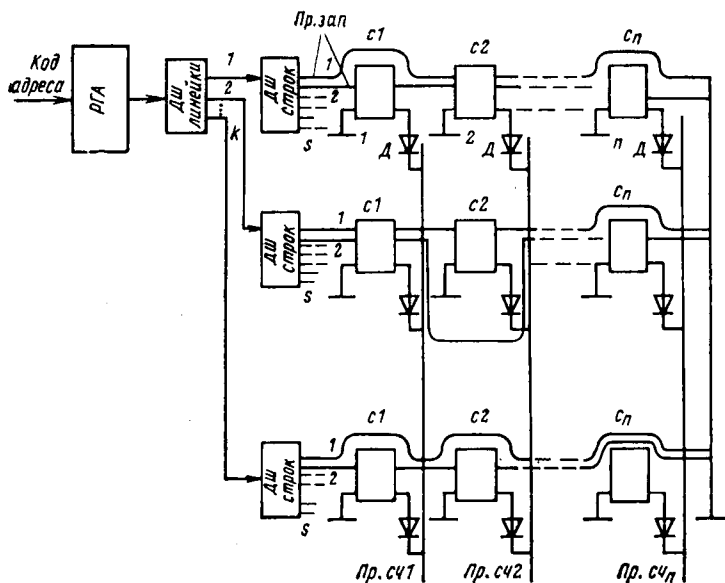


Рис. 7.7

всей системы. На выходах проводов считывания Пр. сч1, Пр. сч2, количество которых равно количеству разрядов записанного числа, появятся сигналы при записи «1» или отсутствуют сигналы при записи «0». Детекторы Д необходимы для того, чтобы обеспечивалось малое сопротивление прохождению считанного импульса с той линейки, в которой записано требуемое число, и имелось бы большое сопротивление для тока обратного направления. Это препятствует воздействию считанного импульса на другие линейки. Запись в такое устройство должна производиться при изготовлении ПЗУ. Всякая смена записи информации требует размонта ПЗУ и прошивки сердечников в другой последовательности. Это ограничивает применение ПЗУ на ферритовых сердечниках, хотя по удельным характеристикам (стоимости хранения одного бита, массе и габаритам на 1 бит) они несколько лучше, чем ОЗУ на ферритовых сердечниках. В настоящее время такие ПЗУ и ОЗУ применяются все меньше, но они имеют принципиальное преимущество перед другими ЗУ — устойчивы к действию радиации.

7.4. ЭЛЕМЕНТЫ ЗАПОМИНАЮЩИХ УСТРОЙСТВ НА ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ МАГНИТНЫХ ДОМЕНАХ

Физическая сущность цилиндрических магнитных доменов как динамической неоднородности. Цилиндрический магнитный домен (ЦМД) представляет собой локальную область (динамические

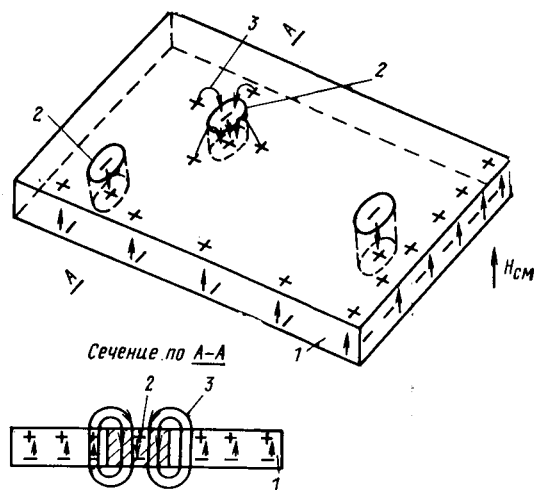


Рис. 7.8

неоднородности) в магнитной пленке с одноосной анизотропией, вектор намагниченности которых направлен противоположно вектору намагниченности пленки. Эта неоднородность динамическая, так как ее можно создавать, стирать и передвигать. Следовательно, ЗУ на ЦМД является устройством функциональной электроники. На рис. 7.8 1 — пленка; 2 — ЦМД; 3 — магнитное поле рассеяния ЦМД. В современных конструкциях ЦМД формируют в эпитаксиальных феррит-гранатовых пленках, выращенных на поверхности немагнитных гранатовых подложек [42].

Рассмотрим физические процессы, приводящие к появлению динамической неоднородности, т. е. к домену. При отсутствии внешнего подмагничивающего поля — поля смещения — в пленке существуют полосовые домены произвольной формы, разделенные доменными стенками (рис. 7.9, а); суммарные площади противоположно намагниченных доменов равны. Если подложку с феррит-гранатовой эпитаксиальной пленкой поместить во внешнее магнитное поле смещения $H_{см}$, направленное перпендикулярно ее поверхности, то доменные стенки смещаются. Полосовые домены, у которых вектор их намагниченности совпадает с направлением поля смещения, расширяются за счет сужения

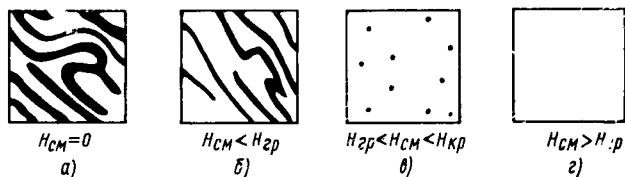


Рис. 7.9

доменов с противоположной намагниченностью (рис. 7.9,б). Дальнейшее увеличение $H_{см}$ приводит к разрыву полосовых доменов и образованию доменов цилиндрической формы (рис. 7.9,в). Обозначим это поле $H_{гр}$ — граничная напряженность поля. При дальнейшем росте $H_{см}$ диаметр ЦМД уменьшается. При некотором значении $H_{см} \geq H_{кр}$ ($H_{кр}$ — критическая напряженность поля) происходит исчезновение доменов, и пленка становится однородно намагниченной вдоль направления $H_{см}$ (рис. 7.9,г). В диапазоне магнитных полей от $H_{гр}$ до $H_{кр}$ диаметры ЦМД изменяются от $d_{\max}$ до $d_{\min}$. Рабочее поле смещения $H_{см.раб}$ ограничено: $H_{гр} < H_{см.раб} \leq H_{кр}$. Создается оно постоянными магнитами. Диаметр ЦМД 2,5 ... 10 мкм. Ширина доменной стенки примерно 0,1 мкм.

Интересно и важно то, что ЦМД обладает устойчивостью, если магнитное поле находится в определенных пределах. Он может сохраняться сколько угодно долго при $H_{гр} < H_{см.раб} \leq H_{кр}$ и может быть полностью стерт при превышении полем определенного значения, равного $H_{кр}$. Тогда магнитная пленка становится свободной от доменов. Важно также то, что практически исключено самопроизвольное возникновение доменов. Если повышением магнитного поля стереть все домены и вновь вернуть поле в рабочее состояние $H_{см.раб}$, домены возникнуть не могут. Для создания домена требуется локальное возбуждение сильного магнитного поля [42].

Использование доменов для ЗУ целесообразно потому, что они занимают очень мало места и устойчивы. Следовательно, потенциально их можно использовать для накопления информации в ЗУ, имеющем вид магнитной пленки, если создать организованную структуру доменов. При этом наличие домена в той или иной точке подложки можно трактовать как запись «1», а отсутствие домена — как запись «0». Однако эта потенциальная возможность накопления информации для своей реализации требует решения многих сложных задач.

Действительно, хаотическое расположение доменов, которое создается, если пленку ввести в магнитное поле при $H_{см.раб} > H_{гр}$, пока еще таких возможностей не дает. Но домены, хаотически рассеянные по пленке, могут быть уничтожены. Тогда пленка становится свободной для записи информации. Чтобы эту потенциальную возможность реализовать, необходимо: изготовить пленку, обладающую свойствами, позволяющими создавать доменную структуру; сделать возможным освобождение пленки от случайных доменов и затем подготовить ее к записи полезной информации; создать домены, обеспечив такое их расположение, когда каждой записываемой «1» соответствует специально сформированный домен, а каждому «0» — область пленки без доменов; осуществить организованное перемещение доменов по пленке по определенным траекториям, фиксацию их в определенном положении, обеспечив отсутствие взаимного наложения и взаимодействия; обеспечить извлечение записанной информа-

ции или считывание информации, т. е. получить возможность преобразования домена в электрический сигнал, который затем может быть использован в вычислительном устройстве.

Решение этих вопросов связано с физическими, технологическими и конструктивными трудностями. Однако оно представляет интерес, так как потенциально малые размеры доменов, возможность их независимого существования при расстояниях между центрами доменов, равных примерно трем диаметрам доменов, возможность создания подложек со сторонами порядка 10×10 мм из материалов, в которых формируются домены, позволяют уже в настоящее время на одной пленке хранить до 10^6 бит информации. Полезно начать рассмотрение этих вопросов с фиксации положения и организации перемещения ЦМД, так как, не решив эти задачи, нельзя переходить к другим.

Фиксация положения и организация перемещения ЦМД. Предположим, что домен создан, и рассмотрим вопрос о том, как он может быть зафиксирован и как организовать его перемещение.

Из изложенного видно, что «уничтожить» домен сложно. Это можно сделать только созданием сильного поля смещения, противоположного полю домена. Также трудно создать домен. Таким образом, домен — очень устойчивая структура, но осуществить его перемещение оказалось просто. Для этого достаточно в пленке, где находится сформированный домен, создать местную неравномерность в магнитном поле смещения. В этом случае домен, не разрушаясь, стремится переместиться в направлении минимальной интенсивности поля смещения. Он займет такое положение, при котором его энергия минимальна. Образно говоря, домен как бы сползает в магнитную «яму». Следовательно, чтобы фиксировать положение домена, обеспечить его перемещение к фиксированному положению, нужно получить на этом участке местное магнитное поле, противоположное полю смещения $H_{\text{см.раб}}$, т. е. сформировать местную неравномерность поля, обязательно такую, чтобы она затронула домен. Наибольшее распространение получили магнитостатические ловушки (МСЛ), формируемые на поверхности пленки с использованием тонких проводниковых или магнитных пленок. Принято называть эти пленки аппликациями.

Токовая аппликация имеет вид петли с размером, соизмеримым с доменом. При пропускании по аппликации тока, направленного так, что создаваемое поле противоположно полю $H_{\text{см.раб}}$ в пленке, содержащей домен, образуется область с меньшей напряженностью поля, чем $H_{\text{см.раб}}$, но большей, чем $H_{\text{гр}}$. Иначе домен, «спустившись» в МСЛ, будет переходить в полосовой. Этот процесс проиллюстрирован на рис. 7.10, где 1—6 — токовые аппликации, в которые поступает управляющий ток I_y в разные моменты времени; 7 — домен. Домен, находящийся под второй аппликацией, куда он перешел от первой аппликации, при подаче напряжения на третью аппликацию перейдет под

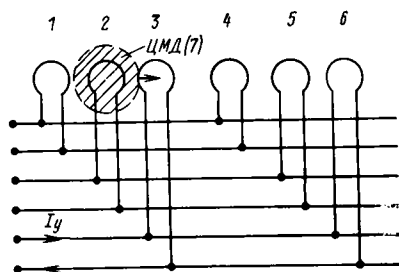


Рис. 7.10

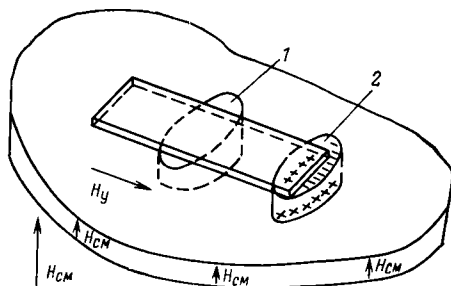


Рис. 7.11

нее. Аппликации могут составить линейку, по которой одновременно может продвигаться много доменов. Во избежание взаимодействия доменов они должны быть разделены аппликациями. Трехтактность требуется для того, чтобы домен не мог получить возвратного движения как в случае ПЗС. При необходимости осуществления обратного движения доменов, меняется последовательность подачи импульсов управляющего тока на аппликации.

Использование токовой аппликации требует напыления на поверхности пленки большого количества проводников, которыми оказывается занята значительная часть площадки пленки. Поэтому большее распространение получило использование магнитных аппликаций. На этом методе фиксации положения и организации перемещения доменов остановимся подробнее.

Рассмотрим пока один домен и предположим, что на поверхности пленки нанесена аппликация из тонкого слоя пермаллоя. Предположим, что домен находится в центре аппликации (рис. 7.11) — положение 1. Для того чтобы использовать аппликацию для создания МСЛ, по обмоткам электромагнитов пропускают ток, который создает магнитное поле H_y , направленное вдоль поверхности пленки. Это поле перпендикулярно полю H_{cm} . Существенных изменений в режим домена и пленки, где он сформирован, поле H_y не вносит. Но так как поле расположено в плоскости легкого намагничивания аппликации, то она намагничивается. При этом формируется внешнее поле аппликации, которое условно показано знаками $++$. Частично поле замыкается через воздух, а частично силовые линии поля аппликации, проникая внутрь пленки, замыкаются там. Это поле на одном конце аппликации противоположно H_{cm} , а на другом совпадает. Магнитное поле аппликации H_{app} показано на рис. 7.12. Очевидно, что под влиянием неравномерного магнитного поля домен сместится к одному краю аппликации, где ее поле будет направлено против поля H_{cm} и займет положение 2 (рис. 7.11). Сказанное иллюстрирует принцип взаимодействия домена с одной аппликацией [42].

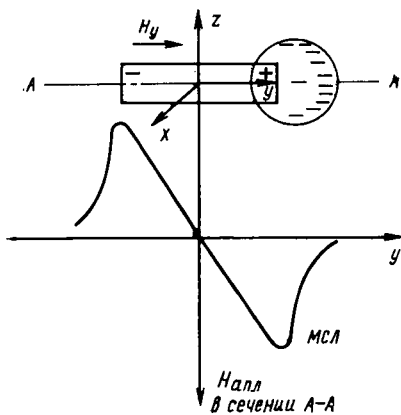


Рис. 7.12

Как подчеркивалось выше, необходимо обеспечить движение многих доменов по линейке, длина которой значительно больше, чем размеры доменов с тем, чтобы они могли продвигаться на расстояние, превышающее их диаметр в тысячи раз. Для этого должна быть создана система аппликаций, образующих линейку на поверхности пленки. Существует много различных форм и видов аппликаций. Для пояснения сущности их действия остановимся только на одном варианте аппликации, который изображен на рис. 7.13. Для того чтобы обеспечить перемещение доменов по линейке аппликаций, не-

обходимо вращать внешнее магнитное поле H_y так, как показано на рис. 7.13. Такого вращения можно добиться подачей токов, сдвинутых по фазе на 90° , на две управляющие катушки. Известно, что при этом создается вращающееся магнитное поле с периодом вращения, равным периоду тока. В верхней части рис. 7.13 показаны линейка и начальные положения двух доменов — ЦМД1 и ЦМД2.

Исходя из принципа действия аппликации, рассмотренного выше, очевидно, что при повороте магнитного поля на 90° , как это показано на второй строке рис. 7.13, домены подходят под правые концы Т-образных аппликаций. При очередном повороте поля на 90° домены будут захвачены простыми аппликациями. При следующем повороте они будут приняты следующими Т-образными аппликациями и при возврате поля в начальное положение займут устойчивое положение под следующими Т-образными аппликациями. Осуществляя многократное вращение поля, можно продвигать домен от одной секции (сочетание Т-образной и простой аппликаций) линейки к другой на всю длину пленки. При этом большое значение имеет частота тока, создающего вращающееся поле для продвижения доменов. Чем она выше, тем быстрее продвигается домен. Однако частота должна быть такой, чтобы он успевал перемещаться. Это зависит также и от интенсивности поля. Но интенсивность поля не может быть больше определенной величины, так как иначе домен станет неустойчивым. Частота ограничена тем, что домен затрачивает время на передвижение, причем путь, проходимый им, зависит от его размера, а размеры устойчивых доменов не могут быть меньше нескольких микрометров. Поэтому время, затраченное на перемещение из одной секции в другую, оказывается заметным, и частота вращения поля составляет примерно $0,5$ МГц [66].

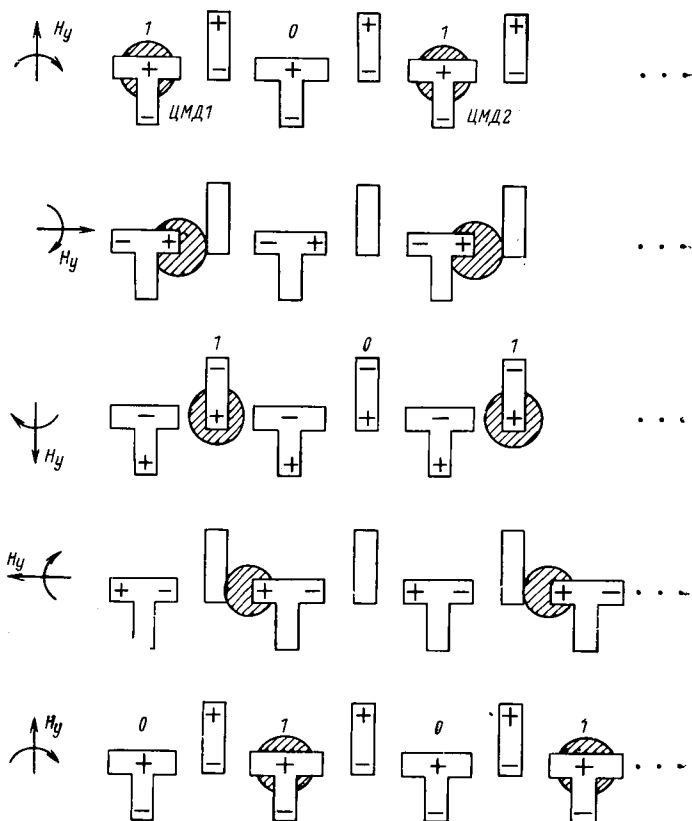


Рис. 7.13

Процесс продвижения доменов должен иметь место как при записи информации, так и при считывании. При записи, когда сообщение формирует домен (каждая «1» — один домен), он должен, продвигаясь по линейке, освобождать место для следующего домена. Если должен быть записан «0», то очередной домен не формируется, и условно можно говорить, что по линейке продвигается «отсутствие» домена. Такая процедура должна быть и при считывании, когда домены, продвигаясь поочередно, достигают детектора. Если был записан «0», т. е. не было домена в очередном такте, то детектор не вырабатывает сигнала. Если была записана «1», то сигнал на выходе будет.

Зарождение доменов. Локальное зарождение ЦМД производится под воздействием импульсов тока I_T , пропускаемых по токовой аппликации в виде петли из металлической пленки (рис. 7.14). На рис. 7.14: 1 — токовая аппликация; 2 — изолирующая пленка; 3 — ферритовая эпитаксиальная пленка; 4 — гранатовая подложка; 5 — ЦМД. Генерация ЦМД происходит

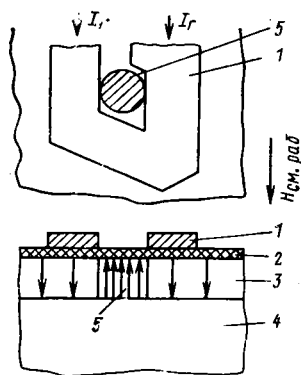


Рис. 7.14

В том случае, если импульсом тока будет создано локальное размагничивающее поле $H_{разм}$, значительно большее по модулю, чем $H_{см. раб}$, но имеющее знак, обратный этому полю. При этом область под аппликацией в пленке перемагничивается и образуется ЦМД с противоположной по отношению к $H_{см. раб}$ намагниченностью. Предполагается, что в области аппликации, используемой для зарождения доменов, предварительно домены стерты повышением $H_{см. раб}$ до уровня, несколько большего чем $H_{кр}$. Это необходимо для того, чтобы в пленке действовали только специально созданные домены. Если домен зародился, то записана «1», если не зародился, то «0».

Чаще зарождение домена, несущего информацию, достигается делением зародышевого домена. При этом предполагается, что предварительно все домены стерты, кроме одного, на основе которого генерируется информационный. Существует много методов генерирования доменов путем деления зародышевого. Рассмотрим один из них. На рис. 7.15,а изображены: 1 — токовая аппликация, по которой протекает ток удержания $I_{уд}$, создающий МСЛ, в которой находится зародышевый домен ЦМД_{зар}; 2 — расщепляющая аппликация, по которой протекает ток зарождения I_r и которая изолирована от аппликации токовой; 3, 4, 5 — магнитные аппликации, используемые для продвижения генерируемого домена ЦМД.

На рис. 7.15,б показан момент, когда по аппликации расщепления подан импульс тока. Импульс вызывает расщепление до-

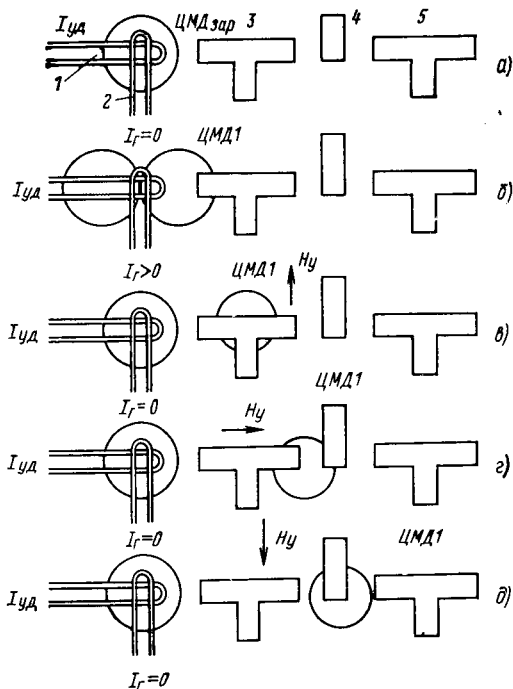


Рис. 7.15

мена. Направление тока должно быть такое, чтобы магнитное поле этой аппликации складывалось с рабочим полем смещения. Домен делится на два, и ЦМД, генерированный в соответствии со знаком управляющего поля, продвигается под левый выступ Т-образной аппликации. На рис. 7.15,в,г показано последовательное продвижение генерированного домена по линейке магнитных аппликаций. Изображения на рис. 7.15,б—д соответствуют первому — четвертому тактам. В четвертом также может зародиться новый домен, если подряд записываются «1» (при этом $I_T > 0$), или не зародиться, если нужно записать «0» (при этом $I_T = 0$). На рис. 7.15,д показан случай, когда записывается «0».

Таким образом, поступающая для записи последовательность «1» и «0» с помощью импульсов тока I_T создает новый домен, когда записывается «1» или не создает домен, когда записывается «0». Совокупность «1» и «0» постепенно продвигается по линейке.

Считывание информации, записанной в доменной структуре. После того, как информация записана в накопитель на ЦМД, она может там храниться сколь угодно долго, если сохраняется $H_{см,раб}$, что обычно не представляет трудностей, так как создается это поле постоянным магнитом.

Для считывания информации, т. е. для выявления доменов, расположенных вдоль линейки, необходимо начать их продвижение тем же методом, что и при записи. Затем домены следуют подвести последовательно к детектору, который должен определить, что в данном такте записано: «1» (есть домен) или «0» (нет домена). Существует много способов считывания. Используют эффект индукции, магниторезистивный эффект, эффект Холла и магнитооптический эффект Фарадея. Наиболее широкое применение нашли магниторезистивные детекторы. Работа детекторов (датчиков) основана на том, что под воздействием внешнего магнитного поля, которое присуще каждому домену, изменяется удельное сопротивление ρ магнитной резистивной пленки (аппликации), если домен подводится под нее.

Известно, что у некоторых магнитных материалов сопротивление зависит от напряженности магнитного поля, причем особенно сильно магнитное поле изменяет сопротивление тогда, когда магнитные силовые линии направлены перпендикулярно протеканию тока. Этот эффект используется в магниторезистивных детекторах, в которых осуществляется считывание информации, записанной в ЗУ на основе ЦМД. Принцип действия такого детектора показан на рис. 7.16, где: 1 — пермаллоевая пленка детектора шириной d ; 2 — проводники, соединяющие пермаллоевую пленку с цепью считывания; 3 — ЦМД, показанный в том положении, когда он наиболее существенно меняет сопротивление детектора; 4 — магнитные силовые линии поля $H_{см}$, создаваемого постоянным магнитом 5; 6 — магнитные силовые линии домена; 7 — феррит-гранатовая пленка, в которой находятся домены; 8 — подложка. Из рис. 7.16 видно, что благодаря высокой магнитной

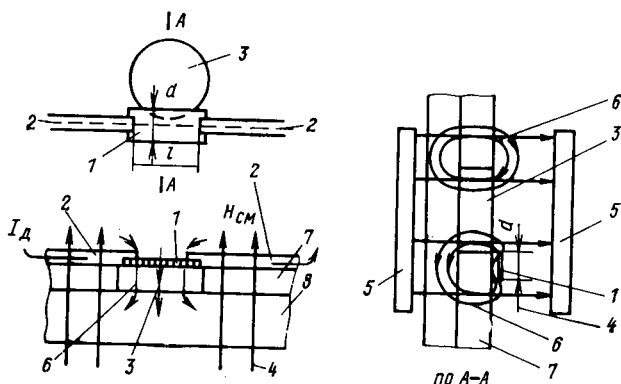


Рис. 7.16

проницаемости пермаллоевой пленки происходит втягивание силовых линий домена в сечение пленки. Это магнитное поле, пронизывая магнитную пленку, изменяет ее сопротивление. Если цепь, по которой протекает ток, поступающий в детектор, имеет сопротивление много большее, чем резистивная пленка детектора, то ток через детектор практически не изменяется. Но изменяется падение напряжения ΔU_d :

$$\Delta U_d = I_d \Delta R_d, \quad (7.2)$$

где $\Delta R_d = R_0 - R_m$; I_d — ток, протекающий по детектору; R_0 — сопротивление резистивной пленки детектора в отсутствии намагничивания; R_m — сопротивление резистивной пленки детектора при подмагничивании.

К сожалению, из-за малых размеров и ограниченной чувствительности пермаллоевой пленки к воздействию магнитного поля напряжение ΔU_d составляет несколько микровольт. С помощью параллельно расположенных аппликаций возможно более чем 100-кратное удлинение домена и соответствующее увеличение его поля рассеяния. Это дает возможность существенно повысить чувствительность детектора. Дифференциальное включение детекторов позволяет исключить влияние постоянной составляющей выходного напряжения и помех от вращающегося управляющего поля H_y .

Наиболее широкое применение ЦМД нашли в ЗУ, требующих высокой плотности размещения информации (более 10^6 бит/см²), малой потребляемой мощности (примерно 1 мкВт/бит), достаточно высокого быстродействия (частота $f_r \approx 0,5 \dots 1$ МГц), низкой стоимости, достаточно широкого диапазона рабочих температур ($-50 \dots +60^\circ\text{C}$).

Для доменных ЗУ с большой информационной емкостью характерна организация последовательно-параллельного типа, пример которой показан на рис. 7.17,а. Такие ЗУ имеют общий регистр ввода-вывода $РГ_{в-в}$ и группу регистров хранения $РГ_{хр}$. При записи информации генератором Γ генерируются ЦМД и

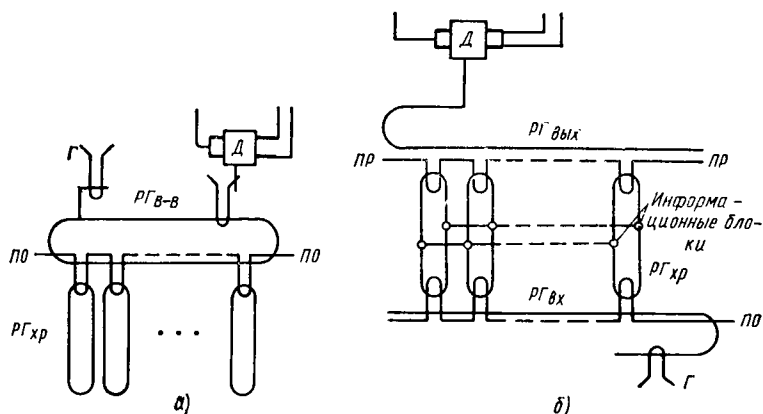


Рис. 7.17

последовательно записываются в $РГ_{в-в}$, а затем с помощью переключателя обмена $ПО$ переносятся в $РГ_{хр}$. При считывании, наоборот, информация из $РГ_{хр}$ переносится в $РГ_{в-в}$ и последовательно считывается в детекторе $Д$ без дублирования или с дублированием при необходимости сохранения информации. Недостатком данной организации ЗУ на ЦМД (рис. 7.17,а) является достаточно большое время циклов записи и считывания. Для повышения быстродействия таких ЗУ применяют отдельные регистры ввода $РГ_{вх}$ и вывода $РГ_{вых}$ информации. В ЗУ на ЦМД с помощью переключателя-репликатора $ПР$ информацию считывают без разрушения [42] (рис. 7.17,б).

Конструкция ЗУ на ЦМД. Устройство такого ЗУ видно из рис. 7.18, где 1 — ЦМД (примерно $1,2 \cdot 10^3$ нм); 2 — немагнитная гранатовая подложка (примерно $5 \cdot 10^5$ нм); 3 — магнитная пленка (примерно $1,5 \cdot 10^3$ нм); 4 — слой двуокиси кремния SiO_2 (при-

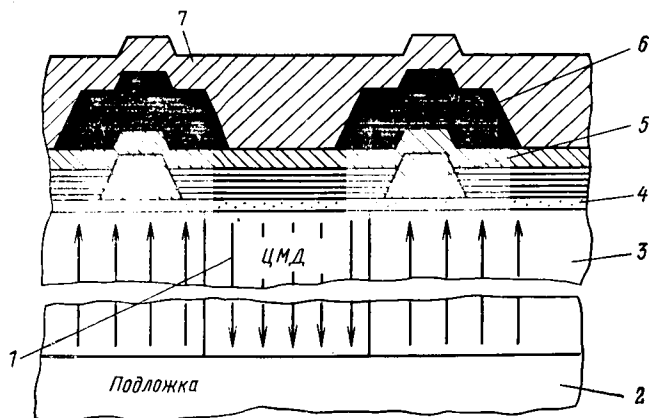


Рис. 7.18

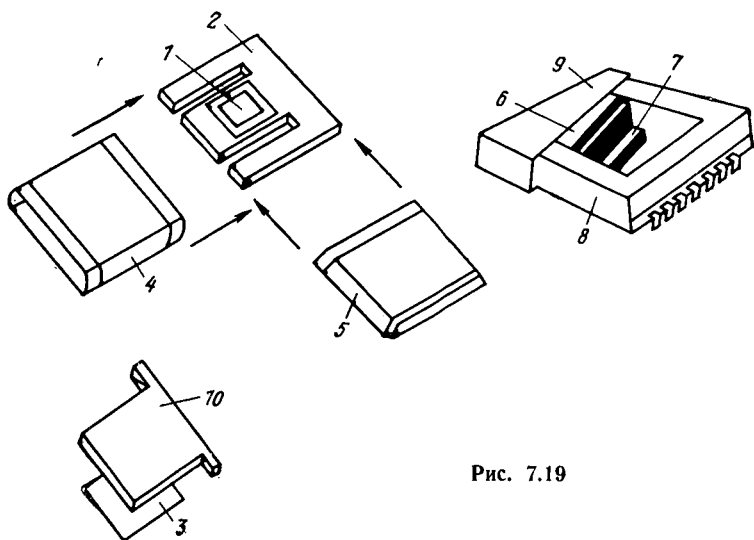


Рис. 7.19

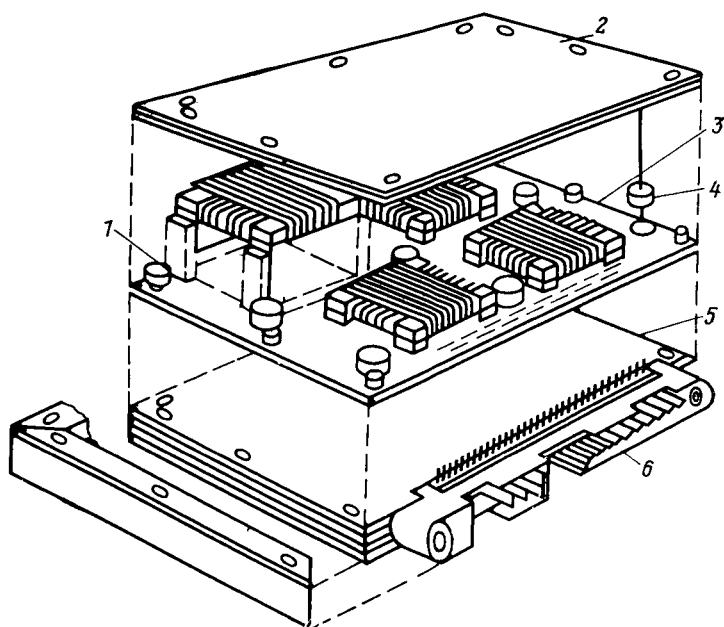


Рис. 7.20

мерно 50 нм); 5 — токовые шины (Al, Cu, примерно 250 нм); 6 — пермаллоевые аппликации (Ni, Fe, примерно 420 нм); 7 — защитный слой нитрида кремния. Конструкция микросборки ЗУ на ЦМД представлена на рис. 7.19, где 1 — магнитное основание; 2 — магнитная плата; 3 — экран; 4, 5 — ортогональные катушки для создания вращающегося магнитного поля; 6, 7 — постоянные магниты; 8 — корпус; 9 — магнитный экран; 10 — прокладка. Конструкция модуля ЗУ на ЦМД емкостью 10^8 битов показана на рис. 7.20, где 1 — печатная монтажная плата; 2 — верхний пермаллоевый экран; 3 — плата с пленками; 4 — постоянный магнит; 5 — промежуточный пермаллоевый экран; 6 — соединитель и нижнее пермаллоевое основание. Конструкция платы

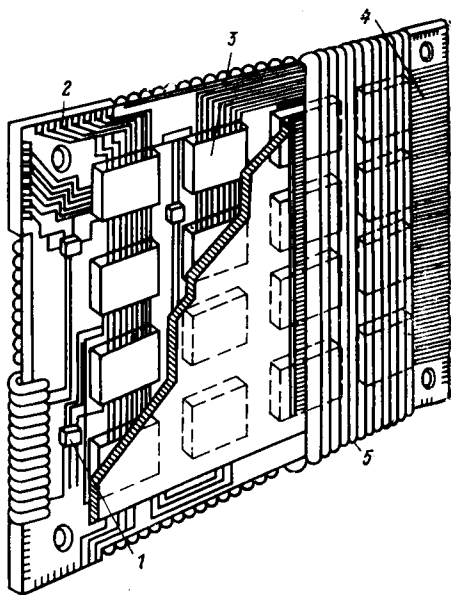


Рис. 7.21

ЗУ на ЦМД, рассчитанной на 16 кристаллов емкостью 10^5 битов каждый, приведена на рис. 7.21, где: 1 — предусилитель; 2 — контактная площадка; 3 — кристалл; 4 и 5 — управляющие катушки.

Перспективы развития элементов памяти на ЦМД. Большая плотность записи информации и относительно быстрое считывание делают ЗУ на ЦМД перспективными для использования в цифровых устройствах. Поскольку устройства на ЦМД только начали развиваться, следует ожидать большого прогресса в их параметрах. Можно выделить несколько направлений развития ЗУ на ЦМД.

1. Совершенствование структуры системы аппликаций, обеспечивающей зарождение, продвижение, расщепление и уничтожение доменов. Поскольку эти аппликации наносятся методами технологии микроэлектроники, то без усложнения технологического процесса можно осуществлять напыление токовых и магнитных аппликаций самой различной формы. Изложенный выше пример можно отнести к простейшей токовой и магнитной аппликациям. В настоящее время уже имеется много других структур аппликаций.

2. Значительное увеличение плотности размещения доменов на пленке. Можно достичь такой плотности, когда домены почти примыкают друг к другу, при этом для записи «0» и «1» можно использовать домены с различной намагниченностью.

3. Переход от внешних достаточно громоздких взаимоперпен-

Таблица 7.1

Параметр	Современное состояние	Ближайшая перспектива	Перспектива в будущем
Диаметр доменов, мкм	4...6	2...1	1
Информационная емкость отдельных плат, бит	10^8	10^7	10^7
Информационная емкость системы памяти, состоящей из многих плат, бит	10^7	10^9	10^{10}
Быстродействие, МГц	0,1...0,5	0,5...3	1...5
Удельная стоимость (д. е. — денежные единицы) на уровне системы, д. е/бит	0,3	0,04	0,03...0,01

дикулярных катушек, создающих вращающее магнитное поле, к токовым контурам, напыленным непосредственно на пленках с ЦМД.

Основные трудности широкого применения ЗУ на ЦМД связаны с технологией изготовления подложек и магнитных пленок. Перечень параметров ЗУ на ЦМД дан в табл. 7.1 [45, 46].

7.5. ЭЛЕМЕНТЫ ЗАПОМИНАЮЩИХ УСТРОЙСТВ НА ПРИБОРАХ С ЗАРЯДОВОЙ СВЯЗЬЮ

Принцип действия ЗУ на ПЗС. Если сложные системы ОЗУ (полупроводниковые), которые приспособлены к хранению большого количества информации, использовать нецелесообразно, находят применение ЗУ динамического типа с более простой организацией и меньшим объемом памяти. Наиболее характерным представителем таких элементов ЗУ являются приборы с зарядовой связью.

Принцип действия ПЗС был рассмотрен в гл. 6. Очевидно, что любая линейка ПЗС может быть использована как ЗУ на то количество бит, сколько ячеек она содержит. При применении ПЗС в качестве элементов ЗУ возникают те же проблемы, с которыми сталкиваются при их использовании для фильтрации, но в несколько другой форме. Ограниченное время существования информационного заряда в данном случае приводит к тому, что время хранения информации в памяти оказывается также ограниченным. Однако при использовании ПЗС как элемента ЗУ допустимая потеря заряда может быть значительно большей, чем в фильтрах, так как ЗУ предусматривает запись двоичной информации, т. е. «1» — заряд есть, «0» — заряда в соответствующей ячейке нет. Для того чтобы сохранить информацию на более длительное время, приходится осуществлять ее регенерацию, т. е. периодически выводить информацию из ПЗС,

Таблица 7.2

Параметры и их характеристики	ЗУ на ПЗС	ЗУ на ЦМД
Информация при отключении электропитания	Не сохраняется	Сохраняется
Скорость записи и считывания	5 Мбит/с	50 кбит/с
Среднее время выборки	300 мкс	2 мс
Дополнительные электронные устройства, специальные ИС	Формирователь синхронных импульсов	Усилитель считывания, генератор вращения управляющего поля
Время хранения	Ограниченное, необходимо использование регенерации	Длительное
Важнейшие характеристики	Высокая скорость считывания и записи	Очень большая емкость памяти

подвергать снятый сигнал усилению и вновь записывать в линейку ПЗС.

Скорость записи и считывания информации из ЗУ на ПЗС ограничена высшей тактовой частотой, которая допустима для обеспечения практически полного перехода заряда из одного элемента в другой. Как указывалось выше, эта частота составляет 1 ... 10 МГц.

Отметим некоторые особенности ЗУ на ПЗС. При использовании этого типа ЗУ информация может выводиться из накопителя только последовательно. Поэтому в отличие от ЗУ с произвольной выборкой для извлечения требуемой информации может понадобиться время от сотых долей микросекунд, если необходимая информация записана близко к выходу линейки, до сотен микросекунд, если она записана в начале линейки. Применительно к ЗУ на ПЗС говорят о среднем времени считывания информации, которое зависит от тактовой частоты и составляет примерно 300 мкс, т. е. считывание производится значительно быстрее, чем в ЗУ на ЦМД. В отличие от ЗУ на ферритовых сердечниках и ЦМД при отключении питания в ЗУ на ПЗС информация теряется. Однако высокая плотность записи и сравнительно низкая стоимость хранения 1 бита делают ЗУ на ПЗС перспективными.

Сравнение ЗУ на ПЗС и ЦМД приведено в табл. 7.2 [45].

7.6. КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ О ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ЭЛЕМЕНТАХ ЗАПОМИНАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Основные виды ЗУ. Выше были рассмотрены ЗУ на ферритовых сердечниках, ЦМД и ПЗС. Однако прежде чем рекомендовать эти элементы для применения в ЗУ аппаратуры, следует остановиться на полупроводниковых ЗУ.

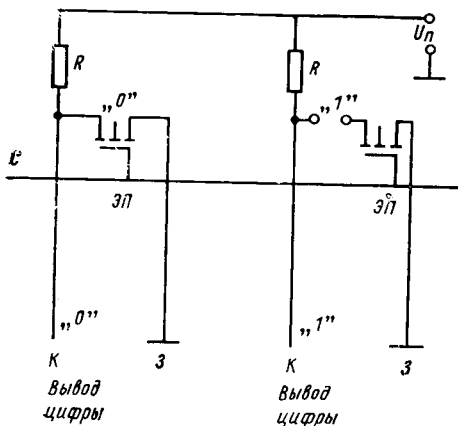


Рис. 7.22

Следует подчеркнуть, что в РЭА и ЭВМ требования к ЗУ существенно различаются. Остановимся только на ЗУ для РЭА, где они применяются в основном совместно с микропроцессорами для создания микропроцессорных устройств. Чаще всего применяются полупроводниковые ОЗУ, ПЗУ и ППЗУ. Запоминающие устройства на движущихся магнитных носителях используются большей частью в ЭВМ и здесь не рассматриваются.

Широкое применение в РЭА получили полупроводниковые элементы ЗУ на

биполярных и МДП-транзисторах из-за их высокой надежности, малых габаритов и массы, простоты реализации, произвольного считывания. Физический смысл их функционирования основан на статических неоднородностях в полупроводнике ($p-n$ переходы). Биполярные и МДП-транзисторы в ЗУ используются как коммутаторы (см. гл. 3) и в составе триггеров.

Остановимся на использовании МДП-транзисторов. Работа МДП-транзисторов в качестве коммутаторов рассмотрена в гл. 3. Для выяснения возможностей ЗУ на их основе остановимся только на особенностях и принципе действия ЗУ, что позволит выявить их основные свойства и сравнить с рассмотренными ранее элементами ЗУ, а также выработать рекомендации по применению их в РЭА.

Полупроводниковые элементы ПЗУ. Наиболее широкое применение из-за высокой плотности записи имеют элементы ПЗУ на МДП-транзисторах. Схема действия простейшего элемента ЗУ на МДП-транзисторах показана на рис. 7.22, где C — провод строки, по которому поступает сигнал запроса для считывания того, что записано в соответствующий элемент ЗУ или элементах памяти (ЭП); Z — провод заземления; K — провод колонки считывания. На рис. 7.22 в левом ЭП записан «0» и МДП-транзистор включен выводами сток-исток между проводами K и Z . В правом ЭП транзистор отключен, следовательно, записана «1». Количество строк (на рисунке они не показаны) соответствует количеству 2-разрядных чисел. Когда по проводу строки на затвор МДП-транзистора подается достаточное напряжение в МДП-транзисторе, как было рассмотрено в гл. 3, резко уменьшается сопротивление, напряжение источника питания U_n падает в основном на сопротивлении R , на выходе по проводу K подается «0». В правом ЭП, где транзистор не включен между проводами K и Z , подача напряжения по проводу C на затвор не изменяет режима колонки, напряжение питания проходит на выход, символизируя, что в этом элементе записана «1».

Обычно БИС-памяти изготавливают с транзисторами во всех точках, где мо-

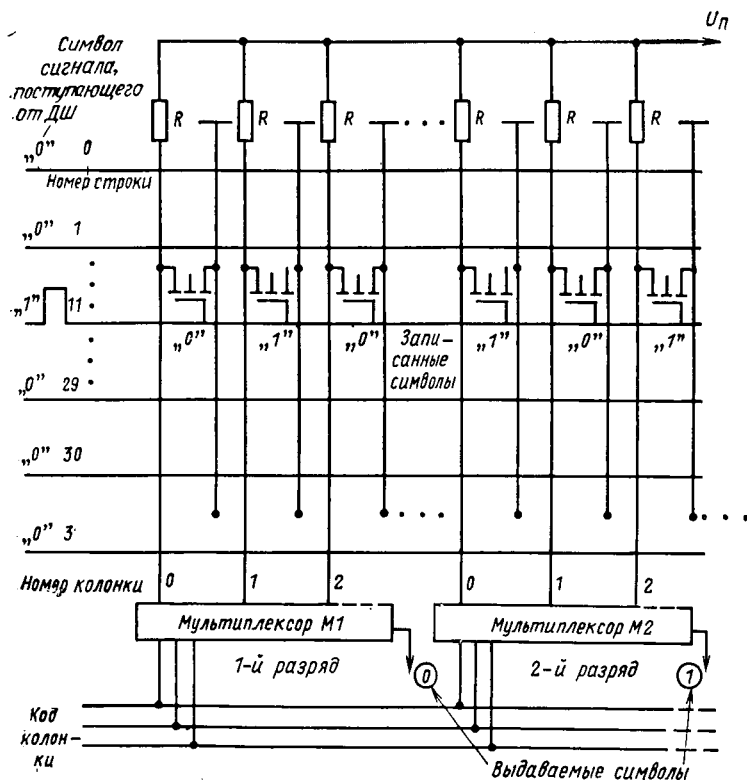


Рис. 7.24

тов ЗУ (ЭП) в БИС должны быть сформированы регистр адреса, дешифратор строк и четыре мультиплексора для выбора колонки.

Рассмотрим, как работает такая БИС-память. В РГА записывается код адреса (пять символов этого адреса подаются на дешифратор строк и три на мультиплексоры). На все колонки через сопротивление R подается напряжение источника питания U_n .

На рис. 7.23 показан код адреса 01011010. Это означает, что дешифратор строк выберет 11-ую строку (с учетом того, что есть нулевая строка), а в мультиплексорах будет выделяться каждая вторая колонка (с учетом того, что есть нулевая колонка). Пересечения этих строк и колонок показаны символами ЭП, в качестве которых используются включенные (или не включенные) транзисторы. Предположим, что в этих ЭП было записано число 0110. Тогда на выходах мультиплексоров вырабатывается число 0110.

Для лучшего уяснения функционирования элементов полупроводниковой ПЗУ на рис. 7.24 представлена более подробная схема, в которой показаны ЭП (МДП-транзисторы) и их включение на пересечении строк и колонок. На ней изображены только строки 0, 1, 11, 29, 30, 31, 32 и колонки 0, 1, 2. Для того чтобы избежать перегрузки рисунка, строки и колонки даны только для двух разрядов (первого и второго) из четырех, имеющих на рис. 7.23.

Для 11-й строки показано включение элементов памяти — МДП-транзисторов. Поскольку в нулевой и второй колонках 1-го разряда и первой колонке 2-го разряда транзисторы подключены между проводами колонок и земли, то в этих ЭП записаны «0». В первой колонке 1-го разряда, а также нулевой и второй колонках 2-го разряда перемычки выжжены. Транзисторы не включены и записаны «1». Мультиплексоры *M1* и *M2* (1-го и 2-го разряда) из 8 символов, поступающих с колонок, выберут в соответствии с кодом адреса (кодом колонки) и пропустят на выход сигналы второй колонки, где записаны «0» в первом разделе и «1» во втором [46].

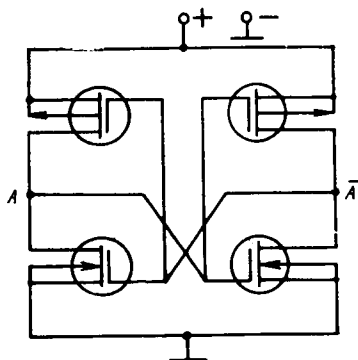


Рис. 7.25

Важным преимуществом полупроводниковых ПЗУ является то, что заложенная в них информация сохраняется сколь угодно долго, независимо от подачи питания, а также то, что ЭП и все остальные части БИС изготавливаются по единой технологии. Обычно накопитель занимает около 70 % поверхности кристалла, а остальную поверхность занимают *РГА*, *ДШ*, *M1—M4*. Поскольку плотность МДП-транзисторов может быть очень высокой, БИС-памяти на МДП-транзисторах оказывается компактной, дешевой и уступает БИС-памяти на биполярных транзисторах только по быстродействию, при значительном выигрыше в объеме памяти.

Элементы полупроводниковых ОЗУ на МДП-транзисторах. В качестве элементов ЗУ такого типа используются МДП-транзисторы, но их функционирование в ОЗУ должно быть в принципе другим, в сравнении с ПЗУ, так как необходимо иметь возможность не только извлекать (считывать) информацию, записанную заранее в накопителе, но и быстро оперативно менять ее, записывая новую. Основой элемента памяти ОЗУ является триггерная структура на МДП-транзисторах *n*- и *p*-типа.

На рис. 7.25 показана триггерная структура, образованная двумя парами транзисторов, включенными по схеме инверторов. Если подать на такой триггер напряжение питания, то он будет устойчиво находиться в одном из двух положений: первое, когда в точке *A* высокий потенциал, а в точке $\bar{A}$ низкий, второе — наоборот. Задача записи состоит в том, чтобы подачей импульсов напряжения поставить триггер в заданное устойчивое состояние. Рассмотрим принцип действия такого элемента.

Будем считать, что если в точке *A* высокий потенциал, то в ЭП записана «1», а если низкий потенциал, то «0». Задача считывания состоит в том, чтобы выявить, какой потенциал присутствует в точках *A* и $\bar{A}$. Если осуществляется запись, то независимо от того, что было записано в триггере, подачей соответствующих напряжений в точки *A* и $\bar{A}$ триггер должен быть приведен в требуемое состояние в зависимости от того, что записывается «1» или «0».

Необходимо рассмотреть метод подачи соответствующего напряжения при записи в точки *A* или $\bar{A}$ и выявления того, какой потенциал в них записан при считывании. Для этого удобнее начать с общей схемы ОЗУ. Предположим, что ОЗУ имеет емкость 256 бит и организацию 256×1 (в одной БИС один разряд). При необходимости записи в ОЗУ многоразрядного числа следует использовать

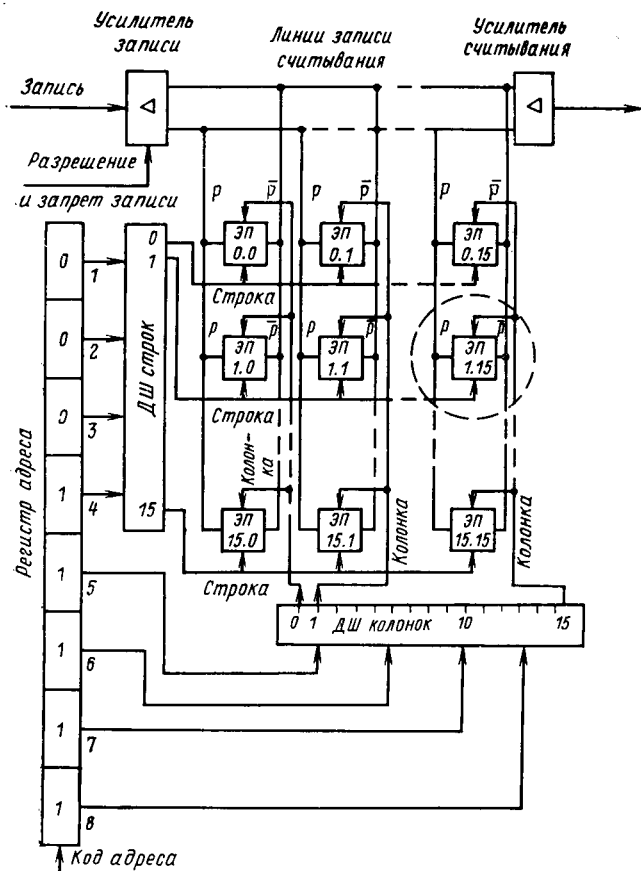


Рис. 7.26

соответствующее количество БИС. На рис. 7.26 показан накопитель информации, состоящий из элементов памяти (ЭП), представляющих собой триггерные структуры с элементами коммутации, с помощью которых производится считывание и запись информации. На рис. 7.26 точки А и $\bar{A}$ не показаны; они, а также коммутаторы находятся внутри ЭП (рис. 7.27). На рис. 7.26 показаны ЭП нулевой, первой и 15-й колонок для нулевой, первой и 15-й строк. Управление накопителем осуществляется путем подачи напряжения от регистра адреса через дешифраторы в провода строк и колонок. В данном случае регистр адреса должен содержать восемь разрядов, куда записываются восемь символов кода адреса: четыре символа строк и четыре символа колонок, так как $256=2^8$. С четырех разрядов регистра адреса сигналы поступают на дешифратор строк, который имеет выходы от нулевой до 15-й строки, с остальных четырех разрядов регистра — на дешифратор колонок, который также имеет выходы от нулевой до 15-й колонки. Управление записью и считыванием осуществляется с помощью подключения элементов ЗУ, в которых содержатся не показанные на рис. 7.26 элементы коммутации.

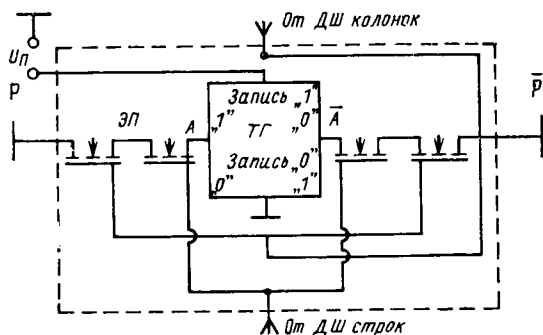


Рис. 7.27

Предположим, что код адреса 00011111. Это означает, что код строк имеет вид 0001, т. е. дешифратор строк выберет первую строку; код колонок имеет вид 1111, т. е. дешифратор колонок выберет 15-ую колонку. Следовательно, при таком адресе будет избран ЭП, обведенный штриховой линией на рис. 7.26. Теперь можно или считывать то, что записано в этом элементе, или записывать в него.

Для этого необходимо при записи подать сочетание напряжений на точки P и $\bar{P}$ элемента памяти, соответствующего адресу. Эти точки должны быть коммутаторами связаны в ЭП с точками A и $\bar{A}$ на триггере. Для считывания необходимо выявить сочетание напряжений в точках A и $\bar{A}$, хранящихся в триггере. Для осуществления этой коммутации выходы P и $\bar{P}$ всех ЭП присоединяются к линии записи — считывания, на выходе которой включается усилитель считывания, когда ведется считывание, и усилитель записи, когда ведется запись. Необходимо обеспечить, чтобы у избранного согласно адресу ЭП на выход P было бы подано напряжение с точки A триггера, а на выход $\bar{P}$ подано напряжение сигнала с точки $\bar{A}$. При записи усилитель записи открывается и из внешней цепи поступает сигнал «1» или «0», который должен быть записан. При этом все ЭП, кроме одного, который выбран в соответствии с кодом адреса, под действием имеющихся в них коммутаторов должны быть отключены. При считывании подача сигнала через усилитель записи запрещается и линии записи — считывания действуют совместно с усилителем считывания.

После того, как выявлена общая схема взаимодействия адресации записи и считывания в ОЗУ, необходимо рассмотреть вопрос о том, как в избранном согласно адресу ЭП соединяются точки P с A и $\bar{P}$ с $\bar{A}$. Выполнение этой операции поясняет рис. 7.27, из которого видно, что точки A , P и $\bar{A}$, $\bar{P}$ соединяются через последовательно включенные два МДП-транзистора. На затворы подаются напряжения от дешифраторов колонок и строк. При подаче напряжения на затвор транзистор переходит в состояние проводимости между стоком и истоком. Одновременно два последовательно соединенных транзистора открываются только в ЭП, избранном по коду адреса, и только в этом ЭП потенциалы точек A и P , а также $\bar{A}$ и $\bar{P}$ будут выравниваться. Во всех других ЭП открывается один из транзисторов. Следовательно, все другие ЭП остаются отключенными и для считывания, и для записи. Поскольку триггер может находиться в одном из двух устойчивых состояний и переходить из одного состояния в другое под воздействием подаваемых извне сигналов, то такое ЗУ относится к разряду статиче-

ских. Положительным для ЗУ такого типа является то, что как накопитель, содержащий триггеры, так и остальные части БИС-памяти выполняются в едином технологическом процессе. Поскольку МДП-структуры обладают высокой плотностью размещения, на кристалле ограниченных размеров может быть создано ЗУ на большое число битов. Однако сам ЭП в этом случае более сложен, чем в ПЗУ. Он содержит восемь транзисторов разного типа (n и p) вместо двух в ПЗУ. Поэтому плотность записи в ОЗУ существенно меньше, чем в ПЗУ, и при ограниченных размерах кристалла объем памяти ОЗУ меньше, чем ПЗУ. Кроме того, записанная информация при отключении питания будет теряться. Поэтому БИС-памяти ОЗУ и ПЗУ применяются для разных целей, в том числе и в микропроцессорных устройствах. В полупроводниковых ПЗУ записываются программы и константы, используемые при вычислении в МПУ, а ОЗУ применяются в качестве оперативной памяти для записи промежуточных результатов вычислений, для взаимодействия с внешними устройствами и других аналогичных целей [46].

Следует отметить, что полупроводниковые ОЗУ обладают высокими показателями объема памяти, габаритов, потребляемой мощности, стоимости, и поэтому широко применяются в РЭА.

7.7. РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ПРИМЕНЕНИЮ В РЭА ЗАПОМИНАЮЩИХ УСТРОЙСТВ НА РАЗЛИЧНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ

Для формулирования рекомендаций по применению различных ЗУ полезно рассмотреть обобщенные данные основных свойств ЗУ на различных элементах. Важные особенности ЗУ связаны с временем выборки и стоимостью хранения 1 бит, так как это и параметры определяют свойства, необходимые для потребителя. Зависимость стоимости хранения информации от времени выборки показана на рис. 7.28. На нем по горизонтали отложено время выборки в логарифмическом масштабе, по вертикали — стоимость хранения 1 бит (денежные единицы на бит) в логарифмическом масштабе. Из рис. 7.28 видно, что ЗУ с быстрым обращением, которое необходимо для применения в микропроцессорных устройствах, целесообразно строить на основе полупроводниковых элементов ЗУ. Внешнюю память, характерную для ЭВМ с большим объемом хранения информации, для обеспечения допустимой стоимости ЗУ следует организовывать на магнит-

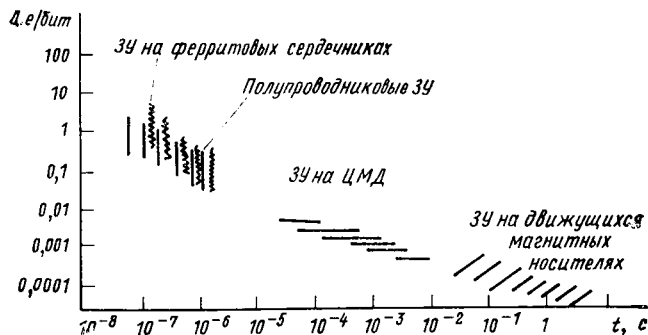


Рис. 7.28

Таблица 7.3

Тип ЗУ	Энергоза- висимость	Нали- чие ме- хани- ческих узлов	Способ до- ступа к ин- формации	Время выбор- ки, мкс	Типовая ем- кость, бит	Удельная стоимость на системном уровне, д. е./бит
Полупроводниковые ТТЛ:						
ОЗУ	Да	Нет	Произволь- ный	0,06	$10^4 \dots 10^5$	0,3
ПЗУ	Нет	"	"	—	$10^4 \dots 10^6$	—
Полупроводниковые МДП:						
ОЗУ	Да	"	"	0,3	$10^4 \dots 10^6$	—
ПЗУ	Нет	"	"	—	$10^5 \dots 10^7$	0,1
На ферритовых сер- дечниках	Нет	"	"	0,4	$10^5 \dots 10^6$	0,7
На ПЗС	Да	Нет	Последова- тельный	300	$10^4 \dots 10^7$	0,25
На ЦМД	Нет	"	"	$2 \cdot 10^8$	$10^6 \dots 10^8$	0,05...0,3
Кассетные	"	Да	"	10^7	$10^6 \dots 10^8$	0,04
На магнитных дисках	"	"	"	10^5	$10^7 \dots 5 \cdot 10^9$	0,0025
На магнитных лентах	"	"	"	$2 \cdot 10^7$	$10^8 \dots 10^{10}$	0,0001

ных пленках и дисках. Промежуточное положение занимает ЗУ на ЦМД. Основные свойства ЗУ на разных ЭП представлены в табл. 7.3.

Проанализировав данные табл. 7.3 и рис. 7.28, можно сделать следующий вывод. При применении микропроцессоров в РЭА наиболее целесообразно использовать ЗУ (ОЗУ, ПЗУ) на полупроводниковых БИС-памяти. Запоминающие устройства на ферритовых сердечниках хотя и близки к полупроводниковым ЗУ по времени извлечения информации, однако, по стоимости хранения уступают им. Технология изготовления ЗУ на ферритовых сердечниках отличается от технологии микроэлектроники, предусматривает использование ручного, сложно автоматизируемого труда. В перспективе удельная стоимость полупроводниковых БИС-памяти будет уменьшаться, так как в них используется технология микроэлектроники. Преимуществом ЗУ на ферритовых сердечниках является их устойчивость к радиационному воздействию. При конструировании РЭА с большим объемом памяти целесообразно применять запоминающие устройства на ЦМД и ПЗС.

Для получения полной картины о свойствах всех элементов, входящих в конструкцию ЗУ на рис. 7.28 и в табл. 7.3 приведены основные данные для ЗУ на движущихся магнитных носителях, которые здесь не рассматриваются.

8.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ЭЛЕМЕНТОВ ИНДИКАЦИИ

Системы и устройства отображения информации. В современных радиотехнических системах широко используются различной сложности системы отображения информации (СОИ), предназначенные для первичной обработки результатов измерений, указателей уровней сигналов, сигнализации работоспособности РЭА, в системах управления и контроля. Цель СОИ — выдача человеку-оператору информации в наглядном и удобном виде для восприятия и оперативного принятия решения. Особенность СОИ состоит во взаимосвязи схмотехнических и светотехнических параметров, а светотехнических — с диапазоном сенсорного входа человека-оператора.

Проектирование СОИ — одно из звеньев разработки сложных систем. Оно должно обеспечивать оптимальную эффективность сложных систем путем лучшего сопряжения характеристик оператора и техники, усиления сенсорных интеллектуальных и исполнительских функций оператора.

Система отображения информации — это комплекс функционально-законченной совокупности устройств отображения информации (УОИ), а также алгоритмов обработки и подготовки информации, предназначенной для решения задач контроля и управления. В состав СОИ вместе с основным компонентом — УОИ входят такие узлы, как устройства приема и преобразования информации, схемы управления, блоки хранения и перезаписи информации.

Устройства отображения информации — технические средства, используемые для создания моделей управляемых или контролируемых объектов. В состав УОИ входят элементы индикации (индикаторные приборы со схемой управления) и средства ввода информации, а также средства преобразования, хранения и обработки информации. Элемент индикации (ЭИ) — это конструктивно оформленный как единое целое преобразователь входного электрического сигнала в пространственное распределение яркости. В некоторых СОИ схемы управления размещены таким образом, что являются неотъемлемой частью УОИ, а иногда включаются и в состав элементов индикации.

Эффективность СОИ зависит от качества функционирования УОИ и степени согласованности психофизиологических характеристик оператора с характеристиками технических устройств. Вопросам организации деятельности человека-оператора и согласования с ней технических средств с каждым годом уделяется все большее внимание [48].

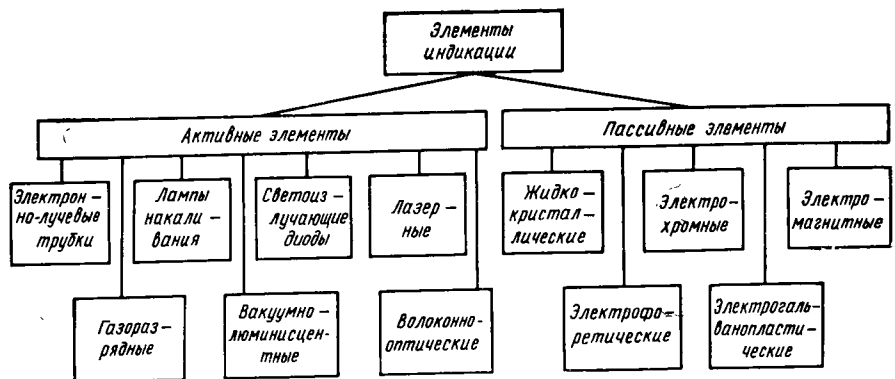


Рис. 8.1

В зависимости от сложности УОИ представляют собой либо одиночные ЭИ, либо их набор в виде информационных полей, плоских экранов и т. д., содержащих элементы индикации определенного типа и устройства управления ими [53]. Различие условий работы и многообразие решаемых задач привели к созданию большого числа ЭИ, отличающихся областью использования, принципом функционирования, видом источника информации и степенью ее предварительной обработки, режимом и условием работы. Поэтому в основе классификации элементов индикации УОИ лежит многообразие их физических принципов и областей применения. Они классифицируются по физическим процессам, способу воспроизведения, назначению и т. д. [47, 52], а также по принципу светоотдачи. По этому принципу они разделяются на активные и пассивные (рис. 8.1). Активные ЭИ характеризуются генерацией фотонов, а пассивные — тем, что управляются излучением внешнего источника путем модуляции таких параметров, как отражение, поглощение, рассеяние или поляризация. Эти два класса индикаторов с точки зрения эффективности преобразования света принципиально различны.

Активные элементы индикации. При конструировании РЭА широко используются такие активные ЭИ, как электронно-лучевые трубки (ЭЛТ), лампы накаливания, вакуумные люминесцентные индикаторы (ВЛИ), светонизлучающие диоды (СИД), газоразрядные, волоконно-оптические и лазерные индикаторы. Широкое распространение в технике отображения информации получили ЭЛТ. В настоящее время разработаны новые их типы, работающие в качестве специальных индикаторов-дисплеев или экранных пультов.

Появление микропроцессоров способствовало дальнейшему развитию индикаторов на ЭЛТ. Сейчас создаются цветные ЭЛТ с индексацией положения луча, в которых для модуляции луча по фазе (цвету или цветовому тону) и амплитуде (насыщенности цвета и яркости) в соответствии с его положением на

экране используется ЭВМ с высокостабильными преобразующими схемами.

Наиболее известными из активных ЭИ являются также лампы накаливания, предназначенные для работы в разнообразных устройствах отображения информации. Разработаны и применяются лампы накаливания различных видов: от сверхминиатюрных с баллоном менее 1,5 мм и световым потоком свыше 350 лм до больших с баллоном 350 мм и световым потоком, превышающим 25 000 лм.

Развитие микроэлектроники способствовало созданию полупроводниковых элементов индикации — светоизлучающих диодов. Эти индикаторы представляют собой новый класс твердотельных приборов, в которых электрическая энергия превращается непосредственно в световую. По своим электрическим характеристикам СИД совместимы с низковольтными транзисторами и ИС. Их отличают малая масса и габариты, высокая надежность и совместимость с микроэлектронной РЭА, где СИД используются в качестве индикаторов состояния микросхем и РЭА для отображения знаковой информации.

Промышленностью освоен широкий спектр вакуумных люминесцентных индикаторов. Они применяются в микрокалькуляторах и микроЭВМ в качестве отсчетных устройств в РЭА. Достоинство ВЛИ — сопрягаемость с микроэлектроникой, технологическое совмещение на одной плате индикатора со схемами управления, высокая яркость свечения и большая долговечность. С помощью ВЛИ можно отобразить информацию в виде букв, символов, получая практически любые размеры информационного поля.

Достоинство газоразрядных элементов индикации — малое потребление энергии, высокая яркость и надежность, а также возможность использования в плоскостных конструкциях СОИ. Эти ЭИ являются самыми многочисленными и распространенными среди активных элементов индикации. Перспективными являются газоразрядные индикаторные панели (ГИП), которые начинают конкурировать с ЭЛТ, так как имеют плоскую конструкцию, высокую яркость и стабильность изображения, а схемы управления полностью построены на цифровой логике.

Широкое освоение оптического диапазона создало предпосылки для бурного развития волоконной оптики, основанной на использовании световодных свойств стекловолокон. Достоинства волоконной оптики — высокая светособирательная способность, возможность изменения масштаба передаваемого изображения и увеличения интенсивности светового потока.

Волоконная оптика, основанная на явлении внутреннего отражения света в стеклянных нитях диаметром 5 ... 50 мкм, позволяет создавать новые УОИ, принцип действия которых состоит в следующем: оптическая система выполнена в виде отрезка световода с хорошо отшлифованными торцами; освещается один

конец световода лампочкой, а другой — выполняется в форме цифры, буквы или знака.

Для отображения десятичных цифр применяются световоды с цифрами от 0 до 9, укладываются знаковыми торцами и склеиваются. Необходимая цифра отображается при включении на соответствующем световоде лампочки.

Успехи в лазерной технике создали предпосылки для разработки систем отображения информации с помощью лучей лазера, которые с успехом заменили электронный луч. В УОИ на лазерах используются следующие методы: визуальной лазерной индикации, когда на экран направляется собственный свет лазера; индикации с активным экраном, при котором луч лазера применяется для управления световым излучением активного материала экрана; лазерно-лучевого светового клапана, когда луч лазера обеспечивает управление оптическими свойствами материала (например, коэффициентом пропускания или отражения), а отдельный источник обычного типа дает свет для проекции на экран [51]. Достоинства УОИ на лазерах — отображение информации в реальном масштабе времени, возможность создания экранов любых размеров.

Пассивные элементы индикации. Пассивные элементы индикации УОИ отличаются от активных (светоизлучающих) отсутствием собственного излучения. Светоотдача при этом оценивается чаще всего показателем контрастности, который определяется как отношение максимального светового потока, попадающего в глаз наблюдателя, к минимальному.

Среди пассивных ЭИ широко известны электромагнитные индикаторы, принцип работы которых основан на модулировании внешнего рассеянного освещения, падающего на информационное табло. Основным элементом такого индикатора является подвижной элемент-шторка, на одной стороне которой нанесено светопоглощающее покрытие, на другой — светоотражающее. При изменении вектора напряженности магнитного поля на 180° шторка поворачивается в одну или другую сторону к внешнему освещению, в результате наблюдается либо темное, либо светлое пятно на фоне окружающего (нерабочего) промежутка [47]. Достоинство таких ЭИ — простота и ничтожно малое потребление энергии.

В последнее время широкое распространение находят жидкокристаллические индикаторы (ЖКИ), которые конкурируют во многих случаях с активными светоизлучающими диодами.

К перспективной группе пассивных элементов индикации относятся электрохромные ячейки конденсаторного типа. Принцип действия элементов такого типа основан на явлении окрашивания (потемнения) тонких ($0,3 \dots 1,5$ мкм) слоев электрохромного вещества вследствие инъекции в него электронов из электродов под влиянием электрического поля напряженностью до 10 В. В качестве таких электроокрашиваемых веществ используют определенные структуры окислов металлов (WO_2 , TiO_2 и др.).

Конструктивно электрохромный ЭИ представляет собой многослойную структуру, в которой электрохромный материал размещен между прозрачным электродом из напыленного на стеклянной подложке золота и изолирующей пленкой из окислов кремния. Сверху этой пленки нанесен второй прозрачный электрод, причем вся структура покрыта прозрачным защитным слоем из окислов кремния. Электрохромные ячейки обладают эффектом «памяти». Быстродействие их составляет десятки миллисекунд. Недостатки — малая долговечность и температурная неустойчивость [54].

Электрогальванопластические ЭИ представляют собой миниатюрную электрическую герметизированную ванночку, в которой при пропускании тока металл катода осаждается на прозрачном аноде, вследствие чего ячейка темнеет и теряет окраску электролита. Скорость «перекраски» составляет доли секунды, но сама ячейка обладает эффектом устойчивой памяти.

Принцип действия электрофоретических ЭИ основан на миграции взвешенных в нерастворяющей окрашенной жидкости мелкодисперсных частиц другого цвета, которые под влиянием электрического поля в несколько вольт «прилипают» к одному из электродов ячейки. В связи с невысокими эксплуатационными характеристиками электрофоретические ЭИ пока применяют только в мнемосхемах.

В данной главе остановимся на работе ЭИ, нашедших наиболее широкое распространение при конструировании РЭА: вакуумно-люминесцентных, жидкокристаллических, газоразрядных и полупроводниковых.

8.2. ПСИХОФИЗИОЛОГИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ ЗРЕНИЯ

Особенности восприятия оператором зрительной информации. При восприятии зрительной информации оператором происходит формирование зрительной модели, отражающей свойства контролируемого или управляемого процесса. Формирование модели базируется на таких процессах, как ощущение, восприятие, представление и мышление. Поэтому при проектировании УОИ, а также для оптимального их использования в РЭА необходимо знать психофизиологические характеристики человека-оператора, его возможности выполнять определенные функции, средства и способы, обеспечивающие оптимальное взаимодействие человека и техники.

Вопросам организации деятельности человека-оператора и согласования с ней технических средств с каждым годом уделяется все большее внимание, так как количество отказов, аварий, простоев РЭА происходит именно по вине оператора.

Резервы эффективности, связанные с совершенствованием техники, в настоящее время в значительной мере исчерпаны. Это говорит о том, что не следует ожидать резкого повышения

общей эффективности системы человек-машина за счет совершенствования радиотехнических систем. Однако повысить эффективность системы человек-машина можно организацией правильного взаимодействия между техникой и оператором. Даже сравнительно небольшие рациональные решения в этом вопросе могут оказаться значительно эффективнее, чем крупные технические решения. Наибольшее число ошибок связано с опознаванием и обнаружением сигналов, т. е. с приемом и переработкой информации. Причины ошибок состоят в том, что совершенствование технических решений идет быстрее, чем решение вопросов по учету человеческих факторов [48]. Это, с одной стороны, повышает надежность технических средств, а следовательно, средств отображения информации, а с другой — усложняет работу человека-оператора.

Таким образом, одним из способов повышения эффективности технических систем можно считать исследование и проектирование деятельности оператора в системе контроля и управления и связанных с ним вопросов исследования инженерно-психологической оптимизации СОИ, разработку основ теории эргономического проектирования средств контроля, а также создание критериев оценки эффективности СОИ [51].

Если проанализировать деятельность оператора по оценке информации от УОИ, то можно заметить, что оператор необходимую информацию получает в закодированном виде. В этих условиях прием информации осуществляется в виде двух процессов: восприятия физических величин (контролируемых параметров), выступающих в роли носителей информации, и декодирования воспринятых сигналов и формирования на этой основе «умственной картины» процесса контроля, которую называют «концептуальной моделью» [48].

Можно показать, что результативность анализа деятельности оператора проявляется в реализации инженерно-психологических требований к способам индикации аварийных режимов. Для этого необходимо изучить конкретное содержание действий оператора, его потребностей в информации и сформировать принципиальные требования к аварийной индикации, а затем дать предложения по выбору типа индикаторного элемента. При этом оптимизация возможна в результате внедрения инженерно-психологических рекомендаций: уточнения содержания надписи на табло, изменения размещения сигнализатора, улучшения оформления лицевой части индикатора, изменения тока и частоты звукового сигнала.

Недостатки УОИ, вызванные неоптимальностью их конструкции, могут в некоторой степени преодолеваются большим навыком оператора. Поэтому при использовании УОИ в РЭА необходимо установить связь между возможностями оператора и радиоэлектронными средствами, в том числе и количественной оценкой параметров элементов УОИ, исходя из конкретных сведений о поведении человека.

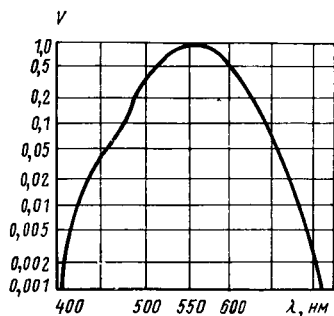


Рис. 8.2

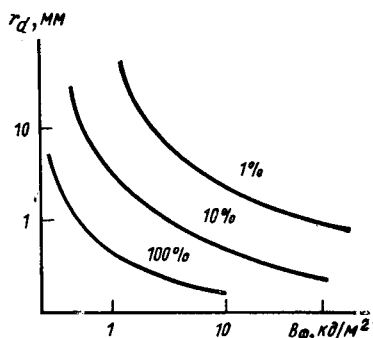


Рис. 8.3

Характеристики зрения. Зрение обладает наибольшей информационной емкостью и пропускной способностью по сравнению с другими органами чувств человека. Необходимо отметить, что анализаторы человека (глаза) функционируют как единая система, а мозг производит оценку всех сигналов. Человек ощущает цветные сигналы в диапазоне волн 380 ... 760 нм, а наибольшая чувствительность глаз лежит в спектре 500 ... 600 нм.

Эффективность действия света на человеческий глаз (анализатор) характеризуется относительной функцией видности V (отношение чувствительности в диапазоне 300 ... 700 нм к максимальной). Относительная функция видности определяется Международной комиссией по освещенности (МКО) для дневного зрения при угле наблюдения, равном 2 угл. град. (рис. 8.2). Диапазон чувствительности анализатора по яркости лежит в пределах 10^{-6} ... 10^6 кд/м². Лучшими условиями для работы анализатора считаются яркости от нескольких десятков до нескольких сотен кандел на квадратный метр.

Освещенность фона и яркостный контраст существенно влияют на работоспособность оператора. Чем выше освещенность фона, тем выше вероятность ошибочного считывания с индикатора. Одна из основных характеристик зрения — разрешающая способность, которая, в свою очередь, является основной характеристикой более общего понятия остроты зрения.

Острота зрения определяется минимальным расстоянием между двумя точками, при котором их можно различать. Выделяют пять типов остроты зрения: минимальное видение, минимальное восприятие, минимальное разделение, верньерная и стереоскопическая. Минимальное видение и минимальное восприятие характеризуются минимальным размером, который должен иметь объект для того, чтобы быть видимым вообще. Надо отметить, что эти два типа остроты зрения зависят не только от яркости и контрастности ЭИ, но и от фона, на котором он смотрится. Сказанное можно подтвердить таким примером: звезда, соответствующая углу зрения 0,056", может быть видна, тогда как темное пятно на фоне летнего неба видно лишь при диаметре 14", темная линия — при угле зрения 0,5". Зависимость остроты зрения r_d от яркости фона B_f при различных уровнях контрастности в процентах показана на рис. 8.3. Здесь r_d — расстояние между двумя черными линиями.

Минимальное видение составляет в среднем 1'. На рис. 8.4 показана зависимость вероятности обнаружения зазора между двумя черными предметами от угла зрения (углового размер ЭИ) β .

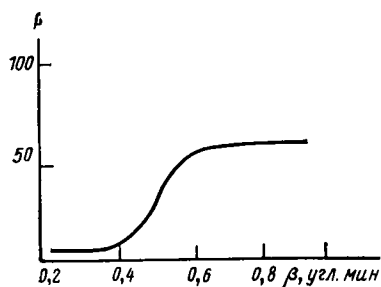


Рис. 8.4

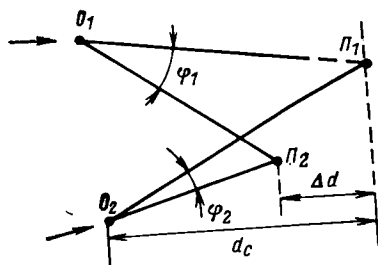


Рис. 8.5

Вернерная острота зрения — это способность оператора устанавливать совмещение стрелки с отметкой шкалы. Она колеблется в пределах 1 ... 2".

Стереоскопическая острота зрения — это способность глаз определить, какой из двух объектов находится ближе, и используется при оценке трехмерных индикаторов. Параметры, связанные со стереоскопическим зрением, показаны на рис. 8.5. На этом рисунке O_1, O_2 — положения глаз; P_1, P_2 — положения двух предметов; φ_1, φ_2 — углы разнесения предметов для левого и правого глаза. Разность $\varphi_2 - \varphi_1$ является стереоскопической остротой зрения. Типичное значение стереоскопической остроты зрения большинства наблюдателей — 10". Пересчет этого значения в величину воспринимаемой глубины при расстоянии наблюдения 45,7 см для двух пятен, разнесенных на 6,4 см, показывает, что наблюдатели в среднем определяют относительную глубину с точностью большей, чем 1,5 мм.

К временным характеристикам анализатора относятся латентный (скрытый) период зрительной реакции, критическая частота мельканий, время адаптации. Латентный период зрительной реакции определяется промежуточным временем от момента подачи сигнала до момента возникновения ощущений. Критическая частота мельканий — минимальная частота, при которой прерывистое изображение воспринимается как непрерывное. Критическая частота возрастает с увеличением яркости, углового размера и сложности конфигурации. Время адаптации — это время самонастройки в изменившихся условиях восприятия. Переход от света к темноте во времени может составлять десятки, а от темноты к свету единицы минут.

Восприятие света характеризуется тремя специфическими способностями: светимостью или яркостью; оттенком — различным цветом (чистые цвета однозначно зависят от длины волны); насыщенностью цвета — мерой интенсивности цвета.

Любое цветовое ощущение можно воспроизвести определенной комбинацией трех простых (монохроматических) компонентов цвета X, Y и Z . Международной комиссией по освещенности принят колориметрический стандарт, представляющий трехмерную цветовую диаграмму. Использование этой диаграммы на практике затруднено, поэтому широкое распространение получил двухмерный график. Он получен с трехмерного с помощью соотношения $X+Y+Z=1$, т. е. достаточно знать два цвета, например, X и Y , чтобы получить цвет Z [50]. Таким образом, трехмерную цветовую диаграмму можно представить в виде двухмерной проекции на плоскость XOY (рис. 8.6).

На этом графике геометрическое место спектрально чистых цветов представлено подковообразной кривой, вдоль которой проставлены длины волн, соот-

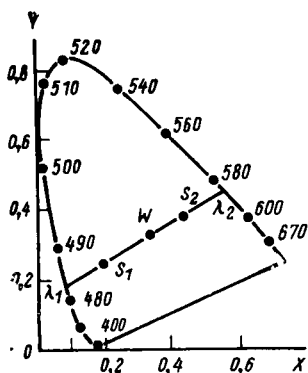


Рис. 8.6

ветствующие определенному цвету. Белый цвет расположен в центре цветового графика в точке с координатами $(0,33; 0,33)$. После нанесения координат цветности источников света X_1 , Y_1 и X_2 , Y_2 на цветовой график (соответственно точки S_1 и S_2) можно определить численные значения цветовой тональности и насыщенности. Цветовая тональность выражается через доминирующую длину волны. Так, для источника света S_1 — доминирующая длина волны λ_1 , а для S_2 — λ_2 , которые находятся на пересечении прямой линии, проходящей через точку W с геометрическим местом спектрально чистых тонов.

Цветовая насыщенность выражается через чистоту цвета. Чисто белый цвет (точка W) имеет нулевую чистоту. Все остальные цвета имеют

100 % только на подковообразной кривой. Для заданной точки S_1 чистота цвета определяется отношением расстояния от точки W до точки S_1 к расстоянию от точки W до точки пересечения с подковообразной кривой (X_λ, Y_λ) .

При заданном цвете индикатора его зрительное воздействие на глаза определяется совокупностью таких факторов, как размер ЭИ, яркость, контраст и продолжительность воздействия света. Наряду с этими факторами имеют значение усталость, мускульное напряжение, режим сердца, адаптация оператора и др. Поскольку число факторов велико, то решение задач, связанных со зрительным воздействием, может давать хорошие результаты.

При конструировании УОИ обычно некоторые параметры заранее известны. Так, известны цвет и размер индикаторного элемента, которые определяются исходя из эргономических требований. Поэтому разработчик имеет определенную свободу выбора других параметров. Например, размеры индикаторного элемента он может компенсировать яркостью, яркость — контрастностью или временем воздействия. Оптимальное соотношение параметров различно для каждой конкретной задачи.

Основная цель разработки УОИ — добиться максимального визуального действия на оператора при заданных входной мощности и размерах индикатора. В связи с этим наиболее важным параметром является световая отдача по мощности, т. е. способность к преобразованию электрической энергии в световую. При этом необходимо обеспечить желаемое воздействие света на человеческий глаз, что достигается соответствующим учетом характеристик зрения.

8.3. ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕМЕНТОВ ИНДИКАЦИИ

Эргономические характеристики. Эргономическими характеристиками в соответствии с ГОСТ 29.05.00—82 являются допустимое расстояние наблюдения, высота элемента, угол обзора, внешняя освещенность.

Допустимое расстояние наблюдения l и высота знака h связаны с угловым размером ЭИ β (угол между прямыми, проведенными из крайних точек знака в глаз наблюдателя, рис. 8.7).

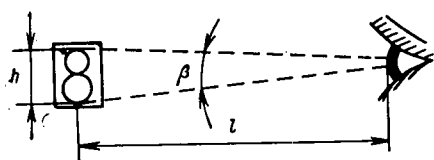


Рис. 8.7

При конструировании УОИ используют номограмму, позволяющую по двум величинам, например, β , h определить третью l (рис. 8.8). Поле ясного зрения человека ограничено угловыми размерами $16 \dots 20^\circ$ по горизонтали и $12 \dots 15^\circ$ по вертикали.

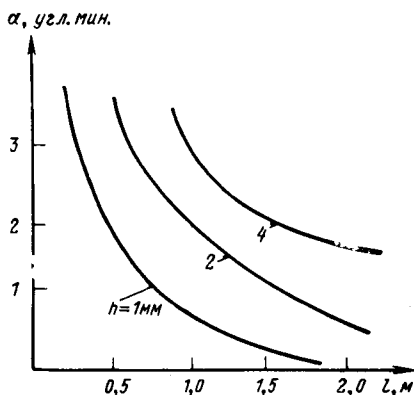


Рис. 8.8

Угловой размер и угол наблюдения различны. Для большинства ЭИ излучение имеет направленный характер, максимум излучения совпадает с нормалью в плоскости излучения. Максимальный угол наблюдения, при котором возможно считывание информации, называется углом обзора α . Для различных ЭИ значения α находится в пределах примерно $20 \dots 70^\circ$.

Светотехнические характеристики. Реакция человеческого глаза на излучение зависит от энергетических параметров и спектрального состава излучения. Мощность излучения индикатора (энергию) называют световым потоком Φ_0 , измеряется она в люменах (лм).

Сила света I_0 (измеряется в канделах — кд) характеризует пространственную плотность светового потока Φ_0 в данном направлении:

$$I_0 = d\Phi_0/d\omega, \quad (8.1)$$

где $d\omega$ — телесный угол (выражается встерадианах — ср).

Яркость B — это величина, определяемая силой света I_0 , излучаемого единицей поверхности светящегося тела S_0 в заданном направлении (измеряется в канделах на квадратный метр — кд/м²):

$$B = I_0/S_0. \quad (8.2)$$

Примерные значения яркости некоторых источников света: ночного безлунного неба 10^{-4} ; экрана кинескопа 10^3 ; СИД — $4 \cdot 10^2$; ясного неба днем $5 \cdot 10^3$; нити лампы накаливания $5 \cdot 10^6$; солнца $2 \cdot 10^9$.

Элементы индикации характеризуются коэффициентом контрастности K_k , под которым понимают различие в яркости между двумя соседними элементами изображения или отношение самого светлого участка изображения $B_{\max}$ к яркости самого тем-

ного его участка $B_{\min}$:

$$K_k = B_{\max} / B_{\min}. \quad (8.3)$$

Эргономически оптимальным коэффициентом контрастности считают значение, находящееся в пределах 0,65 ... 0,95.

Используется также понятие яркостного контраста, который определяет соотношение яркостей элемента УОИ B и фона B_{ϕ} . Различают прямой и обратный контрасты. Темное изображение на белом фоне характеризуется коэффициентом прямого яркостного контраста

$$K_{\text{пр}} = (B_{\phi} - B) / B_{\phi}. \quad (8.4)$$

Светлое изображение на темном фоне характеризуется коэффициентом обратного яркостного контраста

$$K_{\text{обр}} = (B - B_{\phi}) / B. \quad (8.5)$$

Большое значение имеет понятие дифференциального порога чувствительности по яркости зрительного анализатора, который соответствует минимальному раздражению, ощущаемому человеком. Диапазон воспринимаемых человеческим глазом яркостей лежит в пределах от $6,7 \cdot 10^{-7}$ (порог чувствительности) до $22,5 \cdot 10^4$ кд/м² (абсолютно слепящее свечение).

Сила света, яркость и световой поток характеризуют активные индикаторные элементы. Пассивные индикаторные элементы характеризуются освещенностью.

Освещенность E (измеряется в люксах — лк) характеризуется световым потоком Φ_0 , падающим на единицу площади:

$$E = \Phi_0 / S. \quad (8.6)$$

Примерные значения освещенности (лк): земной поверхности (безлунная ночь) $3 \cdot 10^{-4}$; при луне 0,2; при ярком солнце 10^5 ; помещения 100; киноэкрана 200. Минимальная освещенность для чтения составляет 20 лк. Глаз способен адаптироваться к изменениям уровня освещенности на семь порядков. За счет изменения размера зрачка возможна адаптация к уровню освещенности приблизительно 20 : 1.

Отраженная от объекта часть светового потока характеризуется коэффициентом отражения

$$\rho_{\text{отр}} = \Phi_{\text{отр}} / \Phi_0, \quad (8.7)$$

где $\Phi_{\text{отр}}$ — отраженная часть светового потока. Примерные коэффициенты отражения для некоторых поверхностей: снег 0,99; белая бумага 0,8; бетон 0,2; черный бархат 0,01.

Одной из важнейших характеристик ЭИ является светоотдача η_c (измеряется в люменах на Ватт — лм/Вт)

$$\eta_c = \pi B S / P_z, \quad (8.8)$$

где B — яркость свечения индикатора; S — излучающая поверхность; P_z — затрачиваемая мощность.

Существенную роль играет эффективность индикатора, которая определяется как отношение излучаемой световой мощности к полным затратам мощности на формирование изображения:

$$G = \pi BS / P_{\text{пол.}} \quad (8.9)$$

Необходимость введения этого параметра связана с большими дополнительными затратами на возбуждение и управление, учет которых приводит к многократному увеличению реальных затрат мощности и в значительной степени меняет энергетическую оценку индикатора. Так, для некоторых ЭИ соотношение между эффективностью и светоотдачей различается в десятки раз.

8.4. ВАКУУМНЫЕ ЛЮМИНЕСЦЕНТНЫЕ ИНДИКАТОРНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Достоинство вакуумных люминесцентных индикаторов (ВЛИ) — высокое значение яркости и контраста при широких углах обзора. В основу их работы положен эффект люминесценции — излучения, возникающего под действием каких-либо источников энергии [55]. Вакуумная или катодолюминесценция широко применяется в таких ЭИ, как осциллографические трубки, кинескопы и т. п. В зависимости от энергии, приобретаемой электронами при прохождении вакуумного промежутка и затем передаваемой кристаллофосфору, катодолюминесценция делится на высоковольтную (порядка 10 кэВ) и низковольтную (10 ... 100 эВ).

Работа катодолюминесцентных индикаторов основана на эффекте низковольтной катодолюминесценции (способности некоторых кристаллофосфоров светиться при бомбардировке их электронами с энергией в несколько электроновольт). Проявляется эффект в экстремальных условиях, когда энергия возбуждающих электронов мала и сопоставима с энергией квантов люминесценции, а средняя плотность потока электронов, попадающих на экран, на несколько порядков больше, чем в электронно-лучевых высоковольтных приборах.

При низковольтной катодолюминесценции глубина проникновения возбуждающих электронов в кристаллофосфорах существенно меньше толщины люминесценции и зависит от дефектов структуры, загрязнения, вида поверхностных соединений, которые в значительной степени влияют на характер люминесценции.

Люминесценция характеризуется энергетическим выходом η — отношением энергетической мощности люминесцентного излучения $W_{\text{изл}}$, возникающего в кристалле, к мощности, передаваемой кристаллу электронным потоком $W_{\text{эл}}$:

$$\eta = W_{\text{изл}} / W_{\text{эл}} \quad (8.10)$$

У лучших кристаллофосфоров значение η приближается к 0,3 [55]. Этот коэффициент измерить сложно, поэтому на практике

Таблица 8.1

Цвет свечения люминофора	Энергия квантового излучения, эВ	Напряжение на экране, В	Яркость свечения, кд/м ²	Светоотдача, кд/м ² ·Вт	Условная квантовая эффективность $\times 10^{-2}$ квант/элект.
Голубой	2,68	25	200	0,19	9
Зеленый	2,45	20	1200	1,65	15
Желтый	2,1	25	400	0,38	3
Красный	1,94	25	250	0,25	9

пользуются однозначно вычисляемой величиной — эффективностью катодолюминесценции:

$$\eta_{\text{эфф}} = L/ju, \quad (8.11)$$

где j — плотность тока луча, попадающего на экран индикатора; u — приложенное к экрану напряжение; L — излучение с единицы поверхности. Расчет эффективности люминесценции для ряда катодолуминофоров приведен в табл. 8.1. Условная квантовая эффективность, указанная в таблице, — это число квантов света, излучаемых экраном, в пересчете на один бомбардирующий электрон.

Условия возбуждения люминесценции и конструкция приборов тесно связаны между собой. В высоковольтных приборах, в которых используется сканирование луча, зерна люминесцентного экрана фактически работают в импульсном режиме с гигантской скважностью. При бомбардировке электронами экрана с энергией менее 50 ... 100 эВ подавляющее большинство кристаллических веществ имеет коэффициент вторичной эмиссии менее 1. Следовательно, в отличие от высоковольтных приборов электрическая цепь в низковольтных индикаторах может замкнуться только из-за электропроводности экрана. Требование хорошей электропроводности экрана усиливается тем, что малый условный квантовый выход люминесценции должен также компенсироваться повышенной средней плотностью тока на экран — несколько миллиампер на квадратный сантиметр.

Конструктивно ВЛИ представляют собой вакуумный прибор, имеющий два или три электрода. Наиболее распространенной является триодная конструкция индикаторов, состоящая из катода прямого накала, сетки и нескольких анодов, покрытых низковольтным люминофором и расположенных в одной плоскости. Элементы конструкции одноразрядного цилиндрического индикатора приведены на рис. 8.9. На керамической или стеклянной плате 1 расположены сегменты — аноды 3, покрытые люминофором. Каждый из анодов имеет отдельный вывод 6. Кроме этого индикатор имеет оксидный катод прямого накала 2, управляющую сетку 5, вакуумный стеклянный баллон 4. Аноды, называемые сегментами, могут быть различной длины и формы, выполняться в виде круглых цветовых полей и мнемосхемы.

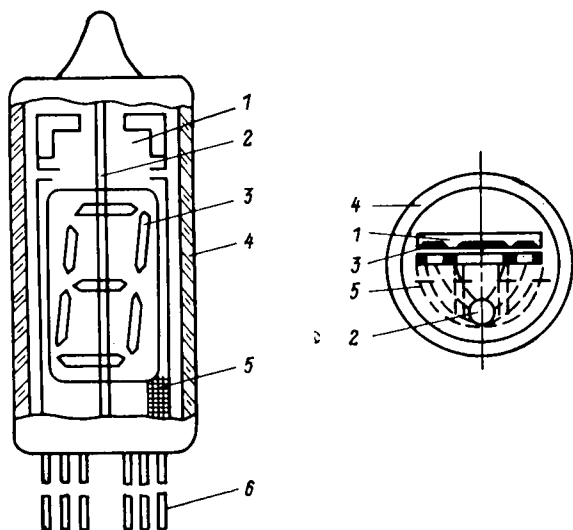


Рис. 8.9

В цифровых и цифро-буквенных одnorазрядных индикаторах для улучшения формы сегментов перед анодами размещается металлическая сетка (маска), в которой имеются специальные отверстия необходимой формы.

Многоразрядные ВЛИ изготавливаются по триодной схеме, благодаря использованию технологии фотолитографии, обеспечивающей равномерное нанесение люминофора, что позволяет обеспечить достаточно большой угол обзора индикаторов. При подаче напряжения накала на катод электроны под воздействием полей сетки и анодов устремляются по различным траекториям на аноды, покрытые слоем люминофора. Коммутируя тем или иным способом напряжение анодов-элементов (20 ... 27 В), можно обеспечить отображение требуемой информации.

Питание цепей индикаторов рекомендуется осуществлять переменным током синусоидальной или прямоугольной формы от обмотки трансформатора со средней точкой (рис. 8.10,а), являющейся одновременно общей точкой вывода катода. Допускается питание катода от трансформатора без средней точки, которая в этом случае может быть создана делителем напряжения (рис. 8.10,б). При этом следует учитывать, что падение напряжения на резисторах делителя от суммарного тока анодов и сетки уменьшает напряжение между катодом и анодом, что может привести к снижению яркости или необходимости повышения анодного напряжения. Цепь накала может питаться и от источника постоянного тока (рис. 8.10,в). При этом рекомендуется в качестве общей точки выбирать вывод катода, соединенный с отрицательным полюсом источника питания. Питание анодных и сеточных цепей может осуществляться от источника:

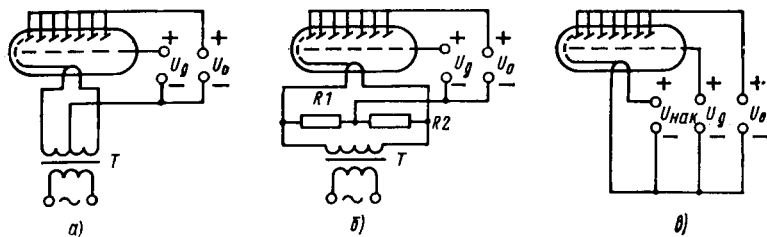


Рис. 8.10

постоянного или импульсного напряжения с частотой не ниже 40 Гц.

Вакуумно-люминесцентные индикаторы работают в статическом (одноразрядные) и динамическом (одноразрядные и много-разрядные) режимах. Одноразрядные ВЛИ предназначены для отображения информации в виде отдельных букв, цифр и символов. Выпускаются ВЛИ повышенной надежности, различных цветов свечения, имеются экспериментальные образцы много-цветовых индикаторов. Для управления ими выпускаются преобразователи двоично-десятичного кода в позиционный код индикатора на основе МОП ИС.

Многоразрядные индикаторы, предназначенные для отображения информации в виде многоразрядных чисел и десятичных дробей, выполняются часто в одном баллоне с необходимым числом параллельно включенных триодов с общим катодом и раздельными сетками (иногда общими). При этом индикаторы цилиндрической формы позволяют наиболее эффективно использовать габаритные размеры по отношению к информационному полю.

Важным элементом ВЛИ является люминофор, выполненный для низковольтной катодолуминесценции на основе соединений типа ZnO , SnO_2 , In_2C_3 . В последнее время широкое применение находят композиции типа: $ZnSCu$, $Al+In_2O_3$ (зеленое свечение); $ZnSAu$, $Al+In_2O_3$ (желтое свечение); $ZnSCl+ZnO$ (голубое свечение).

Экран ВЛИ покрывают слоем порошкового кристаллофосфора (10 ... 50 мкм) на токопроводящую подложку. Зацепление зерен люминофора выполняется путем рационального использования адгезии порошка к твердым поверхностям. Основное требование к индикаторам — это увеличение яркости. Оно может быть обеспечено только в режиме непрерывной бомбардировки при низкой скважности (не более 100). В отличие от экранов ЭЛТ, где люминофор наносится ровным слоем на всю поверхность экрана, в ВЛИ экран разбивается на отдельные элементы, поверхность которых бомбардируется расфокусированным потоком электронов. Требуемое изображение формируется при подключении соответствующей комбинации элементов.

Экраны конструируются на отражение и на просвет. В экранах на отражение свечение наблюдается с той стороны, которая бомбардируется электронами. Токопроводящая подложка может быть непрозрачной (металлической или графитовой). В экранах на просвет токопроводящая пленка выполняется из окислов олова или индия, а наблюдение ведется со стороны стеклянной подложки. Яркость свечения при этом в 2—3 раза меньше, чем в экранах на отражение. Применение ВЛИ со светофильтрами еще больше расширяет области считывания информации.

Вакуумные катодолуминесцентные элементы индикации обладают хорошей яркостью (несколько сотен кандел на квадратный метр), долговечностью (до 2000 ч и более), небольшим энергопотреблением (5 ... 200 мВт/знак), устойчивостью к механическим и климатическим воздействиям, возможностью управления по нескольким путям и имеют небольшую стоимость. Разработаны цифровые многоразрядные дискретно-аналоговые и цифро-аналоговые шкалы, а также матричные индикаторы.

Долговечность ВЛИ определяется работоспособностью люминофора и долговечностью оксидного катода. Старение люминофора, нанесенного на экран индикатора, происходит из-за разрушения самого кристаллофосфора и отложения на поверхности зерен люминофора посторонних веществ, осаждаемых с других деталей ВЛИ (остаточных жировых загрязнений, напыления с оксидного катода). Во многом эффективность свечения экрана зависит от тока бомбардирующих электронов. Зависимость яркости от потока электронов N выразится следующей формулой:

$$B = B_0 / (1 + cN), \quad (8.12)$$

где B_0 — начальная яркость; c — постоянная величина для данного кристаллофосфора.

В начале работы ВЛИ наблюдается спад яркости, затем следует этап стабильной эффективности (десятки тысяч часов). Наибольшую яркость обеспечивает индикатор на основе $ZnOIn$. Важным показателем ВЛИ является его теплопроводность, которая зависит от структуры люминесцентного порошка. В рыхлых слоях она ниже в сотни раз, чем в кристаллах. Люминесцентные экраны рассеивают мощность около $0,1 \text{ Вт/см}^2$, что может привести к перегреву верхнего слоя люминофора и к разрушению кристаллофосфора. Поэтому при формировании люминесцентного покрытия наилучшими являются метод электрофоретического нанесения из органических суспензий порошка кристаллофосфора и метод трафаретной печати.

Промышленностью выпускается более 50 типов ВЛИ, близких по конструктивному оформлению и функциональным возможностям, но с отличающимися габаритами, числом разрядов, цветом свечения и т. д. По определяющим признакам ВЛИ объединены в параметрические ряды: одноразрядные, многоразрядные, аналоговые (шкальные), матричные, мнемонические. Основные характеристики одноразрядных ВЛИ приведены в [56].

8.5. ГАЗОРАЗРЯДНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ИНДИКАЦИИ

Принцип работы. Широкому распространению газоразрядных элементов способствует малая потребляемая мощность и возможность получения четкого и яркого изображения при высоком уровне внешнего освещения, возможность создания индикаторов сравнительно больших размеров. В элементах индикации такого типа используется излучение газового разряда, которое создается в результате прохождения электрического тока через газ в замкнутом объеме.

Различают три вида газового разряда: темный ($I < 10^{-6}$ А), тлеющий ($I = 10^{-6} \dots 10^{-1}$ А) и дуговой ($I > 10^{-1}$ А). Во всех газоразрядных индикаторах используют режим тлеющего разряда с холодным катодом при давлении газа в замкнутом объеме порядка нескольких сотен паскалей при напряжении 100 ... 200 В в зависимости от расстояния между электродами, материала катода и рода газа.

Принцип работы газоразрядных элементов основан на возбуждении атомов газа, которые ионизируются электронами при движении с катода на анод. Интенсивное излучение происходит при переходе возбуждаемых атомов в нормальное состояние и не на всем промежутке катод — анод газоразрядного элемента, а только на отдельных его участках. Эти светящиеся области чередуются с областями, в которых свечение либо вообще отсутствует, либо очень слабое. Как видно из рис. 8.11, в газоразрядной ячейке имеются две явно выраженные области свечения — отрицательного столба свечения 2 и положительного столба свечения 3. Возле катода 1 расположена область отрицательного разряда, и она имеет конфигурацию, близкую к форме катода. В области положительного столба свечения пространственный заряд мал и потенциал практически постоянен, что создает условия для образования в нем нейтральной плазмы. Форма положительного столба свечения не повторяет форму анода 4 и имеет большие диаметр и высоту при соответствующих размерах газовой ячейки. Если анод сдвинут в область 5 (так называемого фарадеевского темного пространства), то свечение положительного столба может быть исключено. Для увеличения яркости положительного столба в индикаторе его ограничивают металлической или диэлектрической стенкой.

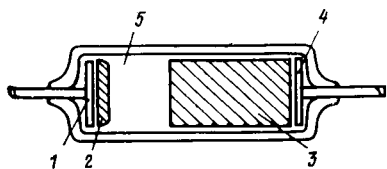


Рис. 8.11

Яркость индикатора зависит также от вида газа-наполнителя. Наибольшую яркость создает неон, затем в порядке убывания яркости идут гелий, криптон, аргон, ксенон. Яркость свечения отрицательного разряда линейно растет с увеличением давления и тока.

Световой поток ячейки пропорционален току в ячейке и ограничивается режимом перехода к дуговому разряду и мощностью, рассеиваемой на аноде. Увеличение тока уменьшает срок работы газоразрядной ячейки. Повысить эффективность излучения можно также введением в состав газовой смеси паров ртути, повышением температуры ячейки и использованием фотолуминофоров. Все эти мероприятия позволяют достичь высокой яркости газоразрядных элементов ($100 \dots 200 \text{ кд/м}^2$) при высоком быстродействии.

Преобразование электрической энергии управляющих сигналов в световую в газоразрядных элементах происходит при возбуждении атомов газа электронным ударом и их последующим гашением. Для адресации информации используют различные способы управления зажиганием или сдвигом разряда.

Конструктивно большинство газоразрядных индикаторов представляет собой стеклянный баллон цилиндрической, сферической или иной формы с герметически впаянными электродами, между которыми происходит разряд. Внутреннее пространство заполнено чистым инертным газом либо смесью инертных газов, иногда с примесью небольшого количества металла, например ртути, в парах которого происходит разряд.

По принципу действия и конструкции газоразрядные элементы УОИ делятся на три группы: знаковые, индикаторные тиратроны и газоразрядные индикаторные панели. Практически все типы газоразрядных индикаторов представляют собой комбинацию диодных промежутков. Ток в диоде ограничивается резистивной нагрузкой R_n :

$$I = (U_a - U_{\text{под}}) / R_n, \quad (8.13)$$

где U_a — напряжение источника питания; $U_{\text{под}}$ — напряжение подержания разряда, причем $U_a \geq U_v$, где U_v — напряжение возникновения разряда.

Широко распространены газоразрядные элементы УОИ, у которых катоды выполнены в виде цифр, расположенных одна под другой. При подаче между анодом и одним из катодов напряжения, превышающего напряжение зажигания, возникает тлеющий разряд, охватывающий всю поверхность катода, в результате отображается соответствующая цифра. Цвет отображаемых цифр — оранжево-красный.

Число знаков в одной лампе может достичь 12. Сформированный таким образом знак становится видимым на значительном расстоянии. Например, при использовании ламп диаметром $15 \dots 25 \text{ мм}$ знаки четко видны на расстоянии до 3 м. Катоды выполнены из нихромовых проволочек, изогнутых по профилю цифр. Такие элементы (ИН-15А, ИН-18, ИН-19А) работают при напряжении зажигания порядка 170 В, рабочем токе $2 \dots 6 \text{ мА}$. Индикация может быть как на торце баллона (ИН-15А), так и на боку (ИН-18, ИН-19А). Угол наблюдения составляет $\pm 30^\circ$. Долговечность газоразрядных элементов УОИ свыше 5000 ч, а работают они при температуре окружающего воздуха $-60 \dots +70^\circ \text{C}$.

Подробные характеристики газоразрядных элементов приведены в [56].

На базе газоразрядных индикаторов разработана и широко используется серия малогабаритных индикаторов типа Ф207. Конструктивно эти индикаторы представляют функциональные устройства, позволяющие комплектовать многоразрядные счетчики импульсов с памятью и индикацией, регистры памяти и узлы индикации. В них используются ИС типов 2ТК171 (универсальный триггер), 2ТР171 (триггер с раздельным входом), 2Н1171 (транзисторные сборки), 2ЛП173 (диодные сборки).

Когда нет необходимости в точных цифровых данных и имеют дело с непрерывными показаниями (например, уровнем громкости, усилением, стереобалансом и т. д.), то удобными являются линейные газоразрядные индикаторы, информация на которых представляется в виде изменяющегося числа светящихся точек относительно начала шкалы (ИН-13). Внешний вид и габариты индикатора ИН-26 приведены на рис. 8.12.

Газоразрядные индикаторные панели (ГИП). Использование свойств газоразрядных приборов, а также внедрение технологии изготовления ИС позволило создать новый класс функциональных приборов — газоразрядные плазменные индикаторные панели. Они состоят из газоразрядных элементов, способных накапливать и выдавать информацию. Основным механизмом работы плазменных панелей является люминесценция, создаваемая в тлеющем разряде столкновениями возбужденных полей ионов. В настоящее время разработано три основных вида ГИП: постоянного тока с внешней адресацией; постоянного тока с самосканированием; переменного тока. Газоразрядная индикаторная панель представляет собой совокупность единичных газоразрядных ячеек (рис. 8.13), имеющих общую стеклянную пластину 3 с отверстиями 2, образующими рабочие ячейки, и системы взаимно ортогональных электродов

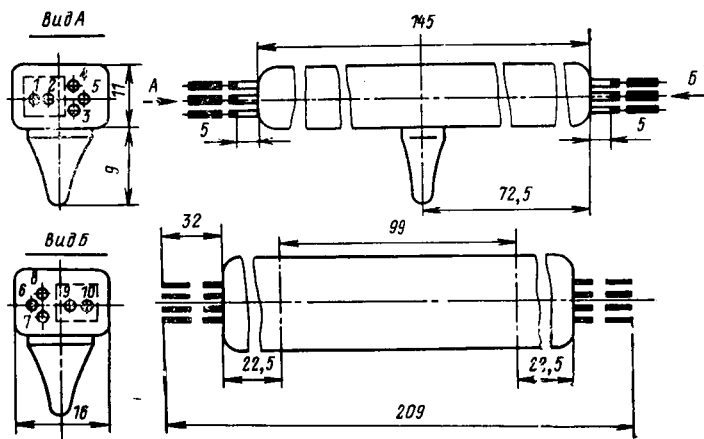


Рис. 8.12

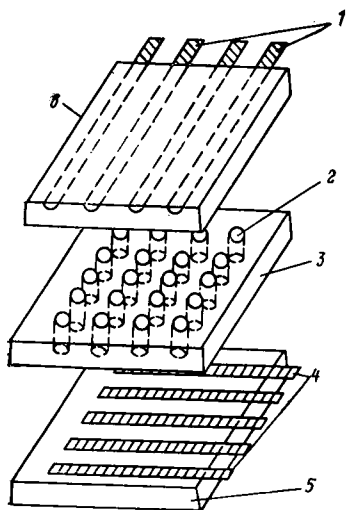


Рис. 8.13

тогональных катодных и анодных электродов на плоскость каждой из обкладочных пластин 5, 6. В результате такого совмещения каждое перфорированное отверстие и прилегающие к нему участки катодных и анодных электродов образуют диодную ячейку. Панель загерметизирована специальным герметиком, и внутренняя ее полость заполнена инертным газом, представляющим собой неоновую смесь с давлением порядка $(19 \dots 39) \cdot 10^3$ Па. При подаче напряжения на выбранные взаимно ортогональные электроды в соответствующей ячейке, находящейся на их перекрытии, возникает тлеющий разряд. Образующееся при этом свечение достигает яркости около 100 кд/м^2 . При заданном газовом наполнении яркость свечения ГИП зависит от среднего значения тока тлеющего разряда. Количество рабочих ячеек определяется произведением числа взаимных ортогональных электродов и может достигать десятка и сотен тысяч, определяющих их информационную емкость и разрешающую способность.

Почти во всех ГИП используется слаботочный тлеющий разряд, характеризующийся большой яркостью световылучения и относительно высокой эффективностью преобразования электрической энергии в световую. Газовая смесь по своему составу и давлению для различных ГИП выбирается с учетом обеспечения следующих параметров: заданной яркости, минимально возможного напряжения питания, скорости распыления катода. Запоминание в ГИП обеспечивается использованием стабилизирующих резисторов R_0 , включенных последовательно с каждой ячейкой (рис. 8.14).

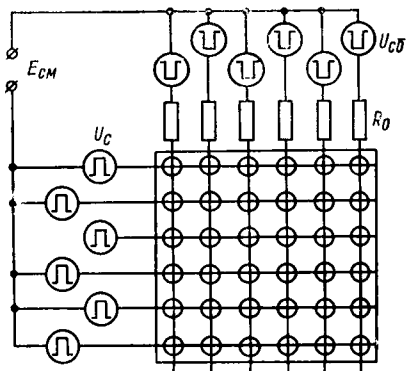


Рис. 8.14

1, 4, размещенных на обкладочных пластинах 5, 6. Совмещение элементов конструкции производят таким образом, чтобы на осях отверстий 2 пластины 3 лежали проекции перекрытий соответствующих взаимор-

В едином конструктивном объеме каждая ячейка между анодом и катодом имеет газоразрядный промежуток, которым при

подаче соответствующего напряжения возбуждается тлеющий разряд. В отличие от ГИП переменного тока в ГИП постоянного тока электроды находятся в непосредственном контакте с газовой средой разрядного промежутка. Индикаторные ячейки ГИП сосредоточены в одной плоскости между двумя обкладками-пластинами, каждый столбец ГИП имеет общий катодный электрод, а каждая строчка — анодный электрод. Ячейки подключают к источнику питания $E_{см}$ через балластный резистор R_0 , установленный по одной из координат в цепи анода (рис. 8.14). Питание ячеек производится от общего источника $E_{см}$, а управление работой ячеек — импульсами сканирования U_c , $U_{сб}$. В результате одна ячейка каждой строчки ГИП приобретает свойства запоминания ионизированного (информационного) состояния. Таким образом, информационные сигналы могут подаваться по всем строкам одновременно. Адресация ячеек по столбцам осуществляется импульсами сканирования. При одновременной подаче напряжения на все катоды пробой произойдет в некоторой наиболее высоковольтной ячейке. В результате возникновения разряда в этой ячейке напряжение перераспределится между балластным резистором R_0 и внутренним сопротивлением ячейки и станет недостаточным для пробоя остальных ячеек.

Чтобы избежать этого явления, подача напряжения на входы фиксируется во времени и производится последовательно в соответствии с кодом. Таким образом, ячейка находится либо в импульсном, либо в стационарном режиме. По окончании переходного процесса на стадии пробоя разрядного промежутка через ячейку протекает импульс тока, при котором плазменные явления в ячейке соответствуют процессам, происходящим в стационарном газовом разряде постоянного тока.

Прохождение тока сопровождается излучением газового разряда, который наблюдается оператором. Ячейка ГИП является импульсным источником света. Глаз воспринимает среднее значение яркости ячейки. Во всех ГИП используется тлеющий разряд холодного катода при средних давлениях, равных десяткам и сотням гектопаскалей. Все ГИП заполняются смесью инертных газов.

Различают ГИП постоянного тока с внутренней памятью и внешним сканированием, переменного тока без памяти и с ла-

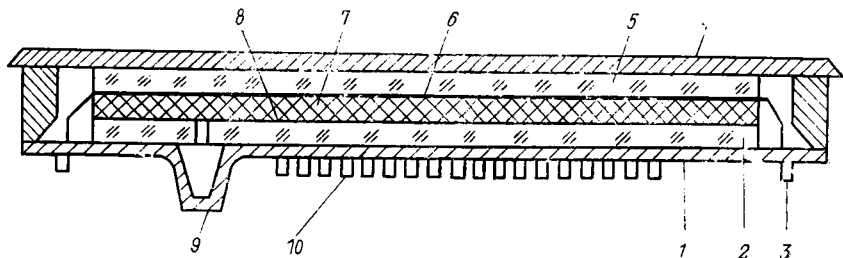


Рис. 8.15

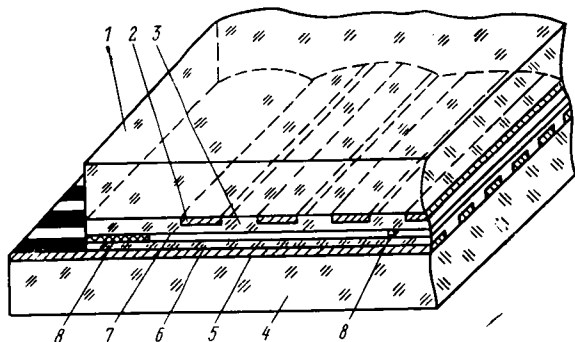


Рис .8.16

мью. Конструкцию ГИП постоянного тока можно рассмотреть на примере ГИПП 10 000 (схема в разрезе показана на рис. 8.15). Панель имеет две взаимно ортогональные системы анодных 6 и катодных 8 электродов, разделенных друг от друга диэлектрической матричной решеткой 7, оси отверстий которой совпадают с перекрестками электродов. Катодные и анодные электроды размещены в пазах верхней 5 и нижней 2 стеклянных пластин. Такое размещение позволяет исключить разряды между соседними катодами. Диаметр ячейки 0,6 мм, шаг 1 мм. Панель помещена в корпус 4, на обратной стороне ее закреплена печатная плата 1, где размещены выводы анодов 10 и катодов 3, также выведен штангель 9.

В обозначении ГИП вводится информационная емкость ячеек. Например, в ГИПП-10 000 информационная емкость 100×100 ячеек, в ГИП-256-64 — 64×256 ячеек. Диаметр ячейки 0,4 ... 0,6 мм, шаг ячейки на панели 0,8 ... 1 мм. Площадь индикации зависит от типа ГИП и определяется числом ячеек. Например, для ГИПП-10 000 она составляет 100×100 мм, а для ГИП-256-64 равна $50,8 \times 204$ мм. Необходимо отметить, что отношение площади индикации к площади лицевой части ГИП составляет 0,3 ... 0,5. Минимальный угол обзора ГИП составляет 90° .

Газоразрядные индикаторные панели не могут запоминать информацию без внешнего запоминающего устройства. Запоминание информации по всему полю проще всего осуществляется в ГИП переменного тока (рис. 8.16), где роль развязывающего элемента выполняет не резистор, а разделительная емкость диэлектрического слоя, отделяющего электроды от газового промежутка. Панель состоит из двух толстых стеклянных пластин 1, 4, с внутренней стороны которых расположена система взаимно перпендикулярных металлических электродов 2, 5, покрытых изолирующим слоем диэлектрика 3, 6, защищенного окисной пленкой от действия газового разряда. Необходимый для создания разряда зазор 7 между пластинами фиксируется

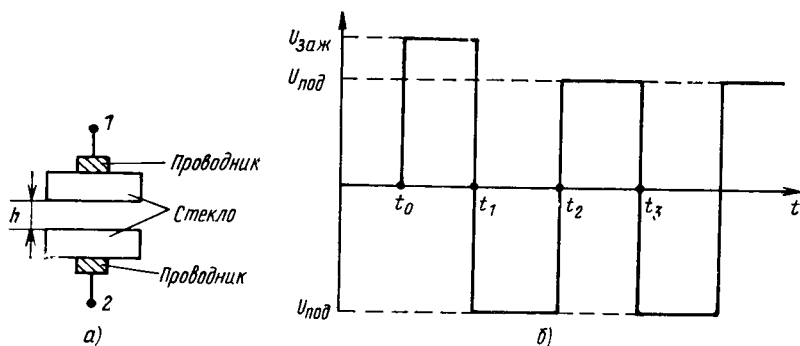


Рис. 8.17

с помощью прокладок 8 и заполняется газовой смесью до давления, близкого к атмосферному. Герметизация панели осуществляется по периферии с помощью стеклоцемента. Диэлектрик (3, 6), отделяющий электроды от газовой смеси, образует разделительную емкость, которая в 2—3 раза больше емкости газовой разрядной промежутка. Поэтому напряжение, подводимое в предразрядный период непосредственно к разрядному промежутку, составляет основную часть напряжения источника питания.

Рассмотрим принцип работы ГИП переменного тока на базе одной газоразрядной ячейки (рис. 8.17,а). В момент времени t_0 (рис. 8.17,б) к ячейке прикладывается разность потенциалов, равная напряжению зажигания $U_{\text{заж}}$ (напряжение ионизации газа). Вследствие ионизации газа происходит движение электронов к аноду, а ионов к катоду. Этот первый разряд создает первую вспышку неоновое свечения и напряжение, противоположное внешнему напряжению, гасящего разряд. В момент времени t_1 полярность внешнего напряжения изменяется, а его значение уменьшается до $U_{\text{под}}$ — поддерживающего напряжения ячейки. Поскольку полярность приложенного напряжения изменилась, теперь его направление совпадает с направлением напряжения на диэлектрических слоях, образованных при первом зажигании. Сумма двух этих напряжений превышает напряжение зажигания разряда и происходит второй разряд, который создает новый световой импульс и противоположно направленные заряды на диэлектрических слоях.

В момент времени t_2 полярность снова меняется, инициируя третий разряд, вызывающий третью вспышку и противоположное напряжение на диэлектрических слоях. В итоге для зажигания первого разряда необходима большая разность потенциалов $U_{\text{заж}}$. Далее для генерации световых импульсов и зарядов, накапливаемых на диэлектрических слоях при каждой смене полярности, используется поддерживающее напряжение переменной полярности и меньшей амплитуды. Таким образом, ячейка

оказывается включенной или «записанной», и она поддерживает-ся в этом включенном состоянии. Типичные значения $U_{зж}$ и $U_{под}$ составляют 150 и 90 В соответственно.

Поддерживающее напряжение не может обеспечить зажигания без помощи напряжения на диэлектрических слоях. Таким образом, для режима стирания требуется малое напряжение, которое не может создать напряжение на диэлектрических слоях, достаточное для последующих зажиганий разряда. Уменьшение напряжения на диэлектрических слоях до нуля обычно достигается небольшим изменением амплитуды приложенного переменного напряжения.

Газообразный неон дает излучение видимого диапазона. Яркость ячейки задается импульсами света, усредненными во времени. Максимальная яркость световых импульсов, их изменение во времени и пространстве и частота следования определяют яркость элемента.

Конструктивно индикаторная панель собирается из двух независимо изготавливаемых подложек, образующих камеру для газа. Затем панель через трубку заполняется соответствующей газовой смесью и герметизируется. Подложкой служит стекло толщиной 3 ... 6 мм. Проводники получают нанесением тонких или толстых пленок через трафареты или в виде сплошных слоев.

Диэлектрическая пленка создает емкостную связь между проводниками и газом в камере. Емкость влияет на максимальный ток (яркость) элемента и на амплитуду напряжений, необходимых для работы элемента. Эти характеристики влияют также и на распространение взаимодействия поля на соседние элементы. Таким образом, диапазоны толщины и диэлектрических постоянных этого слоя важны для оптимизации плазменной панели.

Рабочее напряжение и стабильность характеристик ГИП сильно зависят от взаимодействия диэлектрических пленок с газом. В качестве материалов пленок используются окислы, наносимые сверху диэлектрического слоя методом напыления.

На временную стабильность рабочего напряжения влияет изменение рабочего напряжения ячейки в зависимости от того, была ли она включенной или выключенной. Разница между включенной и невключенной ячейками связана с природой загрязнения тугоплавких материалов окислов, поскольку эти материалы склонны к образованию гидратов окислов или гидроксильных групп на поверхности. Напряжение зажигания для данного типа газа или смеси зависит от зазора между электродами h и давления газа p . На рис. 8.18 показана зависимость напряжения зажигания $U_{зж}$ от произведения ph . Из рисунка видно, что существует оптимальное значение ph , при котором $U_{зж}$ минимально.

Для сохранения постоянства рабочего напряжения поверхность материала диэлектрического покрытия должна оставаться стабильной при возбуждении газа, следовательно, она должна

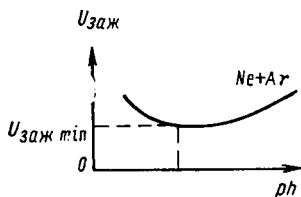


Рис. 8.18

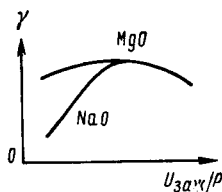


Рис. 8.19

быть устойчивой к распылению. Распыление материала диэлектрического покрытия характеризуется коэффициентом вторичной эмиссии материала диэлектрического покрытия γ . Коэффициент γ зависит также и от отношения приложенного напряжения к давлению газа $U_{заж}/p$. Эта зависимость иллюстрируется рис. 8.19.

При использовании тонкопленочных покрытий необходимо знать условия, при которых может происходить удаление поверхностного слоя вследствие распыления, вызывающего сдвиг напряжения, если нижний слой существенно отличается от значения γ .

Современные ГИП переменного тока с высокой разрешающей способностью представляют панель из 512×512 линеек с разрешением 2 лин/мм. Толщина диэлектриков 40 мкм, ширина проводников 85 мкм, зазор в камере 100 мкм, в качестве наполнителя используется смесь неон-ксенона. В экспериментальном порядке разработаны многоцветные ГИП переменного тока с количеством ячеек 128×128 и разрешением 2,4 лин/мм. Однако сложность применения таких панелей состоит в трудности плавного изменения яркости свечения.

Важным параметром в работе ГИП является его стабильность. Основным фактором, определяющим срок жизни ГИП, является скорость распыления материала катода. Распыление происходит под действием ионной бомбардировки, что приводит к напылению материала на рабочие электроды, появлению проводящих мостиков, затемнению баллона материалом катода и снижению яркости. Действие этих факторов увеличивается при увеличении давления. Значительное повышение срока службы достигается введением в ячейку ртути или уменьшением рабочего тока (снижением яркости).

8.6. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ИНДИКАЦИИ

На смену газоразрядным и вакуумным элементам индикации уверенно приходят твердотельные источники спонтанного излучения — полупроводниковые индикаторы. Возможность получения яркого и чистого свечения, малая мощность потребления, длительный срок службы, небольшие габариты, надежность, экономичность, безопасность и простота в обращении, естест-

венная совместимость электрических параметров с параметрами ИС открывают перед этими индикаторами широкие перспективы. Области применения твердотельных индикаторов все более расширяются. Наряду с использованием индикаторов в электронных часах, микрокалькуляторах, различных измерительных приборах, знаковых указателях они начинают все шире применяться в качестве элементов ИС, оптронных пар, экранов одноцветного и многоцветного изображений и еще в целом ряде устройств специального и массового назначений.

Среди полупроводниковых индикаторов наиболее широкое распространение получили светоизлучающие диоды (СИД). Они выпускаются промышленностью в виде дискретных элементов индикации, монолитных цифровых или буквенно-цифровых дисплеев. В настоящее время разработаны СИД, которые излучают свет от красного до синего цвета. По сравнению с ЭЛТ светодиод по светоотдаче на порядок менее эффективен, но на много порядков более миниатюрен.

Полупроводниковые СИД отличаются высокими техническими характеристиками. Так, яркость СИД достигает тысячи кандел на квадратный метр, внешний квантовый выход излучения достигает 40 %. Совместимость по входным параметрам с ИС позволяет широко использовать их при конструировании современной микрорадиоаппаратуры. Это связано также с их высоким быстродействием (единицы наносекунд) и большим сроком службы (сотни тысяч часов). Светоизлучающие диоды, созданные для работы в инфракрасном диапазоне, послужили основой для развития новой области радиоэлектроники — твердотельной оптоэлектроники, и их часто используют в оптронах, позиционно-чувствительных фотоэлектронных устройствах, устройствах ввода-вывода информации в вычислительных комплексах, в системах оптической связи.

Явление инжекционной люминесценции в полупроводниках было открыто советским ученым О. В. Лосевым в 1923 г. Более широкое исследование этого явления в 50-х годах привело к созданию светонизлучающих диодов.

Основные характеристики СИД определяются механизмом рекомбинации носителей заряда. Его энергетической характеристикой является внешний квантовый выход (эффективность), который определяется как отношение числа излученных фотонов к числу рекомбинирующих электронов. Внешний квантовый выход меньше внутреннего, что обусловлено поглощением излучения в толще полупроводника и контактных выводах.

Внутренний квантовый выход светодиода $\eta_{вн}$ выражается как отношение числа излучательных фотонов τ_{ϕ} к числу инжектированных носителей τ_n в единицу времени:

$$\eta_{вн} = \tau_{\phi} / \tau_n. \quad (8.14)$$

Поэтому в окрестности p - n перехода стремятся снизить количество дефектов кристаллической решетки и нежелательных

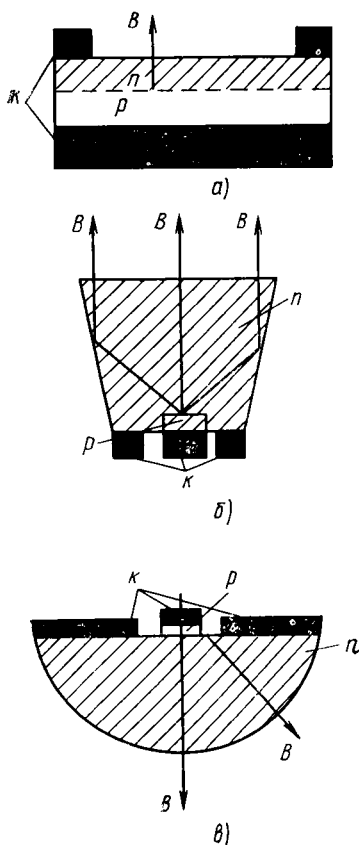


Рис. 8.20

ляет $17,7^\circ$. Такие потери излучения наиболее заметны в СИД, имеющих плоскую конструкцию (рис. 8.20,а). Для увеличения критического угла на поверхность полупроводника наносят различные соединения, в частности полимерные компаунды с показателем преломления, близким по значению к материалам СИД. Высокий коэффициент преломления полупроводника служит причиной сильного отражения излучения от границы раздела полупроводник—воздух при углах падения, меньших критического. Для уменьшения коэффициента отражения применяют просветляющие (антиотражающие) покрытия с коэффициентом преломления $n_p = \sqrt{n_m n_c}$, где n_m и n_c — коэффициенты преломления материала и среды с толщиной d , удовлетворяющей условию

$$n_p d = \lambda (2m + 1) / 4, \quad (8.15)$$

где m — целое число; λ — длина волны.

примесей с тем, чтобы уменьшить скорость безызлучательной рекомбинации. При малых значениях прямого тока через переход внутренний квантовый выход невелик. При увеличении тока значение $\eta_{\text{вн}}$ резко возрастает, а после насыщения излучательных центров уменьшается.

Для увеличения внешнего квантового выхода применяют материалы с относительно малым количеством примесей, вводят легирующие добавки (Zn, N, O). С этой целью применяют также полусферические конструкции СИД и многослойные просветляющие покрытия. Увеличение рабочей температуры уменьшает мощность излучения СИД, что влияет на уменьшение внешнего квантового выхода при работе на больших токах [49].

Потери излучения происходят при переходе его через границу раздела полупроводник — воздух. Это является следствием высокого коэффициента преломления n материалов, из которых изготавливают СИД ($n=3,3 \dots 3,6$). Наружу выходит только то излучение, которое попадает на поверхность раздела под углом θ , меньшим критического $\theta_{\text{кр}} = \arcsin n^{-1}$. Для СИД, изготовленных на основе фосфатогаллия GaF, этот угол состав-

Для вывода излучения B во внешнюю среду применяют специальные конструкции СИД в виде усеченного конуса (рис. 8.20,б) или полусферы (рис. 8.20,в), позволяющие сконцентрировать излучения p - n перехода в одном направлении (к-металлические контакты).

Эффективным, но самым дорогим методом является использование кристаллов куполообразной формы, так как для этого необходима механическая обработка полупроводников и требуется значительный объем материала. Полусферические купола и линзы, отлитые из эпоксидных и полиакриловых смол (с коэффициентом преломления около 1,5), упрощают конструкцию индикатора и являются весьма эффективными для увеличения внешнего квантового выхода в 2 ... 3 раза по сравнению с конструкцией, приведенной на рис. 8.20,а.

Основной характеристикой светодиода как источника света является его яркостная (мощностная) характеристика, которая представляет собой зависимость выходной яркости от тока. Увеличение рабочей температуры уменьшает мощность излучения светодиода. Это влияет на уменьшение внешнего квантового выхода при работе на больших токах. Быстродействие светодиода ограничивается временем спада интенсивности света после включения тока. Время спада определяется скоростью излучательной рекомбинации.

Технология изготовления полупроводников оказала большое влияние на развитие технологии изготовления светодиода. Первые промышленные светодиоды изготавливались на GaAs-подложке, при этом слои полупроводниковых материалов наносились методом газовой эпитаксии, p - n переходы изготавливались диффузией. В последнее время получили развитие такие технологические процессы, как выращивание кристаллов из расплава по Чохральскому под флюсом и жидкостная эпитаксия, которые в настоящее время имеют важное значение при изготовлении определенных типов СИД.

Основными материалами для создания СИД являются тройные соединения типа галлий — алюминий — мышьяк или галлий — мышьяк — фосфор. Более перспективны СИД на основе соединения галлий — алюминий — мышьяк, поскольку на нем достигнуты более высокие значения квантовой эффективности [58] и он более дешевый материал, чем галлий — фосфор — мышьяк.

С точки зрения требований к качеству материалов СИД — более прецизионный прибор, чем диод или транзистор. Он должен иметь такие же электрические характеристики, как электрический диод, но в отличие от него для СИД очень существенна «судьба» инжектированных неосновных носителей.

Производство полупроводниковых индикаторов — это сложный и многостадийный процесс, включающий в качестве основных операций выращивание исходных эпитаксиальных слоев и формирование излучающих p - n переходов. Наиболее широкое применение при изготовлении индикаторов нашли эпитаксиаль-

ные структуры на основе твердых растворов $GaAs_{1-x}P_x$ и на основе $Al_xGa_{1-x}As$ и GaP , поскольку использование указанных структур позволяет изготовить СИД с длиной волны излучения в диапазоне 560 ... 700 нм, т. е. получить индикаторы практически всех необходимых цветов.

Конструктивно СИД выпускаются в металlostеклянном корпусе с полимерной герметизацией на основе металlostеклянной ножки или рамочного держателя и бескорпусные. Первая конструкция позволяет достичь стабильных параметров, высокой надежности при широком изменении механических воздействий и климатических условий. Полимерная герметизация дает возможность несколько увеличить внешний квантовый выход излучения, повысить надежность, уменьшить габариты. Бескорпусные СИД используются в миниатюрной герметизируемой аппаратуре.

По конструктивному исполнению многоэлементные знаковые УОИ на основе СИД можно разделить на герметизированные индикаторы, наборные и экраны. Широкое распространение получили бескорпусные монолитные индикаторы. Для внутрисхемной индикации используются СИД с малой площадью светящейся поверхности; выводы делают удобными для распайки на печатных платах.

При конструировании светодиодов важным параметром является внешний квантовый выход. Он определяется выражением

$$\eta_{\text{внеш}} = \eta_{\text{вн}} \cdot \eta_o, \quad (8.16)$$

где η_o — коэффициент вывода света, или оптическая эффективность. Одним из факторов, влияющих на $\eta_{\text{внеш}}$, является поглощение света полупроводником.

При конструировании СИД требуется найти наилучшее сочетание различных параметров, чтобы получить оптимальные характеристики прибора для определенных условий применения. Оптимизация проводится по таким параметрам, как коэффи-

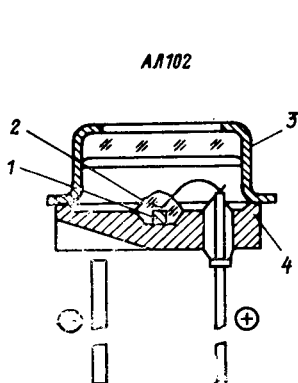


Рис. 8.21

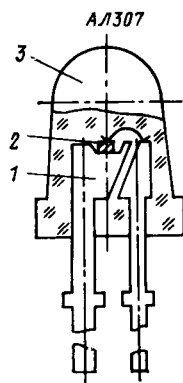


Рис. 8.22

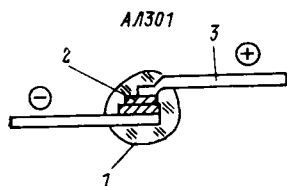


Рис. 8.23

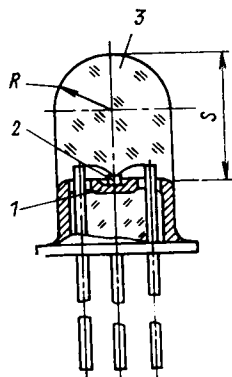


Рис. 8.24

циент инжекции, оптическая эффективность, допустимый тепловой режим и т. д. [50]. Критериями оптимизации являются минимизация размеров СИД, получение максимального внешнего квантового выхода и т. д.

Промышленностью выпускается много видов СИД, конструктивно разделяемых на группы: в металlostеклянном корпусе, с полимерной герметизацией, бескорпусные. Светодиоды первой группы представляют собой герметичную конструкцию с центральным расположением кристалла (рис. 8.21), где: 1 — кристалл; 2 — полимерная защита; 3 — баллон со стеклянным окном; 4 — металlostеклянная ножка. Они наиболее стабильны, надежны и устойчивы к внешним воздействиям. Вторая группа СИД содержит диоды, более стойкие к механическим воздействиям и имеющие наиболее высокое значение внешнего квантового выхода. Типичный их представитель — диод типа АЛ307 (рис. 8.22). Медный держатель 1 обеспечивает эффективный теплоотвод от кристалла 2. Диаметр полимерной линзы 3 около 5 мм. Бескорпусные СИД — самые миниатюрные и используются в герметизируемой аппаратуре. Например, у диода типа АЛ301 (рис. 8.23) наружный диаметр 2,6 мм; кристалл 2 имеет полимерную защиту 1 и гибкие золотые выводы 3, удобные для монтажа в микросхему.

В настоящее время широко ведутся работы по созданию СИД с управляемым цветом свечения. Конструкция такого диода приведена на рис. 8.24. Он выполнен в полимерной герметизации на основе металlostеклянной ножки 1; полимерная линза 3 обеспечивает угол излучения около 35° ; 2 — кристалл СИД. При изменении тока через p - n переход цвет свечения изменяется от красного до зеленого (R и S — размеры полимерной линзы).

Для отображения цифробуквенной информации разработаны многоразрядные монолитно-гибридные индикаторы с оптическим увеличением (рис. 8.25). Такая конструкция позволяет сократить расход материала за счет использования линз и увеличения размера знака в 2 ... 3 раза и силы света в 2 ... 5 раз. Прямой

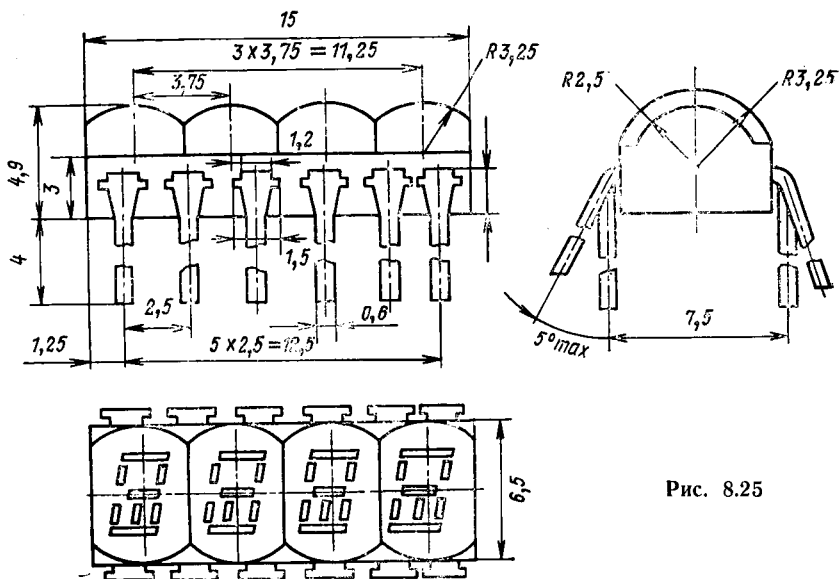


Рис. 8.25

ток СИД находится в пределах нескольких десятков миллиампер при яркости 10 ... 20 кд/м². Более подробные сведения о СИД даны в [50].

8.7. ЭЛЕМЕНТЫ ИНДИКАЦИИ НА ЖИДКИХ КРИСТАЛЛАХ

Оптические свойства жидких кристаллов. Принцип действия жидкокристаллических индикаторов (ЖКИ) основан на явлениях взаимодействия световых электромагнитных колебаний с длинными молекулами вещества, находящегося в промежуточном (между жидким и кристаллическим) состоянии.

Жидкие кристаллы (ЖК) уже прочно заняли свое место как электролитические материалы для устройств отображения информации в приборах автономного типа, т. е. с отдельными источниками питания, таких как электронные наручные и настольные часы, калькуляторы, микроЭВМ, измерительные приборы типа тестеров и т. д. Есть также основания ожидать, что технические трудности, стоящие на пути создания плоских телевизионных экранов на ЖК, будут со временем преодолены и удастся создать дешевый экран, удовлетворяющий телевизионному стандарту как в отношении разрешающей способности, так и быстродействия.

Жидкие кристаллы являются органическими материалами, представляющими промежуточную фазу (или мезофазу) между твердой и изотропной жидкой фазами. В твердокристаллической фазе они обладают текучестью и способностью принимать форму

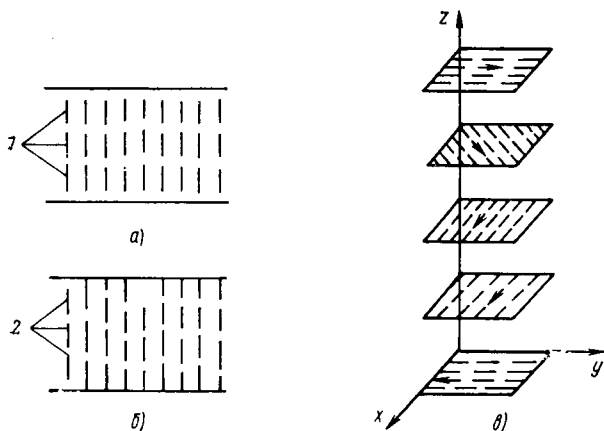


Рис. 8.26

сосуда, подобно обычным жидкостям, но молекулы жидких кристаллов взаимодействуют между собой, создавая упорядоченные состояния различных типов.

Жидкокристаллические состояния (промежуточные между кристаллическим и изотропно-жидким) обнаруживаются у вещества с удлинённой формой молекул, образующих молекулярные кристаллы. Все ЖК состоят из молекул удлинённой формы, упорядоченное расположение которых обеспечивается относительно слабыми дальнедействующими силами.

Поскольку межмолекулярные силы довольно малы, структура ЖК в значительной степени зависит от воздействия внешних факторов: температуры, механических деформаций, электрических и магнитных полей, ультразвука и др. Реакция ЖК на эти воздействия в основном проявляется в изменении их оптических свойств, в связи с чем ЖК могут применяться для управления световым излучением, приема и отображения информации.

Свойства ЖК объясняются особенностью строения молекул. Для них характерны вытянутые формы; типичные размеры молекул — длина $1 \dots 3$ мкм, ширина $0,5 \dots 1$ мкм. Эти молекулы «жесткие» благодаря бензольным кольцам и сопряженным связям. Концевые группы атомов обычно обладают большой поляризуемостью и значительной амплитудой тепловых колебаний. В зависимости от силы межмолекулярных связей возникают три основные группы мезофаз: смектическая, нематическая, холестерическая [51].

Смектические ЖК характерны тем, что в них молекулы расположены параллельно своим длинным осям и образуют слои одинаковой толщины, близкой к длине молекул. Эти слои лежат один над другим на равном расстоянии (рис. 8.26,а). В нематических ЖК оси молекулы тоже параллельны, но не образуют отдельных слоев. Длинные оси молекул лежат вдоль преимущественного направления, а их центры размещены хаотично (рис. 8.26,б). В хо-

лестерических ЖК молекулы расположены в слоях, как и в смектике. Отличие состоит в том, что длинные оси молекул параллельны плоскости слоев, а направление их ориентации монотонно меняется от слоя к слою (8.26, в).

Можно выделить две характеристики ориентации длинных осей молекул по отношению к поверхности электродных пластин: планарную (параллельную) и гомеотропную (нормальную). При планарной ориентации длинные оси всех молекул направлены параллельно поверхности электродных пластин, а при гомеотропной — перпендикулярно. Положение молекул ЖК может изменяться под воздействием электрического и магнитного полей, механического и ультразвукового воздействий.

Все ЖК делятся на две большие группы: термотропные и лиотропные. Для термотропных ЖК мезофаза существует в форме расплава в определенном температурном интервале, а для лиотропных — в виде раствора определенных пропорций одного вещества в другом.

Важным для ЖК является взаимодействие мезофазы с электрическим и магнитным полями. Наложение на слой ЖК внешнего электрического или магнитного поля вызывает появление в нем своеобразного рисунка, так называемой доменной картины. Рисунок и форма доменов сложно зависит от внешних условий и внутренней структуры вещества и определяется двумя факторами: расположением длинных осей молекул в ЖК и знаком диэлектрической анизотропии. Кроме этого на форму доменной структуры могут влиять толщина слоя и тип ЖК вещества, взаимное расположение электродов, напряженность, форма и частота электрического и магнитного полей. Домены отчетливо наблюдаются как в естественном, так и в поляризованном свете между скрещенными поляроидами. Вязкая контрастная картина доменов получается в монохроматическом свете и не получается в белом свете.

Для создания элементов индикации требуются тонкие однородно ориентированные слои ЖК, что является необходимым условием для достижения высокого контраста и качества изображения. По своим электрическим свойствам ЖК вещества относятся к диэлектрикам и характеризуются малой удельной электропроводностью $\sigma = 10^{-6} \dots 10^{-9} \text{ (Ом} \cdot \text{м)}^{-1}$, зависящей от количества проводящих примесей. Важным параметром ЖК, позволяющим управлять его оптическими свойствами с помощью электрического поля, является так называемая диэлектрическая анизотропия

$$\Delta\epsilon = \epsilon_{\parallel} - \epsilon_{\perp}, \quad (8.17)$$

где $\epsilon_{\parallel}$ и $\epsilon_{\perp}$ — параллельная и перпендикулярная составляющие относительной диэлектрической проницаемости.

Жидкокристаллические индикаторы. В выпускаемых промышленностью ЖКИ используются различные электрооптические эффекты, но наиболее широкое распространение получили динамическое рассеивание и «твист-эффект».

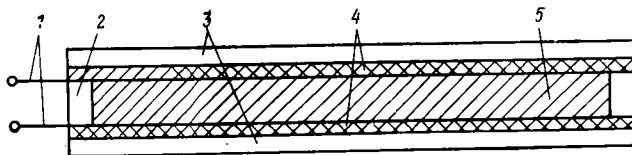


Рис. 8.27

В индикаторах, использующих эффект динамического рассеивания света, при приложении электрического поля напряженностью $5 \cdot 10^3 \dots 10^4$ В/см прозрачное вещество (жидкий кристалл нематического типа) мутнеет вследствие появления множества центров рассеивания света. На однородном фоне появляется рисунок, яркость которого в $10 \dots 40$ раз превышает яркость фона. С увеличением внешнего освещения яркость высвечивания знака растет, контрастность сохраняется, что принципиально отличает эти индикаторы от других.

В индикаторах на основе «твист-эффекта» при приложении электрического поля примерно той же напряженности, что и в случае динамического рассеивания, меняется прозрачность системы, состоящей из плоской стеклянной ячейки, заполненной нематическим ЖК веществом и помещенной между двумя поляроидами. На слабо окрашенном фоне проявляется черный рисунок.

Конструктивно все типы ЖКИ состоят из тонкого ($10 \dots 50$ мкм) слоя ЖК вещества между двумя стеклянными пластинками 3 (рис. 8.27), одна из которых прозрачна, и устройств для изменения оптических свойств слоя. На внутренних поверхностях пластин нанесены прозрачные электроды 4 (из окиси слова) необходимой конфигурации, к которым подсоединены выводы 1. Герметичная полимерная прокладка 2 ограничивает объем и зазор между пластинами. Объем, заключенный между двумя электродами, содержит жидкий кристалл 5 и имеет толщину $6 \dots 25$ мкм.

Контейнер для ЖКИ в идеальном случае должен быть полностью герметичным для исключения воздействия окружающей среды на жидкость и ее поверхность. И наоборот, сам контейнер не должен оказывать влияния на жидкость, за исключением задания граничных условий, управляющих ориентацией жидкости, в частности в выключенном состоянии. Закрепление ориентации у поверхности электродов ЖКИ позволяет также управлять возвратом ориентации в исходное состояние после снятия электрического сигнала.

У ЖКИ, работающих в проходящем свете, оба электрода прозрачны. Такой индикатор в невозбужденном состоянии прозрачен и пропускает свет, а в возбужденном — рассеивает его. Электроды могут быть сплошными или с вытравленными рисунками для получения изображения.

Для работы в условиях низкой освещенности создается подсветка. Для этого за задней пластинкой ЖКИ размещается лам-

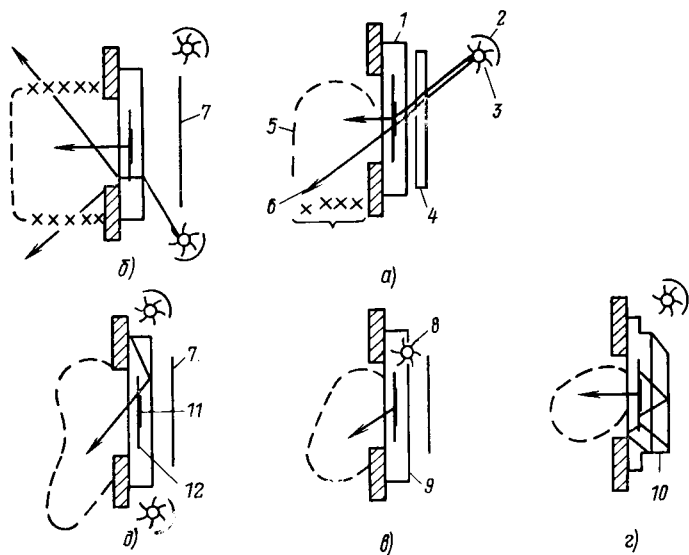


Рис. 8.28

па, средняя мощность которой составляет 0,5 Вт на один знак высотой 2,5 см. Такая мощность обеспечивает яркость ЖКИ, сравнимую с яркостью газоразрядных или светодиодных индикаторов, используемых в условиях обычной освещенности. Создание подсветки конструктивно показано на рис. 8.28. Система типа жалюзи (рис. 8.28,а) наиболее удобна при наблюдении по нормали относительно поверхности индикации или несколько в стороне от нее; для увеличения угла обзора используется система, показанная на рис. 8.28,б, содержащая лампы с рефлекторами. Высокая эффективность использования источника подсветки достигается встраиванием лампы непосредственно в ЖКИ (рис. 8.28,в).

Конструкция подсветки, исключая прямое прохождение света, показана на рис. 8.28,г. Боковая подсветка, обеспечивающая наиболее широкий угол обзора, показана на рис. 8.28,д. На рисунках введены следующие обозначения: 1 — ЖК; 2 — рефлектор; 3 — лампа; 4 — жалюзи; 5 — поверхность наблюдения; 6 — направление подсветки; 7 — черный или темный поглощающий экран; 8 — миниатюрная лампа накаливания, запрессованная в стекло; 9 — воздушный промежуток; 10 — пластмассовый или стеклянный клин, оптически соединенный с ЖК; 11 — активированный слой ЖК; 12 — жидкокристаллический слой.

Существуют различные методы изготовления жидкокристаллических индикаторов, но в основном применяются два: спекание стекла и полимерная герметизация. Элемент получается полностью герметичным, когда спеканием стекла спаиваются передний и задний электроды, за исключением отверстия, которое запаивается после заполнения ЖК материалом в вакууме. Электроды изготов-

ляются в виде нанесенной на стекло металлической пленки. Чтобы выдерживать температуру пайки, поверхности, задающие ориентацию ЖК материала, должны быть неорганическими. Обычным способом получения ориентации является напыление под малыми углами на один или оба электрода; чаще всего в качестве материала используется монооксид кремния.

Одновременно с угловым напылением может применяться полимерная герметизация, но полимерные пленки чаще наносятся на поверхность электродов окунанием в раствор. После сушки пленку «натирают» для задания ориентации. При таком способе ориентации параллельна направлению натирания с небольшим отклонением.

Герметизирующая прокладка может быть термостойкой или термопластичной. Объем между электродами заполняется ЖК материалом, и герметизация производится нагревом элементов конструкции при небольшом давлении.

Принципиальная простота устройства ЖКИ и их планарная конструкция позволяют создавать крупногабаритные панельные дисплеи, широкое использование которых сдерживается технологическими возможностями создания цепей адресации информации к соответствующим участкам дисплея. Для малых дисплеев (например, часовых с четырьмя 7-сегментными цифровыми разрядами) можно создать отдельный электрический контакт к каждому элементу дисплея. Но для дисплеев, число элементов которых более 50, сделать такой отдельный контакт к каждому элементу невозможно.

У ЖКИ одной из главных является проблема обеспечения долговечности, связанная с недостаточной химической стабильностью ЖК. Практически приемлемая долговечность достигается с помощью конструктивных и технологических мер. Под сроком службы ЖКИ понимают время, в течение которого контрастность индикатора снижается в 2 раза по сравнению с первоначальной. Для повышения срока службы ЖК питают переменным напряжением, исключая этим направленный характер электрохимических процессов. Срок службы такого индикатора при возбуждении напряжением переменного тока повышается на порядок.

Для обеспечения однородной четкости изображения и большого срока службы ЖКИ содержат инертное покрытие, наносимое на поверхность подложки с проводящими слоями на ней. Такое покрытие нерастворимо в нематической жидкости, склеивается с проводящим слоем и подложкой и обладает прозрачностью. Материалами для инертного покрытия могут служить винилацетатные смолы, смолы на основе этилена, эпоксидные компаунды, полиамиды и линейно насыщенные полиэферы.

К недостаткам ЖКИ относятся: малый рабочий температурный интервал (обычно $-10 \dots +60^\circ\text{C}$), значительная инерционность ($10^2 \dots 10^{-1}$ с), узкий угол обзора, ограниченный срок службы (10 000 ч).

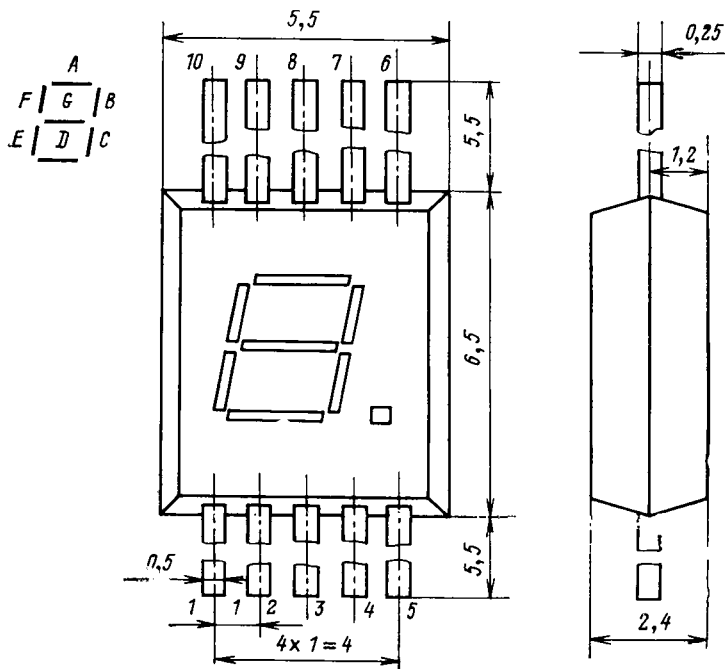


Рис. 8.29

Во всех типах ЖКИ, выпускаемых промышленностью, в качестве подложки используют стеклянные пластины толщиной 1 ... 5 мм, причем для индикатора большего размера применяют более толстые стекла. Проблема массы для ЖКИ является более острой, чем для любых других индикаторов, например СИД, у которых масса определяется массой подложки. Тем не менее, массу ЖКИ можно снизить, применяя вместо стеклянных подложек полимерные.

В настоящее время серьезные работы проводятся по созданию и практическому применению матричных ЖКИ и индикаторов с полицветным изображением. При использовании матричных ЖКИ имеются сложности, связанные с мультиплексным управлением ими.

В номенклатуре ЖКИ имеется значительное число сегментных индикаторов, позволяющих отображать цифры от 0 до 9, ряд букв, обозначения основных электрических размерностей. Высота знаков от 5 до 20 мм, число разрядов до 6—8. Разработаны матричные ЖКИ различных размеров.

Типовая конструкция ЖКИ представлена на рис. 8.29. Площадь и форма корпуса ЖКИ могут быть различными (от 1 до 10 000 см²). Геометрические размеры и вид изображаемых символов в пределах площади индикатора определяются лишь эргономическими соображениями, поскольку ЖКИ не накладывают на них никаких ограничений.

8.8. РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ВЫБОРУ ЭЛЕМЕНТОВ ИНДИКАЦИИ УСТРОЙСТВ ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ ДЛЯ РЭА

В связи с расширением области применения ЭИ их выпуск непрерывно растет, однако разнообразие требований, предъявляемых к ним, не позволяет пользоваться одним универсальным элементом. Поэтому выбор типа ЭИ для конкретного РЭА — сложная задача.

При конструировании РЭА широко используются УОИ в виде готовых матриц типа дисплеев или ЭЛТ, но часто их создают на основе дискретных элементов индикации. При этом возникают проблемы обеспечения светотехнических, эргономических, конструктивных параметров и совместимости особенностей операторов и РЭА.

Эргономические рекомендации. Для удобства наблюдения требуется, чтобы яркость индикатора была близкой к яркости окружающих предметов, чтобы при переводе взгляда на индикатор глазу не нужно было адаптироваться. Поэтому яркость знаков должна быть примерно равна яркости окружающей среды в условиях максимального освещения (350 кд/м^2).

Для увеличения контрастности обычно применяют цветочные фильтры, которые частично поглощают рассеянный свет. В этом случае яркость фона определяется только фильтром и рассеянным освещением. При более слабой освещенности яркость фона меньше, в то время как яркость индикатора не изменяется и контраст по яркости не увеличивается.

Область, окружающая активную часть индикатора, влияет на контраст и удобство чтения. Для чтения удобнее всего, когда знаки полностью заполняют отведенное поле, но не касаются контрастной границы. При одном и том же размере знаков наличие рамки, окружающей цифры, улучшает условия наблюдения. Оптимальный размер ограниченного поля должен в 2 ... 3 раза превышать размер знаков индикатора. Это обычно влечет за собой разработку оптических фильтров и линз.

Анализ разрешающей способности зрения показал, что увеличение размеров выше 5' или возрастание яркости выше 300 кд/м^2 дают несущественный вклад в увеличение разрешающей способности.

Конструктивные рекомендации. Индикаторы следует располагать относительно друг друга в соответствии с функциональными связями элементов системы. Они размещаются слева направо и сверху вниз. Лицевые поверхности индикаторов не должны отклоняться от площади, перпендикулярной нормальной линии зрения более чем на 45° . Оптимальной зоной видимости считается зона в пределах 15° от нормальной линии зрения. Наибольшую зону допустимых углов обзора (170°) обеспечивают ВЛИ и ГИП, что обусловлено их плоской конфигурацией. Наименьший допустимый угол обзора до $\pm 40^\circ$ имеет ЖКИ из-за снижения реального яркостного

контраста при увеличении угла обзора. Фактором, уменьшающим угол обзора вакуумных накаливаемых и вакуумных люминесцентных индикаторов, является значительная глубина «утопленности» знака по отношению к торцевой поверхности индикатора (около 7 мм для вакуумных накаливаемых индикаторов и около 11 мм для вакуумных люминесцентных индикаторов).

Минимальное расстояние наблюдения индикаторов не менее 50 см, для отображения слабых сигналов — не менее 25 см. Допустимые дистанции наблюдения для цифровых индикаторов ограничиваются до 4 мм вследствие незначительной толщины обводки сегментов (около 60 мкм), а также большого расстояния между отдельными сегментами знака.

При использовании индикаторов с подсветом их яркость должна превышать уровень освещенности окружающей среды не менее чем на 10%, но не более чем на 30%. Для знаковой и буквенно-цифровой информации рекомендуется высота знаков не менее 3,5 мм, ширина 0,3 высоты, межзнаковые расстояния 0,3 ... 0,5 высоты знака; межстрочные расстояния 0,75 высоты знака.

Примерное соотношение для определения размеров символов:

$$H=0,22D+K_1+K_2, \quad (8.18)$$

где H — высота знака; D — расстояние до наблюдателя; K_1 — поправка на освещенность и условия наблюдения (0,1 ... 0,3); K_2 — поправка на значимость (0,1 ... 1,0). Так, для благоприятных условий чтения размер символа составляет 2 мм при $D=91$ см. Для важных знаков рекомендуется увеличить размер до 4 мм. Общепринятые размеры индикаторов для миниатюрных приборов имеют высоту около 3 мм.

При определении размеров индикатора необходимо, чтобы его величина была удобна для большого числа наблюдателей. Этого добиваются увеличением в некоторых пределах размеров символов. Увеличение размеров выше определенной величины оказывает незначительное влияние на восприятие изображения. Дальнейшее улучшение восприятия изображения возможно только при повышении яркости или контрастности.

Рекомендации по применению разных типов ЭИ. Сравнивая зрительные ощущения при заданной мощности сигнала, необходимо сопоставлять энергетические единицы измерения электрической мощности (ватты) с фотометрическими единицами (люменами). Задача фотометрии состоит в определении тех параметров излучения, которые вызывают зрительные ощущения. В общем случае в эту задачу входит определение эффективности визуального воздействия, характеризующее мощность излучения с учетом чувствительности человеческого глаза, и задание величин, связанных с цветом.

Ввиду сложности сравнения элементов УОИ по различным параметрам в качестве эквивалента выберем экран с размером излучающей площади 1 м² и яркостью 300 кд/м², выполненный из различного типа элементов индикации УОИ. Сравниваемые пара-

Таблица 8.2

Тип ЭИ	Светоотдача, лм/Вт		Мощность, Вт	
	реальная	перспектив- ная	реальная	перспектив- ная
Электронно-лучевая трубка	0,9	4,5	270	50
Экран из СИД	1	50	250	5
Газоразрядный	0,5	5	500	5
Вакуумно-люминесцентный	2	5	125	50
Жидкокристаллический	3	40	1000	100

метры приведены для некоторых элементов индикации в табл. 8.2.

Сфера возможного применения тех или иных элементов индикации в значительной мере определяется сроком их службы. Например, у вакуумных люминесцентных индикаторов при оптимальной технологии их изготовления долговечность определяется главным образом работоспособностью люминофора и источника возбуждающих электронов — оксидного катода. Рациональное применение определенного элемента индикации в РЭА зависит от его технико-экономических и эргономических показателей. Сравнительные свойства различных элементов индикации приведены в табл. 8.3.

Зрительное восприятие информации зависит от освещенности объектов, попадающих в поле зрения оператора. При этом глаз приспособляется к некоторой средней яркости. Наилучшие условия для работы получаются, когда яркость составляет 30 ... 300 кд/м².

Как известно, универсальных индикаторов нет. Каждый из них имеет свою область применения, в которой он наилучшим образом удовлетворяет технико-экономическим и эргономическим требованиям. С учетом особенностей восприятия оператором зрительной

Таблица 8.3

Тип ЭИ	Яркость, кд/м ²	Напряжение питания, В	Потребляемая мощность, Вт	Сопряжение с микро- схемами
Вакуумно-люми- несцентный	500...1500	9...27	50...300	Хорошее с МДП ИС
Светоизлучающий диод	300...1000	1,5...3	—	—
Газоразрядный	300...500	150...200	200...500	Плохое, необходимы высоковольтные ключи
Электролюми- несцентный	30...100	170...200	50...100	Плохое, необходимо переменное напряже- ние

Таблица 8.4

Тип ЭИ	Сблать применения	Эффекти- ность, лм/Ет	Срок нара- ботки, ч	Цвет
Газоразрядный	В качестве элементов индикации состояния РЭА измерительных приборов	15	40...200	Все цвета
Электронно-лучевая трубка	В дисплеях ЭВМ, индикаторах обстановки, в радиолокации и т. д.	5...15	10 ³ ...10 ⁴	То же
Светодиод	В качестве визуальных индикаторов состояния полупроводниковых приборов и ИС, в приборных щитах самолетов и космических аппаратов	5...15	1000	Желтый, красный, зеленый
Вакуумно-люминесцентный	В дисплеях микроЭВМ, калькуляторах, измерительных приборах	0,01...2	10 1000	Зеленый, красный

информации можно определить ограничения на светотехнические характеристики индикаторов и выявить параметры, наиболее существенно влияющие на скорость и точность получения информации оператором. В результате совместного анализа ограничений устанавливаются оптимальные условия работы и применимости индикаторов. В табл. 8.4 для сравнения приведены параметры разных элементов индикации.

Анализ факторов, влияющих на выбор ЭИ, указывает на необходимость их комплексной оценки, поиска путей оптимизации выбора типа ЭИ и их параметров (8.11). Функционирование ЭИ определяется его характеристиками с заданными ограничениями.

Методика применения того или иного индикатора в данном РЭА базируется на использовании обобщенной целевой функции, которая может быть представлена как набор определенных частных критериев. Например, критерий «видимости» v_{ϕ} представляет собой отношение рабочего контраста K_p к пороговому K_{Π} :

$$v_{\phi} = K_p / K_{\Pi}. \quad (8.19)$$

Пороговый контраст зависит не только от яркости знака и фона, но и от формы знака, т. е. учитываются особенности восприятия оператором знака.

Выбор определенного типа индикатора зависит от многих параметров. Существуют также дополнительные критерии, такие, как стоимость, конструктивность, технологичность и т. д. При эксплуатации необходимо учитывать не только взаимосвязь параметров индикаторов, но и их значимость для данного типа РЭА.

Оптимизация может производиться по следующему принципу. Вводится понятие обобщенного критерия F_o , который определяется по трем локальным критериям:

$$F_o = \alpha F_1 + \beta F_2 + \gamma F_3, \quad (8.20)$$

где F_1 — критерий обеспечения основной функции индикатора — преобразования электрического сигнала в знак, обеспечивающий точность и скорость восприятия информации человеком-оператором; F_2 — критерий обеспечения надежности с учетом особенностей восприятия знака оператором; F_3 — критерий обеспечения конструктивной совместимости с РЭА; α , β , γ — коэффициенты влияния (весовые коэффициенты локальных критериев F_1 , F_2 , F_3) на обобщенный критерий. Как правило, критериям придается характер аналитического выражения [51]. Значения F_1 , F_2 , F_3 представляются в относительных единицах. Коэффициенты влияния α , β , γ и математическая модель обобщенного критерия качества выбираются из условия минимизации. Чем меньше значение функции F_0 , тем лучше данный ЭИ.

Результаты расчетов по данной методике показывают, какому индикатору в данном РЭА можно отдать предпочтение. Для получения экспертных оценок (коэффициентов α , β , γ), используют различные данные по индикаторам, а затем по 10-бальной системе оценок проставляют вес каждого индикатора в данной системе в зависимости от трех локальных критериев. В качестве экспертов используют квалифицированных специалистов в области применения индикаторов. Этот метод не дает абсолютных значений показателей качества индикаторов для данной РЭА. Он позволяет лишь отдать предпочтение тому или иному индикатору, т. е. расставить индикаторы в ряд по мере убывания или возрастания их достоинств, что и требуется для выбора одного элемента индикации из нескольких.

8.9. ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ЭЛЕМЕНТОВ ИНДИКАЦИИ

Тенденция развития элементов индикации УОИ направлена на повышение яркости, КПД, долговечности, надежности, уменьшение массы, габаритов и потребляемой мощности. В последнее время предложены новые элементы индикации, такие как электрооптические светомодулирующие элементы, ЭЛТ, обеспечивающие объемное изображение, плоские экраны из СИД и ЖКИ для цветного телевидения и т. д.

Широко ведется комплексная микроминиатюризация УОИ, заключающаяся в создании малогабаритных компоновок из элементов индикации и микросхемных блоков управления в едином технологическом процессе. Надежность и долговечность ЭИ будут повышаться и дальше в результате создания монолитных конструкций и использования новых материалов.

В настоящее время на основе высокопроизводительной цифровой техники наметилась тенденция в представлении информации на индикаторах в картинной форме. Широкое распространение получили индикаторы с символьной буквенно-цифровой и шкальной формами представления информации. Одной из попыток улуч-

шить взаимодействие оператор — УОИ явилось отображение данных в виде буквенно-цифровой и графической информации.

Примером графического представления информации является формат электронного индикатора обстановки в вертикальной плоскости с изображением «дороги в небо», которое обеспечивает наглядное представление о траектории пролета, параметрах движения, положении самолета относительно взлетно-посадочной полосы. Использование уникальных возможностей ЭВМ позволяет практически реализовать картинную форму представления информации для создания реалистического (трехмерного) представления о полете и состоянии бортовых систем.

Глава 9. ТРАНСФОРМАТОРЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

9.1. ОПРЕДЕЛЕНИЯ, КЛАССИФИКАЦИЯ И ПРИМЕНЕНИЕ В АППАРАТУРЕ

Определения и классификация. Трансформатор — электромагнитное устройство, имеющее две или более индуктивно связанных обмотки и предназначенное для преобразования посредством электромагнитной индукции одной или нескольких систем переменного тока в одну или несколько других систем переменного тока. При классификации трансформаторов их разделяют на группы, обладающие общими свойствами и выполняющие близкие функции [61].

Трансформаторы питания предназначены для преобразования переменного напряжения первичного источника в любые другие значения напряжения, необходимые для нормального функционирования аппаратуры. Их можно разделить на три подгруппы: маломощные трансформаторы с выходной мощностью менее 1 кВт и напряжением не более 1000 В (широко применяются в РЭА и в составе источников вторичного электропитания (ИВЭП) аппаратуры разного назначения); мощные трансформаторы питания с выходной мощностью более 1 кВт (в РЭА применяются только для мощных источников питания передатчиков и усилителей); высоковольтные трансформаторы, напряжение на обмотках которых превышает 1000 В или обмотки которых находятся под высоким потенциалом (используются в РЭА в составе выпрямителей для питания магнетронов, электронно-лучевых трубок и т. д.).

Границы между этими группами — условны и в основном определяются тем, при какой мощности и каком напряжении происходит изменение конструкции трансформатора, т. е. изменение конструкции магнитопровода, изоляционных материалов, марок проводов и т. д.

На конструкцию трансформаторов питания существенно влияет частота. Поэтому дополнительно они классифицируются по частоте питающего напряжения, например трансформаторы, работающие от сети 50 или 400 ... 1000 Гц. Трансформаторы в этом случае называют сетевыми в отличие от преобразовательных, используемых в статических преобразователях, которые в последние годы находят широкое применение.

В статических преобразователях трансформаторы работают в режиме, отличном от режима, в котором работают сетевые, и на других частотах, обычно значительно более высоких (для уменьшения размеров трансформатора). Частота, на которой работает трансформатор, определяется не частотой сети, а допустимой частотой для магнитопровода трансформатора, входящего в состав генератора (при проектировании устройства питания).

По конструкции (магнитопроводов, каркасов-гильз, защитных элементов) к трансформаторам питания близки дроссели фильтров. Они имеют высокое индуктивное сопротивление на частоте пульсации в выпрямителях и малое сопротивление постоянному току, что позволяет снижать потери в фильтрах ИВЭП.

Трансформаторы согласования, предназначенные для передачи переменных электрических сигналов, несущих полезную информацию, для изменения уровня напряжений (токов) при сохранении мощности и минимальном искажении сигнала. Вместе с активными элементами, например транзисторами, эти трансформаторы входят в состав усилителей мощности, используемых для передачи речи и музыки, спектр частот которых находится в пределах от 30 ... 50 Гц до 3 ... 20 кГц.

Импульсные трансформаторы, основное назначение которых состоит в том, чтобы под влиянием токов (напряжений), действующих в первичной обмотке, вырабатывать на выходе короткие импульсы заданной формы или трансформировать импульсы с необходимым изменением уровня напряжения и тока.

Применение трансформаторов в РЭА и требования к ним. В РЭА имеются каскады и устройства, для питания которых требуются различные постоянные и переменные напряжения. Обычно мощный первичный источник питания имеет одно напряжение переменного тока. Поэтому любое радиоэлектронное устройство должно содержать сложную систему питания, в которую входят трансформаторы, выпрямители на разные напряжения и мощности, преобразователи постоянного тока одного напряжения в постоянный ток другого напряжения и т. п.

Трансформаторы питания предназначены для преобразования электрической энергии с заданной точностью по напряжению. Они должны иметь высокую надежность, минимальные размеры, массу или стоимость и допустимый перегрев. Требования уменьшения массы и габаритов трансформаторов питания и повышения надежности противоречивы. В настоящее время для улучшения массогабаритных характеристик ИВЭП все шире внедряются статиче-

ские преобразователи, в которых трансформаторы работают на повышенных частотах, например до 200 кГц.

Как отмечалось выше, кроме трансформаторов питания в РЭА используются также трансформаторы согласования и импульсные. Трансформаторы согласования должны согласовывать сопротивление нагрузки с сопротивлением источников мощности в широком диапазоне частот. Основное требование, предъявляемое к ним, — обеспечение минимальных или допустимых искажений передаваемого сигнала. Практически оно сводится к тому, что трансформаторы должны иметь незначительные частотные искажения в определенной области частот и в них должны отсутствовать или быть в допустимых пределах нелинейные искажения, т. е. должна соблюдаться линейная зависимость между мгновенными напряжениями на входе и выходе трансформатора при изменении уровня напряжений в заданных пределах на входе. Нелинейные искажения в трансформаторах определяются нелинейной зависимостью магнитной проницаемости и индукции от напряженности магнитного поля, т. е. от напряжения на входе трансформатора.

Во многих случаях трансформаторы согласования работают при малых мощностях, поэтому их перегрев незначителен. Трансформаторы согласования широко используются в бытовой РЭА. Из-за значительных габаритов и массы в РЭА специального назначения на интегральных схемах они применяются редко.

Импульсные трансформаторы выполняют функции, аналогичные функциям трансформаторов согласования, но применительно к импульсным сигналам, например, длительноностью от 0,2 до 100 мкс, поэтому в них особенно жесткие требования предъявляются к индуктивности первичной обмотки, индуктивности рассеяния и собственной емкости обмотки. Исходя из допустимых искажений формы импульса формулируются требования к тем параметрам трансформатора, на которых основывается электрический расчет и выбор конструкции. Импульсные трансформаторы широко применяются в РЭА, в том числе на ИС. Поэтому разработаны и выпускаются унифицированные импульсные трансформаторы и блоки импульсных трансформаторов, предназначенные для работы в микроэлектронной аппаратуре.

9.2. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ, СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРА

Принцип действия. В соответствии с законом электромагнитной индукции напряжение, возникающее на концах витка, пропорционально скорости изменения магнитного потока, пронизывающего этот виток. Если приложить переменное напряжение U_1 к концам первичной обмотки, то по обмотке будет протекать переменный ток, который создаст магнитный поток. Во вторичной обмотке возникает переменная ЭДС (E_2), пропорциональная числу витков и скорости изменения магнитного потока. Переменный магнитный поток создаст индуцированную в первичной обмотке

ЭДС (E_1), которая несколько меньше приложенного напряжения и противоположна ему по направлению. Это обеспечивает протекание намагничивающего тока.

Роль магнитопроводов (сердечников) в трансформаторах.

Особенностью трансформаторов является использование в них магнитопроводов из стали, пермаллоя или ферритов. Они применяются для обеспечения возможно более полной связи между первичной и вторичной цепями и увеличения магнитного потока. Магнитный поток должен замыкаться внутри магнитопровода, не рассеиваясь в окружающее пространство, которое представляет большое магнитное сопротивление. Однако в реальном трансформаторе не весь магнитный поток, возбуждаемый первичной обмоткой, пронизывает витки вторичной обмотки, и это приводит к уменьшению E_2 . Аналогично магнитный поток вторичной обмотки пронизывает не все витки первичной обмотки.

Несмотря на высокие магнитные свойства материалов, применяемых в магнитопроводах, они создают сопротивление для переменного магнитного потока. Как уже отмечалось, возникновение магнитного потока связано с током подмагничивания I_μ . Он тем меньше, чем выше качество материала магнитопровода.

Перемагничивание магнитопровода сопровождается потерями. При действии переменного поля в материале магнитопровода наблюдается магнитный поверхностный эффект, который приводит к дополнительным потерям и уменьшению полезного сечения магнитопровода. Потери энергии в магнитопровode на перемагничивание и на вихревые токи приводят к увеличению тока, протекающего по первичной обмотке, на значение, необходимое для компенсации этих потерь.

Магнитопроводы для трансформаторов согласования и импульсных должны изготавливаться из материалов с высокой магнитной проницаемостью, а для питания — с высокой индукцией насыщения.

Схема замещения. На основании изложенного можно представить схему замещения простейшего трансформатора, состоящего из двух обмоток (рис. 9.1). В режиме холостого хода по первичной обмотке протекает ток холостого хода $I_{x.x}$, определяемый током намагничивания или индуктивным сопротивлением первичной обмотки и потерями в магнитопроводе:

$$I_{x.x} = \sqrt{I_{\mu x.x}^2 + I_{a x.x}^2}, \quad (9.1)$$

где $I_{\mu x.x} = H_{x.x} l_{\text{снл}} / \omega_1$ — реактивная составляющая тока (ток намагничивания) холостого хода; $I_{a x.x} = \mathcal{P}_{\text{ст.х.х}} / U_1$ — активная составляющая тока холостого хода; $l_{\text{снл}}$ — средняя длина магнитной силовой линии магнитопровода; ω_1 — количество витков в первичной обмотке; $\mathcal{P}_{\text{ст.х.х}}$ — мощность потерь в стали магнитопровода

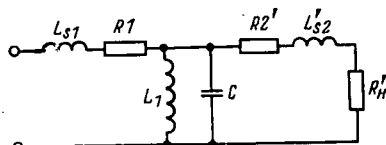


Рис. 9.1

в режиме холостого хода; $H_{x.x}$ — напряженность магнитного поля в режиме холостого хода; U_1 — напряжение на первичной обмотке.

Ток намагничивания в нагруженном режиме I_μ мало отличается от $I_{\mu x.x}$. Составляющую тока I_μ можно выразить через индуктивность первичной обмотки L_1 :

$$I_{\mu x.x} \approx I_\mu = U_1 / \omega L_1. \quad (9.2)$$

Можно показать [61], что индуктивность первичной обмотки (мкГн) определяется выражением

$$L_1 = 12,6 \mu_c \omega_1^2 S_{ст} \cdot 10^{-3} / l_{снл}, \quad (9.3)$$

где μ_c — магнитная проницаемость сердечника; $S_{ст}$ — сечение стали магнитопровода, см².

В трансформаторах согласования L_1 определяет индуктивную нагрузку, которая влияет на частотную характеристику трансформатора. Как уже отмечалось, основная часть магнитного потока первичной обмотки замыкается через магнитопровод, на котором расположена вторичная обмотка, что определяет индуктивность L_1 , а часть рассеивается, что определяет индуктивность рассеивания L_{s1} . В правильно сконструированном трансформаторе магнитный поток рассеивания во много раз меньше основного потока, пронизывающего обе обмотки, т. е. $L_{s1} \ll L_1$.

В первичной обмотке трансформатора имеются потери, определяемые активным сопротивлением первичной обмотки $R1$ и током, протекающим по ней. Цепь первичной обмотки, состоящей из L_1 , L_{s1} и $R1$, показана на рис. 9.1.

При подключении нагрузки R_n к вторичной обмотке (рис. 9.1) протекание тока во вторичной цепи происходит в результате поступления энергии из первичной цепи. Действие нагрузки и тока вторичной обмотки отражается в режиме первичной цепи. Это действие эквивалентно наличию в первичной цепи сопротивления R'_n , которое можно определить через коэффициент трансформации n :

$$R'_n = R_n / n^2, \quad (9.4)$$

где $n = \omega_2 / \omega_1$ (ω_2 , ω_1 — количество витков во вторичной и первичной обмотках).

Ток, протекающий по вторичной обмотке, создает переменный магнитный поток, пронизывающий частично витки первичной обмотки. Это можно выразить индуктивностью рассеивания во вторичной цепи L_{s2} , которая пересчитывается к первичной цепи:

$$L'_{s2} = L_{s2} / n^2. \quad (9.5)$$

Во вторичной обмотке также имеются потери, определяемые активным сопротивлением провода $R2$, которое удобно рассматривать как приведенное к первичной обмотке:

$$R'_2 = R_2 / n^2. \quad (9.6)$$

Используя приведенные сопротивления и токи, наличие вторичной цепи можно отобразить цепью, параллельной индуктивности $L1$, как это изображено на схеме замещения трансформатора

(рис. 9.1). Во многих случаях необходимо учитывать собственную емкость $C_{\text{тр}}$ обмоток трансформатора. Если вторичных обмоток много, то они могут быть учтены в схеме замещения как параллельные цепи, пересчитанные к первичной цепи с соответствующими коэффициентами трансформации.

Пользуясь схемой замещения и теорией электрических цепей, можно провести анализ и расчет амплитудно- и фазочастотных характеристик трансформаторов согласования, вторичных напряжений в трансформаторах питания, искажений сигнала в импульсных трансформаторах. Параметры схемы замещения можно определить экспериментально или расчетным путем по известным конструктивным параметрам трансформатора. В схеме замещения не могут быть отображены такие параметры трансформаторов, как потери в стали магнитопровода, перегрев, надежность, нелинейные искажения и т. д.

Рассматриваемая схема замещения справедлива для трансформатора, по первичной и вторичной обмоткам которого протекают синусоидальные токи и действуют синусоидальные напряжения. Она относится к импульсным трансформаторам, поскольку импульсные токи и напряжения можно разложить на гармоники, к трансформаторам согласования, а также к таким трансформаторам питания, когда в качестве нагрузки действует активное или реактивное линейное сопротивление. При применении трансформатора в ИВЭП, работающего совместно с выпрямителем, основной частью которого являются нелинейные элементы (например, диоды), а в цепях трансформатора протекают несинусоидальные токи (в том числе постоянная составляющая), схема нуждается в дополнительных пояснениях.

9.3. ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ И ПАРАМЕТРЫ ТРАНСФОРМАТОРОВ ПИТАНИЯ

Соотношение между геометрическими размерами, магнитными и электрическими параметрами. В практике создания РЭА конструктору приходится проектировать трансформаторы, поэтому коротко остановимся на связи между мощностью, выдаваемой трансформатором, и размерами магнитопровода. Правильно выбранный типоразмер магнитопровода определяет оптимальность электрического и конструктивного расчета трансформатора.

Рассмотрим факторы, определяющие размеры магнитопровода трансформатора, выдающего мощность P_2 . Воспользуемся формулой для ЭДС (E), наведенной во вторичной обмотке [60, 61]:

$$E_2 = 4,44 \omega_2 f \Phi_{\text{max}} \cdot 10^{-4}, \quad (9.7)$$

где $\Phi_{\text{max}} = B_{\text{max}} S_{\text{ст}}$ — максимальный магнитный поток; B_{max} — максимальная магнитная индукция, Тл; $S_{\text{ст}}$ — сечение стали маг-

нилопровода, см²; ω_2 — количество витков во вторичной обмотке; f — частота, Гц.

Перейдя от E_2 к мощности $\mathcal{P}_2$, выдаваемой в нагрузку, и имея в виду, что ток вторичной обмотки I_2 можно выразить через q_2 — сечение провода, см²; γ_{cp} — среднюю плотность тока в обмотке, А/см², получим мощность $(B \cdot A)$

$$\mathcal{P}_2 = 4,44 \omega_2 f B_{\max} S_{\text{ст}} q_2 \gamma_{cp} \cdot 10^{-4}. \quad (9.8)$$

Считая, что КПД трансформатора близок к единице, находим, что мощность, потребляемая трансформатором из сети, близка к мощности $\mathcal{P}_2$.

Введя в (9.8) коэффициент заполнения по стали $k_{з.ст.}$, равный отношению площади сечения стали $S_{\text{ст}}$ к геометрической площади сечения сердечника S_c , и коэффициент заполнения по меди $k_{з.м.}$, равный отношению площади сечения меди S_m обмоток к геометрической площади окна магнитопровода $S_{ок}$, получим мощность $(B \cdot A)$

$$\mathcal{P}_2 = 2,22 f B_{\max} \gamma_{cp} S_c S_{ок} k_{з.ст.} k_{з.м.} \cdot 10^{-2}. \quad (9.9)$$

Теперь можно определить связь между величинами, характеризующими размеры магнитопровода (S_c , $S_{ок}$), с электрическими параметрами — мощностью, частотой, магнитным параметром (индукцией) и конструкцией трансформатора в части величин $k_{з.ст.}$ и $k_{з.м.}$:

$$S_c S_{ок} = \mathcal{P}_2 / 2,22 \cdot 10^{-2} f B_{\max} \gamma_{cp} k_{з.м.} k_{з.ст.} \quad (9.10)$$

Зная требуемую мощность $\mathcal{P}_2$, частоту первичной сети f , магнитную индукцию $B_{\max}$, которую допускает материал магнитопровода, исходя из потерь в нем при частоте f , а также допустимую плотность тока в обмотках γ_{cp} , исходя из потерь в обмотках, и коэффициенты $k_{з.м.}$ и $k_{з.ст.}$, определяемые конструкцией и известные из опыта, можно вычислить произведение $S_c S_{ок}$. Поскольку размеры магнитопровода стандартизованы, т. е. известны, то по произведению $S_c S_{ок}$ можно выбрать необходимый для данной мощности $\mathcal{P}_2$ типоразмер магнитопровода.

В инженерной практике пользуются методикой выбора типоразмера магнитопровода по выходной мощности $\mathcal{P}_2$, указанной в таблицах [61], которые составлены на основании предварительных расчетов всех параметров, входящих в (9.10) (применительно к разным материалам магнитопровода и частоте f). Таблицы учитывают проверенный на практике наиболее целесообразный режим по индукции и по плотности тока. Опыт показывает, что выбор типоразмера носит ориентировочный характер. Только полный расчет трансформатора позволяет принять окончательное решение о правильности выбора типоразмера магнитопровода.

Из (9.10) следует, что при заданной мощности для уменьшения размеров трансформатора необходимо увеличивать ин-

дукцию насыщения ($B_{\max}$), что связано с увеличением потерь в магнитопроводе, либо увеличивать плотность тока $\gamma_{\text{ср}}$, а это означает увеличение потерь в проводах обмоток. То и другое вызывает увеличение мощности, рассеиваемой в трансформаторе, т. е. увеличение перегрева, а следовательно, ухудшение надежности.

Из (9.10) видно, что значительное повышение выходной мощности трансформатора при заданных габаритах может быть связано с увеличением частоты, но для трансформатора, работающего непосредственно от сети, этим параметром варьировать невозможно, так как частота задается. В этом смысле особо невыгодный случай имеет место при частоте сети 50 Гц, которая является наиболее распространенной, поскольку широко используется для наземных передатчиков, ЭВМ, бытовой РЭА, приемных центров и т. д. При конструировании трансформаторов для бортовой аппаратуры условия для уменьшения габаритов облегчаются, так как в этом случае частота сети равна 400 или 1000 Гц.

Габаритная мощность трансформатора в ИВЭП, работающем по однополупериодной схеме выпрямления. Напомним, что основным вопросом, который нужно решать при конструировании трансформатора, является выбор магнитопровода исходя из выходной мощности, выдаваемой вторичной обмоткой в нагрузку. Для трансформатора, работающего в составе ИВЭП, эта мощность зависит от схемы выпрямителя и от мощности, выдаваемой выпрямителем. В связи со сложным характером токов и напряжений, действующих в выпрямителе, включая трансформатор, определение формул, позволяющих найти мощность, на которую должен быть рассчитан трансформатор, нуждается в пояснениях [59, 60].

Теперь рассмотрим режим работы трансформатора в однополупериодном выпрямителе. Для получения основных закономерностей, характеризующих напряжения и токи, действующие в схеме ИВЭП и в трансформаторе, будем полагать, что трансформатор идеален; потери в стали и меди незначительны. Будем также считать, что включенный в схему диод тоже идеален — в одном направлении его сопротивление равно бесконечности, в другом — нулю. Полагаем, что нагрузкой выпрямителя является активное линейное сопротивление. Реально нагрузка носит индуктивный или емкостный характер из-за сглаживающих фильтров, имеются потери в трансформаторе и диод обладает конечным сопротивлением в открытом и закрытом состояниях.

Для однополупериодной схемы выпрямителя зависимости напряжения и тока от времени приведены на рис. 9.2, где a — упрощенная схема выпрямителя; b — зависимость напряжения на первичной обмотке $U_1(t)$; v — зависимость напряжения на вторичной обмотке $U_2(t)$; z — зависимость тока $i_2(t)$, протекающего по вторичной обмотке; $I_{2\max}$ — максимальное значение, I_0 — его среднее значение (постоянный ток), $i_{2\sim}(t)$ — переменная состав-

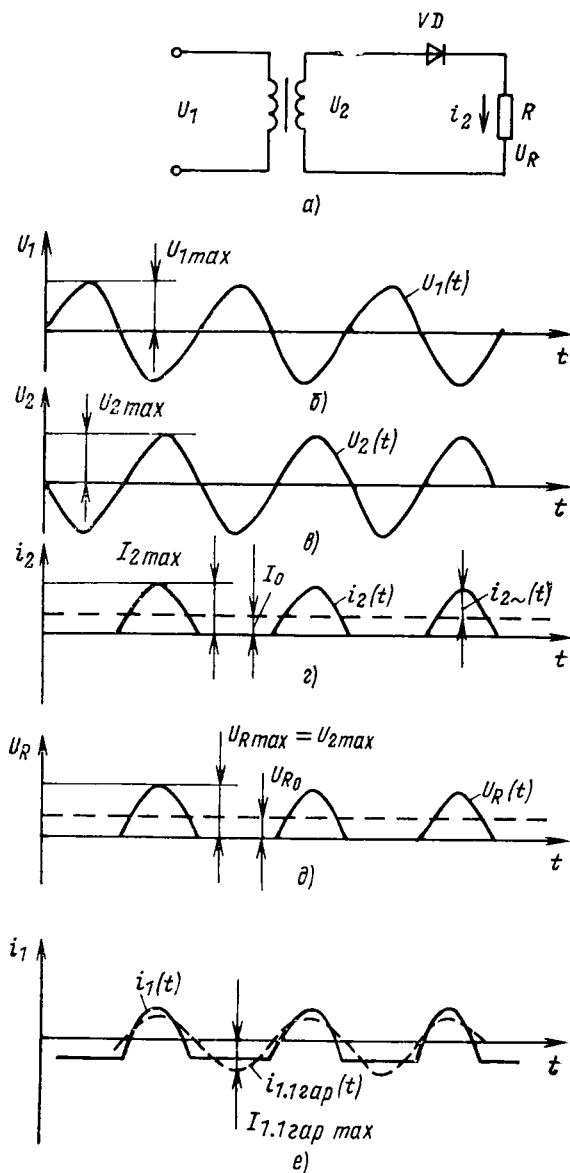


Рис. 9.2

ляющая тока вторичной обмотки; д — зависимость напряжения на активной нагрузке $U_R(t)$: U_{Rmax} — максимальное напряжение на нагрузке (при идеальном диоде U_{Rmax} равно максимальному напряжению на вторичной обмотке U_{2max} , U_{R0} — среднее значение напряжения (постоянное напряжение); и₁ — зависимость переменного тока в первичной обмотке $i_1(t)$; $i_{1.1gap}(t)$ — первая

гармоника тока первичной обмотки, $I_{1.\text{гар max}}$ — его максимальное значение.

Найдем постоянную составляющую напряжения на нагрузке, пользуясь известным выражением для среднего значения:

$$U_{R_0} = 1/\pi \int_0^{\pi/2} U_{R \text{ max}} \cos \omega t d\omega t = U_{R \text{ max}}/\pi. \quad (9.11)$$

Аналогично постоянная составляющая тока, протекающего по нагрузке,

$$I_0 = I_{2 \text{ max}}/\pi. \quad (9.12)$$

Мощность, расходуемая на нагрузке,

$$P_0 = I_0 U_{R_0} = U_{R \text{ max}} I_{2 \text{ max}}/\pi^2. \quad (9.13)$$

Эффективное значение суммарного тока, протекающего по вторичной обмотке, I_2

$$I_2 = \sqrt{0,5\pi \int_0^{\pi} (I_{2 \text{ max}} \sin \omega t)^2 d\omega t} = 0,5 I_{2 \text{ max}} = 0,5 \pi I_0 \approx 1,57 I_0. \quad (9.14)$$

Эффективное значение переменной составляющей тока, протекающего по вторичной обмотке, может быть определено

$$I_{2\sim} = \sqrt{I_2^2 - I_0^2}. \quad (9.15)$$

Выразив I_2 и I_0 через $I_{2 \text{ max}}$, получим

$$I_{2\sim} = \sqrt{(0,5 I_{2 \text{ max}})^2 - (I_{2 \text{ max}}/\pi)^2} = I_{2 \text{ max}} \sqrt{0,25 - 0,1} \approx 0,4 I_{2 \text{ max}}. \quad (9.16)$$

Воспользовавшись (9.12), найдем

$$I_{2\sim} = I_0 0,4\pi = 1,25 I_0. \quad (9.17)$$

Будем считать, что коэффициент трансформации равен единице, так как он не влияет на значение мощности. Тогда максимальные напряжения на первичной и вторичной обмотках будут равны:

$$U_{1 \text{ max}} = U_{2 \text{ max}}. \quad (9.18)$$

Очевидно, что мощность, потребляемая от сети первичной обмоткой, может быть получена как произведение эффективного значения синусоидального напряжения, действующего в сети, на эффективное значение тока первой гармоники, протекающего по первичной обмотке. Эффективное значение тока первой гармоники во второй обмотке будет меньше эффективного значения суммарного переменного тока, протекающего по этой обмотке. Это объясняется тем, что в связи с наличием диодов переменный ток вторичной обмотки содержит гармоники.

Известно, что для однополупериодного выпрямителя во вторичной и первичной обмотках трансформатора эффективное значение тока первой гармоники

$$I_{2.\text{гар}} = 1,57 I_0 / 1,4 = 1,1 I_0. \quad (9.19)$$

Тогда мощность, потребляемая первичной обмоткой от сети, будет равна (если пренебречь потерями в трансформаторе)

$$\mathcal{P}_1 = U_1 I_{1.\text{Iap}} \approx U_2 I_{2.\text{Iap}}, \quad (9.20)$$

где U_1 , U_2 — действующее значение переменного напряжения на первичной и вторичной обмотках соответственно.

Из (9.19) и (9.20) находим

$$\begin{aligned} \mathcal{P}_1 &= U_2 I_{2.\text{Iap}} = (U_{2\text{max}}/\sqrt{2}) \cdot 1,1 I_0 = (U_{R_0}/\sqrt{2}) \pi \cdot 1,1 I_0 = \\ &= \mathcal{P} (1,1\pi/2) = 2,6\mathcal{P}_0. \end{aligned} \quad (9.21)$$

Отсюда $\mathcal{P}_0 = 0,38\mathcal{P}_1$, где $\mathcal{P}_0$ — мощность (на постоянном токе), выдаваемая ИВЭП в нагрузку.

Следовательно, 38 % потребляемой мощности выделяется на нагрузке при постоянном токе и является полезным результатом работы ИВЭП, а 60% расходуется при прохождении переменного тока. Таким образом мощность, выделяемая на нагрузке, состоит из мощности переменного и постоянного токов, а мощность, потребляемая первичной обмоткой, может быть только переменного тока на частоте сети.

Вопрос о мощности, которая «проходит» через трансформатор и определяет потери в стали магнитопровода и меди обмоток, а следовательно, нагрев и габариты трансформатора при работе в ИВЭП, оказывается сложным. Чтобы учесть сложный характер токов, протекающих во вторичной обмотке, было предложено для оценки факторов, определяющих габариты, использовать совместно как мощность $\mathcal{P}_1$, так и произведение $U_2 I_2$ — действующего значения гармонического синусоидального напряжения на вторичной обмотке (но не на нагрузке) на действующее значение тока, протекающего по вторичной обмотке.

В качестве обоснования целесообразности использования упомянутого произведения для оценки габаритов трансформатора может быть принято следующее. Считают, что напряжение на вторичной обмотке влияет на потери в магнитопроводе, а действующее значение тока, протекающего по вторичной обмотке, влияет на потери в обмотках. Определим произведение $U_2 I_2$. Пользуясь (9.14), получим

$$U_2 I_2 = 0,5 I_{2\text{max}} U_{2\text{max}} / \sqrt{2}. \quad (9.22)$$

Выразим произведение $U_2 I_2$ через мощность на постоянном токе $\mathcal{P}_0$, выдаваемую ИВЭП в нагрузку, пользуясь (9.11) и (9.14):

$$U_2 I_2 = \frac{\pi U_{R_0}}{\sqrt{2}} \frac{I_0 \pi}{2} = 3,5 \mathcal{P}_0. \quad (9.23)$$

Из сравнения (9.21) и (9.23) видно, что соотношения между величинами $\mathcal{P}_0$ и $\mathcal{P}_1$; $\mathcal{P}_0$ и $U_2 I_2$ различаются. Поэтому целесообразно в качестве мощности, определяющей габариты трансформатора

(габаритной мощности трансформатора $\mathcal{P}_T$), рассматривать среднее значение мощности $\mathcal{P}_1$ и произведение $U_2 I_2$:

$$\mathcal{P}_T = 0,5 [\mathcal{P}_1 + (U_2 I_2)] = 0,5 \mathcal{P}_0 (2,6 + 3,5) \approx 3 \mathcal{P}_0. \quad (9.24)$$

Определив мощность $\mathcal{P}_T$, по таблицам [61] можно выбрать типоразмер магнитопровода. Таким образом, из-за того что в однополупериодном выпрямителе постоянная составляющая мощности имеет относительно небольшую величину, мощность, определяющая размеры трансформатора, оказывается много больше мощности, отдаваемой ИВЭП в нагрузку.

Большое влияние на габариты трансформатора оказывает фильтр. Действительно, если на входе фильтра стоит конденсатор, то переменный ток, протекающий по вторичной обмотке, много больше указанного выше (9.14) и полученного в предположении, что он протекает по активной нагрузке. Поэтому габаритная мощность при той же мощности $\mathcal{P}_0$, отдаваемой в нагрузку, будет существенно больше. Если на входе фильтра выпрямителя стоит дроссель, то переменный ток, протекающий по вторичной обмотке, будет меньше и габариты трансформатора тоже могут быть меньше.

Габаритная мощность трансформатора в ИВЭП, работающего по двухполупериодной и мостовой схемам. Не излагая подробно вопросы, касающиеся определения токов и напряжений, действующих в первичной и вторичной обмотках, основываясь на методике, изложенной выше, приведем выражение для расчета габаритной мощности в окончательном виде.

При использовании двухполупериодного выпрямителя габаритная мощность

$$\mathcal{P}_T = 0,5 [\mathcal{P}_1 + (I_2 U_2)] = 0,5 \mathcal{P}_0 (1,23 + 1,74) = 1,48 \mathcal{P}_0. \quad (9.25)$$

Как и следовало ожидать, благодаря двухполупериодному режиму работы выпрямителя переменная составляющая тока во вторичной обмотке при той же полезной отдаваемой мощности будет много меньше, чем в однополупериодном выпрямителе. Поэтому соотношение между мощностями $\mathcal{P}_0$ и $\mathcal{P}_1$ в этом случае более выгодное, так как

$$\mathcal{P}_1 = 1,23 \mathcal{P}_0 \quad (9.26)$$

или

$$\mathcal{P}_0 = \mathcal{P}_1 / 1,23 = 0,8 \mathcal{P}_1. \quad (9.27)$$

Следовательно, только 20% мощности бесполезно расходуется на протекание переменных токов во вторичной цепи.

При использовании мостовой схемы выпрямления

$$\mathcal{P}_T = 0,5 \mathcal{P}_0 [\mathcal{P}_1 + (I_2 U_2)]. \quad (9.28)$$

Подставляя (9.27), получим

$$\mathcal{P}_T = 0,5 \mathcal{P}_0 (1,23 + 1,23) = 1,23 \mathcal{P}_0. \quad (9.29)$$

В этом случае во вторичной обмотке протекает только переменный ток, что и определяет равенство мощностей $\mathcal{P}_1$ и $U_2 I_2$. Соотношение между мощностями в этом случае получается лучше, чем при двухполупериодной схеме. Мощности, определяемые переменной составляющей тока, протекающей по вторичной и, следовательно, по первичной обмотке при мостовой и двухполупериодной схемам одинаковые. Произведение $I_2 U_2$ больше в случае двухполупериодной схемы, так как по половинкам вторичной обмотки протекают постоянные токи.

Полученные выражения позволяют определить габаритную мощность трансформатора и выбрать типоразмер магнитопровода при разных схемах выпрямления и затем провести конструктивный и электрический расчет трансформатора [61]. Для этого следует, зная заданные значения U_1 , U_0 и $\mathcal{P}_0$, определить U_2 и I_2 . В результате конструктивного и электрического расчета трансформатора может оказаться, что потери в магнитопроводе и обмотках при заданной выходной мощности приводят к недопустимому перегреву, ухудшающему надежность. Увеличение температуры перегрева на 8°C снижает срок службы трансформатора в 2 раза. Такой случай может быть при усредненных магнитных и электрических параметрах (9.10), на основании которых выбирается типоразмер магнитопровода и которые имеют ориентировочные значения.

9.4. ТРАНСФОРМАТОРЫ ПИТАНИЯ ДЛЯ СТАТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Статические преобразователи. Одновременно с возрастанием требований к ИВЭП по габаритам, массе, надежности возросли также требования к разнообразию первичных питающих напряжений, в том числе получаемых от источников постоянного тока. Поэтому в настоящее время стали широко использоваться статические преобразователи [62].

Различают три разновидности таких устройств питания: преобразователи одного постоянного напряжения в другое постоянное напряжение; преобразователи постоянного напряжения в переменное напряжение разного уровня; преобразователи переменного тока низкой частоты в постоянный ток.

Такие устройства питания часто называют бестрансформаторными. Однако это название не совсем точное, так как в них используется трансформатор, работающий на высоких частотах совместно с транзисторным генератором. Более правильно эти устройства называть источниками питания с бестрансформаторным входом. В этих источниках питания напряжение постоянного тока получается с помощью выпрямителя, подключенного к сети переменного тока. Необходимая трансформация напряжений переменного тока осуществляется не на частоте первичной сети, а на значительно более высокой, которая определяется внутренним генератором переменного тока, получающего питание от выпрямленного напряжения сети.

Основной частью всех указанных выше ИВЭП является статический преобразователь постоянного тока в переменный, простейшая схема которого показана на рис. 9.3. Схемы преобразователей типа напряжение постоянного тока в напряжение постоянного тока другого номинала отличаются от приведенной только тем, что выходное переменное напряжение подается на выпрямительное и фильтрующее устройства.

Схемы источников питания с бестрансформаторным входом отличаются от схемы рис. 9.3 тем, что

на входе стоит выпрямитель, работающий непосредственно от сети, выпрямленное напряжение которого подается на вход схемы. На рисунке $U_{\text{п}}$ — напряжение источника постоянного тока, $\omega_{\text{б}}$, $\omega_{\text{к}}$ и $\omega_{\text{н}}$ — обмотки базы, коллектора и нагрузки; $VT1$ и $VT2$ — транзисторы; $R_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки.

Наличие индуктивной связи между обмотками $\omega'_{\text{к}}$, $\omega'_{\text{б}}$, $\omega''_{\text{к}}$, $\omega''_{\text{б}}$ и использование транзисторов $VT1$ и $VT2$, работающих в ключевом режиме, позволяет в устройстве, собранном по такой схеме, генерировать переменное напряжение. Таким образом, такое устройство преобразует мощность источника постоянного напряжения $U_{\text{п}}$ в мощность на переменном токе. Индуктивная связь обмотки $\omega_{\text{н}}$ с обмотками $\omega_{\text{б}}$ и $\omega_{\text{к}}$ позволяет передать эту мощность в нагрузку $R_{\text{н}}$.

Проектирование статических преобразователей и устройств питания с бестрансформаторным входом не входит в нашу задачу, остановимся только на тех особенностях, которые определяют требования к трансформаторам. Как видно из рис. 9.3, в таких устройствах используется трансформатор, но он может работать на более высоких частотах (до сотен килогерц), которые определяются не источником питания, а режимом генератора. При этом в устройстве необходимо использовать мощные транзисторы, позволяющие генерировать колебания с мощностью, достаточной для питания, например, телевизора. На таких частотах обычная трансформаторная сталь не может использоваться из-за очень больших потерь и сильно выраженного поверхностного эффекта. Для магнитопроводов трансформаторов такого типа могут применяться ленты малой толщины (сотые доли миллиметра) из пермаллоя. Однако более перспективным материалом является феррит.

Влияние частоты на габариты трансформатора. Рассмотрим причины, по которым повышение частоты позволяет уменьшить габариты и массу трансформатора. Положим, что магнитопровод, использованный в нем, может работать на высоких частотах с малыми потерями. Воспользуемся приведенным выше основным урав-

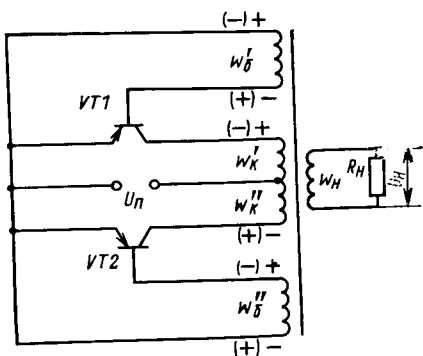


Рис. 9.3

нением трансформатора (9.10). Поскольку величины $B_{\max}$, $\gamma_{\text{ср}}$, $k_{3,\text{ст}}$, $k_{3,\text{м}}$ определяются конструкцией и материалами и в равной степени относятся к трансформаторам, работающим на разных частотах, учтем их коэффициентом k_1 . Тогда

$$S_c S_{\text{ок}} = \mathcal{P}_2 / (f k_1). \quad (9.30)$$

Так как произведение $S_c S_{\text{ок}}$ определяет размеры трансформатора и, следовательно, его массу, то, имея в виду, что масса пропорциональна объему, а произведение $S_c S_{\text{ок}}$ имеет размерность $[\text{см}^4]$, можно положить, что масса

$$G_{\text{тр}} \approx (S_c S_{\text{ок}})^{3/4} k_2, \quad (9.31)$$

где k_2 — коэффициент пропорциональности.

Подставив (9.30) в (9.31), получим

$$G_{\text{тр}} = \frac{1}{k_2} \left(\frac{\mathcal{P}_2}{k_1 f} \right)^{3/4}. \quad (9.32)$$

Следовательно, для получения той же мощности трансформатора при малой зависимости коэффициентов k_1 и k_2 от частоты получим

$$G_{\text{тр}} = k_3 / f^{3/4}; \quad (9.33)$$

$$k_3 = \mathcal{P}_2^{3/4} / (k_1^{3/4} k_2). \quad (9.34)$$

Таким образом, при прочих равных условиях и увеличении частоты, например, от 50 Гц до 25 кГц масса трансформатора может уменьшиться примерно в 300 раз:

$$G_{\text{тр}} / G_{\text{тр}0} = 1 / (f / f_0)^{3/4}, \quad (9.35)$$

где $G_{\text{тр}0}$ — масса трансформатора на частоте f_0 .

На практике из-за меньшего уровня индукции в материале магнитопровода при работе на высокой частоте выигрыш по массе получается меньше. Изложенное подтверждается известными рекомендациями [59] по соотношению между мощностью, которая может быть получена с трансформатора на кольцевых ферритовых магнитопроводах, и частотой. В табл. 9.1 приведены значения мощностей (Вт) для нескольких характерных типоразмеров магнитопроводов.

Таблица 9.1

Магнитопровод	Частота, кГц					
	6	8	10	15	20	25
K 4×2,5×1,2	0,05	0,07	0,089	0,13	0,17	0,205
K 20×10×5	20,3	26,8	33	47,8	60,6	71
K 45×28×12	357	467	570	792	951	1020

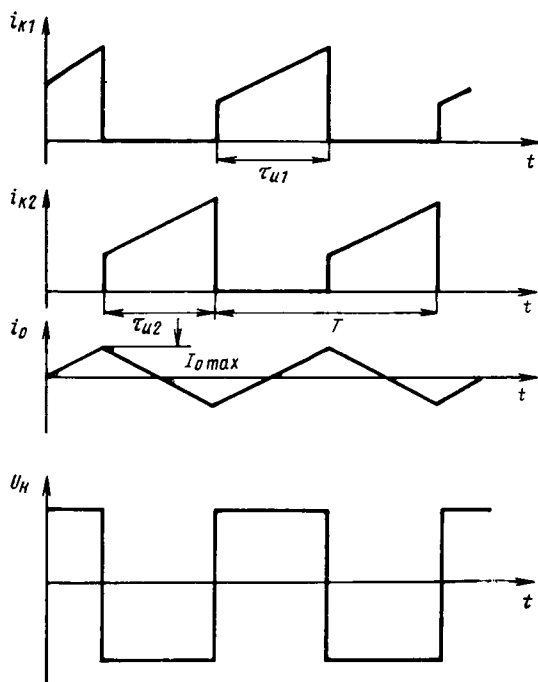


Рис. 9.4

так называемое питание с бестрансформаторным входом и на статические преобразователи. Но при этом надо иметь в виду, что для магнитопроводов следует использовать материалы (например, ферриты), обеспечивающие малые потери на частоте работы трансформатора.

Особенности режима статических преобразователей. Взаимосвязь габаритов и мощности для трансформаторов, используемых в статических преобразователях и источниках питания с бестрансформаторным входом, имеет существенные особенности по сравнению с трансформаторами в обычных выпрямителях. Определяется это особенностями режима трансформаторов в таких устройствах. Изменения токов и напряжений, действующих в схеме рис. 9.3, показаны на рис. 9.4, где $i_{к1}$ — ток коллектора транзистора $VT1$; $i_{к2}$ — ток коллектора транзистора $VT2$; i_0 — намагничивающий ток (аналогичный вид имеет изменение намагничивающего потока Φ); U_H — напряжение на нагрузке. На рисунке также показаны длительности импульсов τ_{u1} и τ_{u2} и период колебаний T . Изображенный на рис. 9.4 характер токов и напряжений, действующих в трансформаторах, определяется тем, что транзисторы работают в ключевом режиме, который при тех же максимальных уровнях токов и напряжений, допустимых для транзисторов, позволяет получить существенно большие генери-

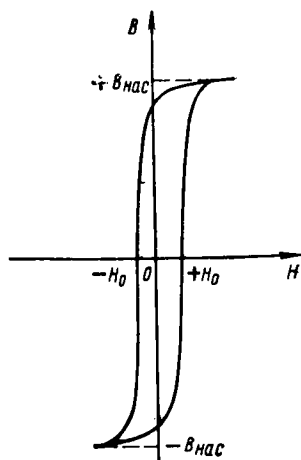


Рис. 9.5

Сказанное определяет целесообразность отказа в РЭА от ИВЭП, использующих трансформаторы на частотах 50 или 400 ... 1000 Гц, и перспективность перехода на

руемые мощности. Целесообразность ключевого режима работы транзисторов приводит к принципиальному отличию трансформаторов для статических преобразователей от трансформаторов в обычных выпрямителях. Требуемый ключевой режим транзисторов может быть получен двумя путями: достижением предельного коллекторного тока транзистора; использованием магнитопроводов из материала с прямоугольной характеристикой намагничивания.

Магнитопроводы с прямоугольной характеристикой намагничивания в основном применяются для трансформаторов в статических преобразователях, так как они позволяют повысить КПД преобразователей. На рис. 9.5 показана функция намагничивания такого магнитопровода, где $B_{\text{нас}}$ — индукция насыщения; H_0 , $(-H_0)$ — напряженность поля при индукции, равной нулю. Зная напряженность поля при индукции, близкой к насыщению, можно найти ток намагничивания I_μ :

$$I_\mu = H_c l_{\text{силь}} / (0,4\pi w_k), \quad (9.36)$$

где $l_{\text{силь}}$ — средняя длина магнитной силовой линии; w_k — число витков в коллекторной цепи.

Период выходного напряжения преобразователя

$$T_0 = 4\Phi_{\text{нас}} w_k / U_{\text{п}}, \quad (9.37)$$

где $U_{\text{п}}$ — напряжение источника питания; $\Phi_{\text{нас}}$ — поток насыщения ($\Phi_{\text{нас}} = B_{\text{нас}} S_c$). Таким образом, при проектировании генератора для обеспечения его работы на заданной частоте необходимо выбрать число витков трансформатора w_k и найти значение потока $\Phi_{\text{нас}}$, определяемого материалом и размерами магнитопровода, которые, в свою очередь, зависят от требуемой мощности, допустимых потерь и рабочей частоты. При этом необходимо знать напряжение $U_{\text{п}}$, соответствующее входному напряжению, которое должно подвергаться преобразованию. Для устройств питания с бестрансформаторным входом напряжение $U_{\text{п}}$ равно напряжению, выдаваемому выпрямителем, включенным непосредственно в сеть. Методика расчета трансформаторов для статических преобразователей дана в (62).

9.5. ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИЙ ТРАНСФОРМАТОРОВ ПИТАНИЯ

Магнитопроводы трансформаторов. Основой конструкции трансформатора является магнитопровод. Он состоит из стержня (или нескольких стержней) и ярма, представляющих вместе замкнутую систему для прохождения магнитных силовых линий. Магнитопроводы, имеющие три и более стержней одинакового сечения, называются трехфазными, а имеющие два стержня одинакового сечения — однофазными. Однофазные магнитопроводы с разветвленной магнитной цепью называются броневыми; магнитопроводы с одной магнитной цепью постоянного сечения — стержневыми; магнитопроводы кольцеобразной формы — тороидальными (рис. 9.6).

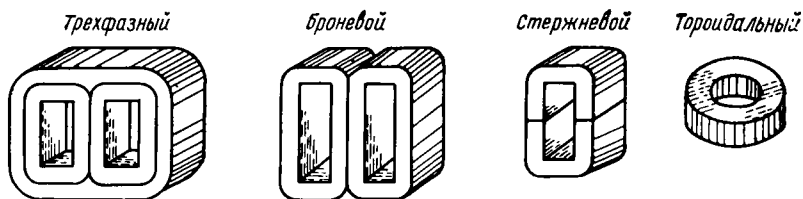


Рис. 9.6

В настоящее время широкое распространение получили ленточные (витые) магнитопроводы, обладающие хорошими магнитными свойствами. Увеличение допустимой магнитной индукции в них определяется совпадением направления магнитных силовых линий в магнитопроводе с направлением проката в материале. Кроме того, в них можно использовать очень тонкие ленты толщиной до 0,01 мм. Ленточные разрезные магнитопроводы в настоящее время нормализованы.

В РЭА на интегральных схемах используют плоские броневые трансформаторы (рис. 9.7): 1 — пластины магнитопровода; 2 — обмотка). Магнитопровод для такого трансформатора набирают из отрезков ленты (пластин) из магнитомягкого материала, которые складывают «стопкой» и посередине изолируют и скрепляют. На изолированный участок наматывают обмотки, сверху которых накладывают изоляцию. После этого концы лент магнитопровода поочередно отгибают и укладывают сверху обмотки (половину листов отгибают в одну сторону, половину в другую). Концы лент перекрывают для уменьшения влияния зазора. Такой трансформатор может быть сделан высотой до 2 ... 3 мм. Основными требованиями к магнитному материалу, применяемому для магнитопроводов трансформаторов питания, являются высокая индукция насыщения и малые потери.

Для трансформаторов, питающихся напряжением с частотой сети 50 Гц, в качестве магнитного материала магнитопроводов можно рекомендовать сталь марок Э3411 и Э3420 с толщиной ленты 0,35 ... 0,5 мм; для трансформаторов,

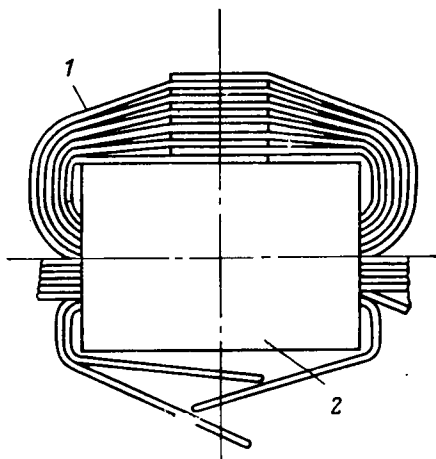


Рис. 9.7

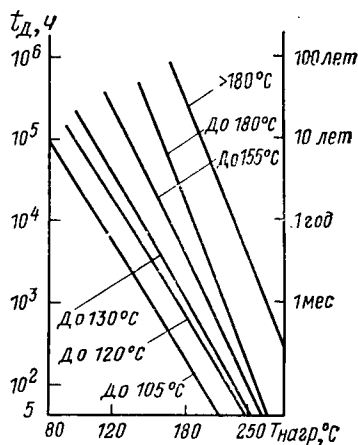


Рис. 9.8

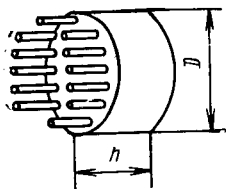


Рис. 9.9

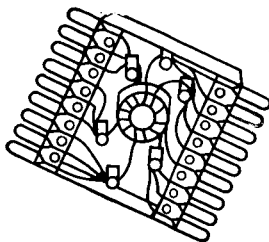
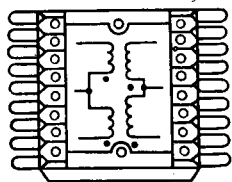


Рис. 9.10



предназначенных для работы от напряжения с частотой 400 ... 1000 Гц, сталь марок Э3421, Э3425 с толщиной ленты 0,08 мм. На более высоких частотах основным фактором, определяющим массу трансформатора, являются потери в стали, поэтому целесообразней применять пермаллой марок 50Н, 34МКМП с толщиной ленты 0,01 ... 0,02 мм и ферриты (на частотах более 20 кГц).

Изоляционные материалы. Основным противоречием при конструировании трансформаторов питания является противоречие между стремлением уменьшить массу и стоимость с одной стороны и повысить надежность — с другой.

Известно, что трансформаторы питания — наиболее тяжелые по массе элементы конструкций РЭА. Надежность их резко падает при уменьшении габаритов и массы из-за большого перегрева, вызываемого потерями в обмотках и материале магнитопровода. Уменьшение массы трансформатора приводит к увеличению индукции в материале магнитопровода, а следовательно, увеличению потерь в магнитопроводе, а также необходимости уменьшения диаметров проводов, т. е. увеличению сопротивления обмоток, следовательно, увеличению потерь в обмотках. Как правило, в трансформаторах применяют провода с теплоустойчивой изоляцией марок ПЭВ, ПЭВТЛ, ПЭТВ и др.

Межслоевая и межобмоточная изоляции, используемые при изготовлении катушки трансформатора, должны обладать хорошей впитывающей способностью по отношению к пропитываемому составу, достаточными электрической и механической прочностями, пластичностью, малой толщиной (чтобы обеспечить большой коэффициент заполнения окна), высоким сопротивлением изоляции.

Для работы трансформатора до температуры 130°C рекомендуется кабельная бумага. Для работы при более высоких температурах наилучшими материалами являются стеклослюда, фторопласт и др. Для трансформаторов, работающих при сверхвысоких температурах (до +500°C), используются только неорганические материалы.

Тепловое старение изоляции разных классов (срок службы диэлектрика t_d) в зависимости от температуры $T_{нагр}$ иллюстрируется рис. 9.8. Из рис. 9.8 следует, что срок службы изоляции очень быстро уменьшается при повышении температуры.

В зависимости от способа защиты от внешних воздействий конструкции трансформаторов делятся на три типа: герметизированные, капсулированные и открытые. Герметизированная конструкция обеспечивает наилучшую влагозащиту и долговечность органической изоляции. Катушку и магнитопровод заключают в металлический кожух и заливают компаундом. Для герметичности выводов применяют металlostеклянные и металлокерамические спаи. Металlostеклянные спаи выполняют в виде глазков, впаянных в металлическую обойму. Через глазок проходит один или несколько металлических штырьков, впаянных в стекло.

Металлокерамические спай дешевле, технологичнее и надежнее металlostеклянных, обладают высокой механической и термической прочностью.

К капсулированию прибегают, когда требуется обеспечить наименьшую массу и габариты трансформатора. Капсулирование производят, заливая трансформатор в разъемной форме, обволакивая его или закрывая в пластмассовую коробку. При капсулировании трансформаторов используют специальные компаунды на основе тепло- и влагостойких смол, чаще всего эпоксидных и полиэфирных. Для уменьшения массы капсулированных трансформаторов толстым слоем компаунда можно покрывать не всю поверхность, а только наиболее уязвимые места. Затем трансформатор покрывают специальной влагостойкой эмалью типа 7141, ЭП74 или лаком.

Все трансформаторы подвергают пропитке. Пропиточные материалы должны сохранять электрическую и механическую прочность в течение срока службы в диапазоне рабочих температур, иметь малую вязкость и хорошую адгезию к обмоточным проводам и другим материалам, используемым в качестве изоляции, и не являться растворителями для них.

В открытых трансформаторах для радиовещательной, телевизионной и радиолюбительской аппаратуры, работающей в комнатных условиях, применяют простейшие влагозащитные средства: готовую катушку или трансформатор пропитывают битумным или водоэмульсионным лаком.

Унифицированные трансформаторы. В настоящее время в РЭА широко применяются унифицированные трансформаторы питания, которые разрабатываются и изготавливаются на специализированных предприятиях с использованием нормализованных магнитопроводов, поскольку для их изготовления требуются специфические технологические процессы.

Унифицированные трансформаторы входят также в устройства питания аппаратуры на ИС, например трансформаторы преобразователей типа ТПр5 и ТПр6. Они имеют 212 номиналов с рабочей частотой 1 ... 20 кГц и мощностью 2 ... 20 В·А (для ТПр5) и 31 ... 250 В·А (для ТПр6). На рис. 9.9 показан трансформатор ТПр5.

Трансформаторы преобразователей типов ТПрГ-1 и ТПрГ-2 бескорпусные, выполнены на тороидальных сердечниках, имеют мощности 0,4 и 0,7 В·А, диаметр 8,5 мм при высоте 4 мм, массу 0,5 г. На рис. 9.10 показан трансформатор во вспомогательной упаковке.

Трансформаторы питания типа ТПГ-1 соизмеримы по габаритам с другими электрорадиоэлементами, применяемыми в аппаратуре на ИС, и хорошо вписываются в конструкции блоков, что позволяет повысить плотность монтажа. Эти трансформаторы имеют три типоразмера: ТПГ1-1, ТПГ1-2, ТПГ1-3. Они предназначены для работы на частотах 7,9 и 25 кГц с выходными напряжениями 18,19 и 13,5 В, токами нагрузки — 0,5; 0,02 и 0,02 А, имеют габариты — $78 \times 12 \times 6,5$; $16 \times 12 \times 6,5$ и $16 \times 12 \times 6,6$ мм³ соответственно. Трансформаторы этого вида выдерживают вибрации частотой 10 ... 5000 Гц с ускорением 40g, многократные удары с ускорением до 100g, они герметизированы и могут работать в условиях тропической влажности. Общий вид трансформатора показан на рис. 9.11.

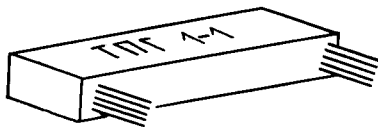


Рис. 9.11

9.6. ВЕРОЯТНОСТНО-СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК ТРАНСФОРМАТОРОВ ПИТАНИЯ

Отклонения температуры перегрева и параметров магнитопроводов. Все параметры трансформаторов являются случайными величинами и имеют существенные отклонения от номинальных значений. Основной интерес представляют исследования свойств, связанных с отклонениями температуры перегрева ΔT , которая определяется потерями в трансформаторе и оказывает значительное влияние на надежность. На рис. 9.12 приведена гистограмма температуры перегрева ΔT для трансформаторов типа ТА на магнитопроводе ШЛ6; n_0 — число измерений, для которых ΔT находится в пределах, указанных на горизонтальной оси. Из результатов исследований могут быть вычислены средние значения $m(\Delta T) = 37^\circ\text{C}$ и среднеквадратические отклонения $D^{1/2}(\Delta T) = 4,5^\circ\text{C}$. Вероятностное описание температуры перегрева показывает, что отклонения ее значительны.

Выполнив измерения на большом числе трансформаторов и обработав результаты наблюдений, можно получить также вероятностное описание таких параметров трансформаторов, как ток холостого хода, выходные напряжения и т. д. [61].

Очевидно, что большое значение имеет не только статистическая оценка параметров выпускаемых трансформаторов, но и возможность в процессе их разработки выполнять вероятностный анализ. Под вероятностным анализом будем понимать такие расчеты, при которых предполагается, что конструкция трансформатора определена, т. е. известны используемые материалы, режимы, размеры и также вероятностные характеристики материалов, технологических процессов и функциональные зависимости, связывающие выходные параметры с параметрами материалов, размерами деталей и т. д. В этом случае расчетным путем можно определить вероятностные характеристики выходных параметров, оценить вероятность того, что трансформаторы будут иметь характеристики не хуже заданных, принять решение об изменении технологии, избегая больших материальных затрат на изготовление трансформаторов.

На рис. 9.13 дана гистограмма удельных потерь $p_{\text{ст.у}}$ для стали марки Э3425 при номинальной индукции 1,5 Тл. По вертикальной оси отложено количество наблюдений n_0 , при которых измеряемый параметр находился в указанном на горизонтальной оси интервале значений $p_{\text{ст.у}}$. Индекс «у» означает условное значение, так как измерения производятся при номинальном значении индукции.

Из этих результатов можно сделать вывод, что уже в состоянии поставки сталь имеет большие отклонения по удельным потерям. Эти потери, а также отклонения их от среднего значения увеличиваются за счет технологии изготовления магнитопроводов и при сборке трансформаторов.

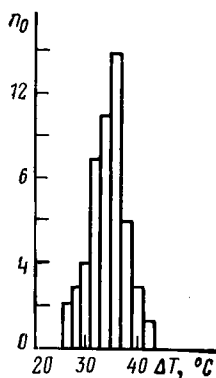


Рис. 9.12

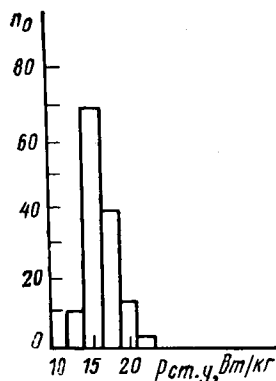


Рис. 9.13

На рис. 9.14 дана гистограмма обобщенных условных потерь для магнитопроводов типа ШЛ8×12,5 на частоте 400 Гц. По вертикальной оси отложено количество наблюдений n_0 , при которых измеряемый параметр находился в указанном на горизонтальной оси интервале значений обобщенных удельных условных потерь в магнитопроводе p_{cy} . На основании результатов измерений можно рассчитать его среднее значение и среднеквадратическое отклонение ($Вт/кг$): $m(p_{cy})=24$; $D^{1/2}(p_{cy})=3$.

По результатам исследований построены графики числовых характеристик условных обобщенных потерь в магнитопроводе для стали марки Э3425 толщиной 0,08 мм в зависимости от ширины ленты b для разной ширины керна при номинальном значении индукции B_0 на частоте 400 Гц (рис. 9.15). При использовании этих характеристик для расчета трансформаторов размеры магнитопровода и коэффициента заполнения по стали $k_{з.ст}$ следует рассматривать как детерминированные величины, т. е. брать их номинальные значения, так как отклонения, учитывающие влияние размеров, уже учтены в значениях обобщенных потерь.

Как известно, удельные потери в стали зависят от индукции B . В первом приближении для определенного интервала значений индукции можно принять

$$p_c = k B^i. \quad (9.38)$$

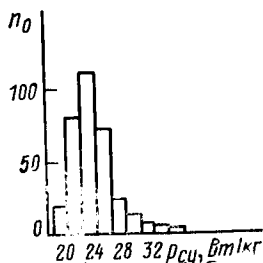


Рис. 9.14

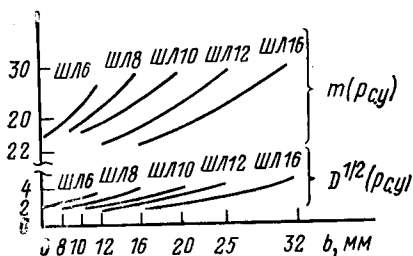


Рис. 9.15

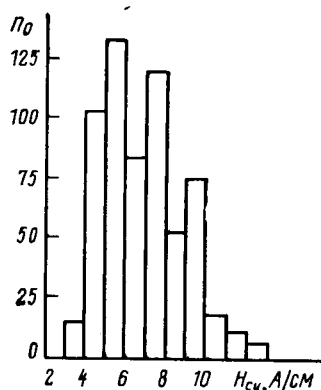


Рис. 9.16

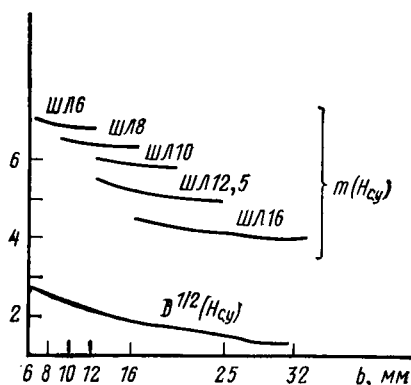


Рис. 9.17

Во многих случаях эта зависимость может быть упрощена: $p_c \approx k B^2$. Тогда

$$m(p_c) = m(p_{c.y}) (B/B_0)^2; \quad (9.39)$$

$$D^{1/2}(p_c) = D^{1/2}(p_{c.y}) (B/B_0)^2. \quad (9.40)$$

Важной характеристикой магнитопровода, необходимой для расчета, является также напряженность поля в магнитопроводе H_c . Как известно, напряженность поля и намагничивающий ток связаны соотношением

$$I_\mu = H_c l_{\text{сил}} / w_1, \quad (9.41)$$

где $l_{\text{сил}}$ — геометрическая длина магнитной силовой линии, отклонения которой сравнительно невелики. Отклонения H_c обусловлены тем, что при индукции, значение которой определяется напряжением на обмотке, требуемое значение напряженности магнитного поля зависит от материала магнитопровода.

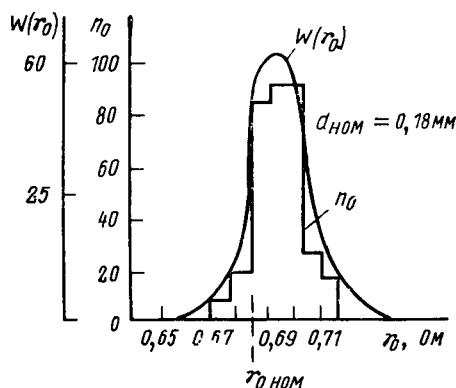


Рис. 9.18

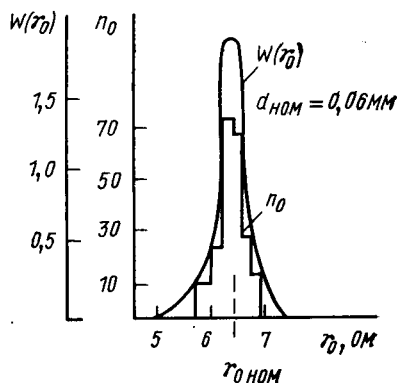


Рис. 9.19

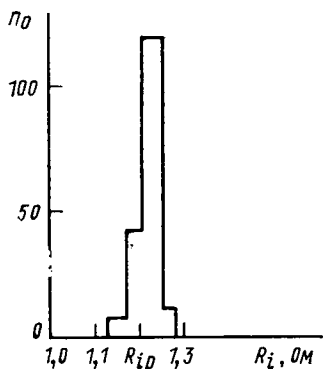


Рис. 9.20

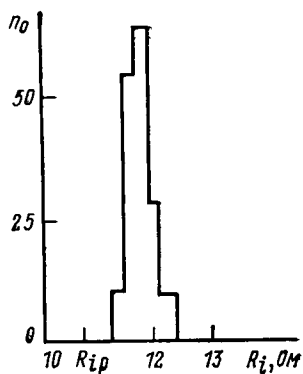


Рис. 9.21

На рис. 9.16 дана гистограмма $H_{c.y}$ при $B_0=1,5$ Тл для сердечников ШЛ6. Для рассматриваемого случая $m(H_{c.y})=7$ А/см; $D^{1/2}(H_{c.y})=2,5$ А/см. Зависимости $m(H_{c.y})$ и $D^{1/2}(H_{c.y})$ для разных размеров магнитопроводов от ширины ленты b приведена на рис. 9.17.

Отклонения параметров обмоток трансформатора. Важным исходным материалом, используемым при изготовлении трансформатора, являются провода обмоток, которые имеют существенные отклонения по диаметру и сопротивлению. На рис. 9.18 и 9.19 приведены гистограммы и плотности распределения сопротивления единицы длины провода для двух номинальных диаметров проводов $d_{ном}$ при поставке. Сопротивление единицы длины провода из-за отклонений диаметра может иметь значительные отклонения, достигающие 10%. В реальных условиях отклонения сопротивления обмоток будут еще больше, так как при намотке в связи с переменным натяжением происходит случайное растяжение провода, следовательно, изменение его диаметра.

На рис. 9.20 и 9.21 показаны гистограммы распределения сопротивлений обмоток R_i для проводов диаметром 0,77 и 0,29 мм в готовом трансформаторе и указано расчетное значение сопротивления по номинальному диаметру R_{ip} . На рис. 9.22 приведены графики числовых характеристик сопротивления единицы длины провода в намотанном состоянии r . На рисунке $m(\Delta r)/r_{ном}$ — отклонения среднего значения сопротивления единицы длины провода от номинального, отнесенное к номинальному значению; $D^{1/2}(r)/r_{ном}$ — относительное среднеквадратическое отклонение.

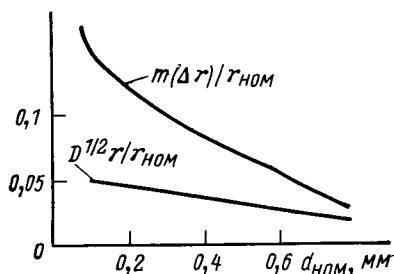


Рис. 9.22

Пользуясь приведенным выше вероятностным описанием свойств основных параметров элементов конструкций, из которых создается трансформатор, и функциональными зависимостями, приведенными выше, можно выполнить вероятностный анализ всех параметров трансформатора.

9.7. ВЕРОЯТНОСТНАЯ ТЕОРИЯ СТАРЕНИЯ ПРИ ДЛИТЕЛЬНОМ ФУНКЦИОНИРОВАНИИ. НАДЕЖНОСТЬ

Влияние температуры перегрева. Отказы трансформаторов в основном обусловлены процессами старения изоляции под действием высокой температуры. На надежность трансформатора сильнее всего влияет тепловое старение. Это объясняется тем, что одним из методов уменьшения габаритов и массы трансформаторов является увеличение индукции в магнитном материале и плотности тока в обмотках, что приводит к увеличению потерь и перегреву. Трансформаторы обычно работают при температурах выше, чем окружающая среда, и, кроме того, температура перегрева трансформатора имеет большие случайные отклонения.

На рис. 9.23 даны кривые вероятности безотказной работы трансформаторов $P(\text{над}|t_3, T_{\text{нагр}})$ в течение времени t_3 при разных температурах нагрева $T_{\text{нагр}}$, полученные по результатам испытаний нормализованных трансформаторов, отобранных по температуре перегрева. Пользуясь зависимостями рис. 9.23, можно получить плотность распределения случайного времени работы до отказа $t_{\text{тр}}$ при определенном нагреве. Очевидно, что

$$W(t_{\text{тр}}|T_{\text{нагр}}) = dP(\text{над}|t_3 \rightarrow t_{\text{тр}}, T_{\text{нагр}})/d(t_3 \rightarrow t_{\text{тр}}). \quad (9.42)$$

Графики $W(t_{\text{тр}}|T_{\text{нагр}})$ для разных $T_{\text{нагр}}$ приведены на рис. 9.24. Как видно, характер зависимости аналогичен зависимостям, полученным в § 2.2 для отказа элементов под влиянием старения.

Для вероятностного описания реальной надежности трансформаторов необходимо учесть случайность температуры нагрева, рассматривая среднее ее значение $m(T_{\text{нагр}})$ и среднее квадратическое отклонение $D^{1/2}(T_{\text{нагр}})$. На рис. 9.25 даны вероятностные

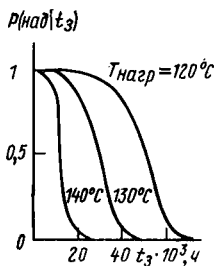


Рис. 9.23

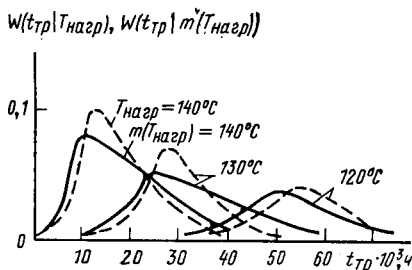


Рис. 9.24

характеристики температуры перегрева ΔT , полученные из эксперимента для разных типов разъемов.

Для описания влияния температуры на надежность необходимо выявить влияние среднего значения температуры нагрева на вероятность безотказной работы с учетом случайных отклонений этой температуры. Средняя температура нагрева $m(T_{\text{нагр}})$ может изменяться во время работы при различных внешних условиях и при изменении $m(\Delta T)$ в зависимости от конструкции.

Поскольку ΔT и, следовательно, $T_{\text{нагр}}$ имеют случайные отклонения, то время работы до отказа реальных трансформаторов должно иметь большие отклонения, чем трансформаторов, работающих только при определенной температуре. Функции распределения случайного времени до отказа при случайном значении ΔT или $T_{\text{нагр}}$ также приведены на рис. 9.24. Из рисунка следует, что отношение среднеквадратического отклонения времени до отказа к его математическому ожиданию мало изменяется в зависимости от температуры и составляет около 0,2 для детерминированных значений температуры нагрева и 0,35 с учетом случайности температуры перегрева.

Причины влияния температуры на отказы трансформаторов. Очевидно, что зависимости, полученные из опыта и изображенные на рис. 9.24, существенно отличаются от аналогичных зависимостей, получающихся из экспоненциального закона надежности и при $\lambda = \text{const}$. Из результатов измерений, отображенных на рис. 9.24, можно найти зависимость $m(t_{\text{тр}})$ от $T_{\text{нагр}}$, которая для рассматриваемого примера приведена на рис. 9.26. Чтобы подтвердить предположение, что отказы трансформаторов определяются старением изоляции (диэлектрика), обратимся к результатам исследования, приведенным на рис. 9.8, из которых следует, что аналитическая зависимость времени, определяющего срок службы, t_d от $T_{\text{нагр}}$ имеет вид:

$$t_d = N_d \exp(b_d / T_{\text{нагр}}), \quad (9.43)$$

где N_d и b_d — коэффициенты. Используемые на рис. 9.8 значения t_d являются усредненными.

Сравнивая рис. 9.8 и 9.26, можно сделать вывод о том, что закономерности влияния температуры на надежность трансформаторов и на старение изоляции материалов аналогичны. Следовательно, старение изоляции под действием температуры является основным фактором, влияющим на надежность трансформаторов.

Сравним закономерности, характеризующие внезапные отказы, полученные из экспоненциального закона надежности, и из

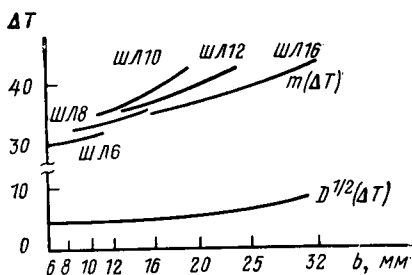


Рис. 9.25

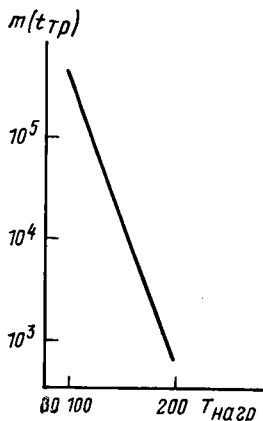


Рис. 9.26

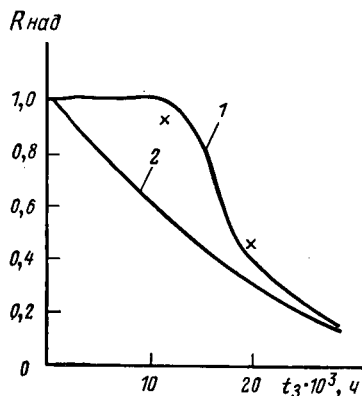


Рис. 9.27

модели, учитывающей старение. На рис. 9.27 показаны результаты исследований вероятностей отказов унифицированных трансформаторов при среднем времени безотказной работы, равном 17 000 ч. Крестиками отмечены экспериментальные точки.

Построим зависимость вероятности исправной (надежной) работы трансформаторов от времени, исходя из модели, изложенной в § 2.2, учитывающей старение. Воспользуемся значением $v_a=0,2$, что подтверждается рис. 9.24. Вероятность надежной работы трансформатора определяется по формуле

$$P(\text{над} | t_3) = P(\tilde{t}_{\text{тр}} > t_3) = \int_{t_3}^{\infty} W(t_n) dt_n, \quad (9.44)$$

где t_n — время до постепенного или износового внезапного отказа.

Выражение для $W(t_n)$ приведено в (2.11). Результаты расчета по (9.44) даны на рис. 9.27 (кривая 1). Кривая 2, приведенная на том же рисунке, показывает вероятность надежной работы трансформатора при использовании экспоненциального закона для того же среднего времени до отказа. Сравнения показывают, что кривая зависимости вероятности безотказной работы от времени, полученная с использованием модели, учитывающей старение, и экспериментальная кривая совпадают достаточно точно. Это подтверждает правильность модели.

В трансформаторах, как и в других ЭРЭ, наблюдаются также внезапные отказы по чисто случайным причинам, которые можно описывать, используя λ -характеристики и экспоненциальный закон надежности. Для определения λ -характеристик нужно отбирать при испытании только те отказы, которые можно рассматривать как не обусловленные старением. Таким образом, результирующая надежность трансформатора $P_{\text{рез}}(\tilde{t}_{\text{тр}} > t_3)$ может быть найдена по формуле

$$P_{\text{рез}}(\tilde{t}_{\text{тр}} > t_3) = P(\tilde{t}_{\text{тр}} > t_3) \exp(-\lambda t_3). \quad (9.45)$$

Наиболее эффективными средствами повышения надежности трансформаторов являются снижение их перегрева или использование новых материалов, допускающих большие перегревы, и переход на новые конструкции, работающие на повышенных частотах.

9.8. ОСОБЕННОСТИ ИМПУЛЬСНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Особенности режима работы импульсных трансформаторов. Импульсные трансформаторы предназначены для передачи коротких импульсов напряжения заданной формы. Они широко применяются в радиолокационной и телевизионной аппаратуре и в импульсной радиосвязи. С их помощью осуществляются повышение и понижение напряжения импульсов, изменение polarity и т. д. Импульсные трансформаторы должны возможно меньше искажать форму трансформируемых импульсов напряжения. Искажение формы обусловлено сложными переходными процессами, так как трансформатор имеет паразитную емкость и индуктивность.

Прямоугольный импульс можно разложить в ряд Фурье. Для того чтобы передать широкий спектр частот с наименьшими искажениями, необходимо иметь широкополосный трансформатор. По форме частотной характеристики трансформатора можно судить об искажении импульса. Однако при расчете импульсных трансформаторов удобнее непосредственно связывать изменение параметров трансформатора с искажениями формы импульса. Эти искажения могут характеризоваться временем нарастания фронта t_f и выбросом паузы (спадом плоской части импульса). Выброс паузы зависит от индуктивности первичной обмотки и, следовательно, определяется частотной характеристикой трансформатора в области низких частот. Время нарастания фронта t_f зависит от вида частотной характеристики трансформатора в области высших частот, которая определяется индуктивностью рассеяния и емкостью.

Искажения импульсного сигнала. Для того чтобы найти зависимость искажений импульсного сигнала от параметров трансформатора, рассмотрим процессы в трансформаторе с помощью схемы замещения на низких и высоких частотах. Пренебрегая индуктивностями рассеяния и емкостью, схему замещения для низких частот (рис. 9.1) можно представить в виде схемы, у которой в цепи, состоящей из $R_{э.н}$ и L_1 , действует ЭДС $e_э$, определяемая из выражения

$$e_э = e(R'_2 + R'_{н}) / (R_1 + R_i + R'_{н} + R'_2), \quad (9.46)$$

где R_i — внутреннее сопротивление источника напряжения; e — мгновенное значение ЭДС, действующей в цепи.

Дифференциальное уравнение такой цепи имеет вид

$$e_э(t) = i(t)R_{э.н} + L_1 di(t)/dt, \quad (9.47)$$

где

$$R_{\Sigma, \text{н}} = (R_i + R_1) (R'_{\text{н}} + R'_2) / (R_i + R_1 + R'_{\text{н}} + R'_2). \quad (9.48)$$

Решение уравнения (9.47) при подаче в цепь скачка напряжения имеет вид

$$i(t) = \left[\frac{e_{\Sigma}(t)}{R_{\Sigma, \text{н}}} 1 - e^{-(R_{\Sigma, \text{н}}/L_1)t} \right]. \quad (9.49)$$

При этом напряжение на индуктивности

$$U_{L_1}(t) = L_1 \frac{di(t)}{dt} = e_{\Sigma} e^{-R_{\Sigma, \text{н}} t / L_1}. \quad (9.50)$$

Напряжение на индуктивности в момент включения импульса ($t=0$)

$$U_{L_1}(t=0) = e_{\Sigma}. \quad (9.51)$$

Напряжение на индуктивности в момент окончания импульса

$$U_{L_1}(t = \tau_{\text{н}}) = e_{\Sigma} e^{(-R_{\Sigma, \text{н}}/L_1)\tau_{\text{н}}}. \quad (9.52)$$

При возрастании длительности импульса напряжение U_L к моменту его окончания стремится к нулю. Поэтому плоская часть импульса спадает. Крутизна спада определяется постоянной времени цепи $L_1/R_{\Sigma, \text{н}}$. Для уменьшения спада импульса при заданных $R_{\text{н}}$ и R_i , которые в основном определяют значение $R_{\Sigma, \text{н}}$, необходимо увеличивать индуктивность первичной обмотки.

Из (9.52) следует, что

$$L_1 = R_{\Sigma, \text{н}} \tau_{\text{н}} \ln \Delta^{-1}, \quad (9.53)$$

где

$$\Delta = U_{L_1}(t = \tau_{\text{н}}) / e_{\Sigma} \quad (9.54)$$

характеризует относительный спад напряжения на индуктивности L_1 или на сопротивлении $R'_2 + R'_{\text{н}}$ в конце импульса. Пользуясь (9.53), находим L_1 при заданных $R_{\Sigma, \text{н}}$, $\tau_{\text{н}}$ и Δ .

Из схемы замещения рис. 9.1 для высоких частот, пренебрегая влиянием L_1 , получаем цепь, состоящую из индуктивности рассеяния L_s и активного сопротивления

$$R_{\Sigma, \text{в}} = R_i + R_1 + R'_2 + R'_{\text{н}}. \quad (9.55)$$

Дифференциальное уравнение для такой цепи имеет вид:

$$e_{\Sigma}(t) = i(t) R_{\Sigma, \text{в}} + L_s di(t) / dt. \quad (9.56)$$

Под действием скачка напряжения $e(t)$ получим

$$i(t) = \frac{e_{\Sigma}}{R_{\Sigma, \text{в}}} [1 - e^{-(R_{\Sigma, \text{в}}/L_s)t}]. \quad (9.57)$$

Напряжение на нагрузке

$$U_{R'_{\text{н}}}(t) = i(t) R'_{\text{н}} = (e_{\Sigma} R'_{\text{н}} / R_{\Sigma, \text{в}}) [1 - e^{-(R_{\Sigma, \text{в}}/L_s)t}]. \quad (9.58)$$

После окончания переходного процесса

$$U_{R'_H}(t \rightarrow \infty) = e_s R'_H / R_{э.в}. \quad (9.59)$$

В относительных единицах

$$U_H(t) = U_{R'_H}(t) / U_{R'_H}(t \rightarrow \infty) = 1 - \exp(-R_{э.в} t / L_s) \quad (9.60)$$

или

$$\ln [1 - U_H(t)] = -(R_{э.в} / L_s) t. \quad (9.61)$$

При этом время достижения значения $U_H(t)$

$$t = (-L_s / R_{э.в}) \ln [1 - U_H(t)]. \quad (9.62)$$

Обычно в качестве характеристики времени нарастания импульса берут время, в течение которого $U_H(t)$ меняется от $U_{H1}(t_1) = 0,1$ до $U_{H2}(t_2) = 0,9$. Это время будем обозначать τ_Φ . Тогда $\tau_\Phi = t_2 - t_1$ и

$$L_s = \tau_\Phi R_{э.в} / \ln [U_{H2} / (1 - U_{H2})] = \tau_\Phi R_{э.в} / \ln 9. \quad (9.63)$$

Таким образом, чем быстрее должен нарастать импульс, т. е. чем меньше τ_Φ , тем меньше допустимая индуктивность рассеивания. Дополнительные искажения фронта импульса вызываются действием собственной емкости трансформатора $C_{тр}$.

При жестких требованиях к форме импульса, т. е. когда $\tau_\Phi \ll \tau_i$, конструирование импульсных трансформаторов вызывает много трудностей из-за противоречивости требований увеличения L_1 и уменьшения L_s и $C_{тр}$. Методика расчета импульсных трансформаторов по заданным параметрам предусматривает выбор типоразмера сердечника, определение числа витков, диаметра провода и т. д.

Особенности конструкций импульсных трансформаторов. После того как трансформатор спроектирован, необходимо произвести вероятностно-статистический анализ его параметров, пользуясь методикой, изложенной в § 9.6, и дать оценку допустимости отклонений, а также подобрать допуски на элементы конструкции. В связи с возможными отклонениями параметров может возникнуть необходимость корректировки конструкции трансформаторов.

Требования, предъявляемые к импульсному трансформатору, существенно отличаются от тех, которые предъявляются, например, к трансформаторам согласования, работающим в области звуковых частот. Это приводит к тому, что конструкции импульсных трансформаторов специфичны. Основной особенностью конструкции импульсных трансформаторов является необходимость использования сердечников с высокой магнитной проницаемостью для обеспечения работы в широком диапазоне частот (1 ... 20 МГц) [63].

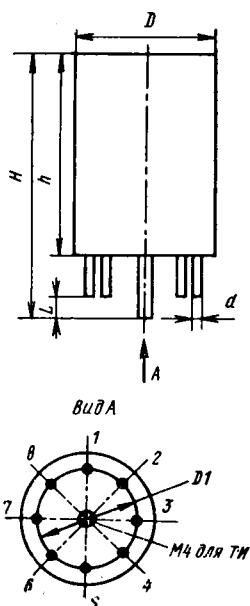


Рис. 9.28

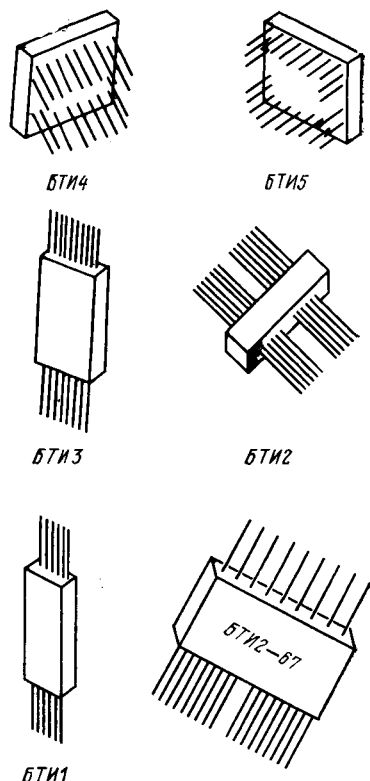


Рис. 9.29

Наиболее часто импульсные трансформаторы используют при длительности импульсов $0,2 \dots 100$ мкс с длительностью фронта $0,01 \dots 0,2$ мкс. При длительности фронта $0,01$ мкс спектр импульса охватывает область частот до 100 МГц. При больших длительностях фронта он соответственно сужается. Поэтому для импульсных трансформаторов используют сердечники тороидальной формы, изготовленные из тонких сортов электротехнических сталей и сплавов (толщиной ленты $0,1 \dots 0,01$ мм в зависимости от длительности импульса) или ферритов. Для уменьшения индуктивности рассеивания намотку провода осуществляют с малым количеством слоев или применяют другие конструктивные методы, например параллельную намотку первичной и вторичной обмоток. Для уменьшения емкости обмотки разделяются на секции. Для повышения влагостойкости трансформаторы пропитывают компаундом и дополнительно герметизируют с помощью обволакивания или заливки.

В связи с широким применением импульсных трансформаторов в РЭА они нормализованы и наиболее часто используемые

варианты выпускаются специализированными предприятиями. Разработаны и выпускаются импульсные трансформаторы и блоки импульсных трансформаторов, приспособленных для использования в аппаратуре с печатным монтажом и в аппаратуре на ИС. В качестве примера приведем конструкции многообмоточных импульсных трансформаторов ТИМ и блоков трансформаторов БТИ. На рис. 9.28 дан чертеж внешнего вида трансформаторов с указанием размеров. Эти трансформаторы предназначены для работы в конструкциях печатных плат: разработано 11 типономиналов, отличающихся по длительности импульсов и количеству обмоток. На рис. 9.29 показан внешний вид блоков трансформаторов типа БТИ. Они выпускаются в пяти конструктивных вариантах: БТИ1, БТИ2, БТИ3, БТИ4 с планарными, а БТИ5 со штырьковыми выводами.

Трансформаторы типа ТИ работают в импульсном режиме с импульсами длительности от 0,5 до 100 мкс и амплитудой 50 В, типа ТИМ — с импульсами длительностью 0,2...100 мкс и амплитудой до 30 В. В зависимости от требуемой длительности импульса трансформаторы подразделяются на группы, каждая из которых содержит трансформаторы с различными числом обмоток и коэффициентом трансформации.

Трансформаторы типов ТИ и ТИМ унифицированы и конструкции их составляют ряд, в который входят 350 типоразмеров ТИ и 252 типоразмера ТИМ [63].

Причины отказов импульсных трансформаторов отличаются от тех, которые характерны для трансформаторов питания и согласования. Они работают в импульсном режиме с малой средней мощностью, т. е. с относительно небольшим перегревом, но в них действуют большие импульсные механические напряжения, приводящие к отказу. Значения λ -характеристик импульсных трансформаторов примерно составляют $(0,03 \dots 0,24) \cdot 10^{-6}$.

9.9. ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Трансформаторы являются элементами конструкции РЭА, которые за последние годы значительно усовершенствованы. Однако прогресс их конструктивно-технологических характеристик оказался значительно меньшим, чем у других ЭРЭ. Масса и габариты трансформаторов относительно массы и габаритов других элементов возросли. Это привело к сокращению использования трансформаторов в РЭА, особенно трансформаторов согласования, которые теперь находят применение в основном в мощных усилителях звуковых сигналов в бытовой аппаратуре.

Выпускаются импульсные компактные трансформаторы на малые мощности, согласующиеся с аппаратурой на ИС и облегчающие проектирование РЭА. Некоторое применение имеют также мощные импульсные трансформаторы, в основном в импульсных радиопередающих устройствах.

Большое влияние на конструкцию РЭА и ее конструктивно-технологические характеристики оказывают трансформаторы питания. Поскольку параметры активных элементов РЭА, в том числе диодов, являющихся основными элементами в устройствах питания, значительно улучшены, оказалось, что трансформаторы питания, совершенствование которых шло значительно медленнее, остаются наиболее тяжелыми и громоздкими и в то же время наименее надежными элементами аппаратуры.

Масса и габариты устройств питания составляли до 0,5 общей массы и габаритов РЭА, и на их долю приходилось в некоторых случаях до 50 % отказов. Это выдвинуло задачу совершенствования трансформаторов питания. Основные трудности при этом определяются тем, что материалы магнитопроводов имеют ограниченные магнитную проницаемость и индукцию насыщения и большие потери. Прогресс в конструкциях трансформаторов определен совершенствованием магнитных материалов, в том числе ферритов, пригодных для использования в трансформаторах питания. В результате созданы трансформаторы питания, предназначенные для использования на частоте до 50...200 кГц при допустимом уровне потерь в магнитопроводе и больших индукциях. В перспективе намечается дальнейшее улучшение их показателей, применение ИВЭП с бестрансформаторным входом.

Повышение частоты позволило существенно уменьшить массу и габариты трансформаторов. Использование более высоких частот в устройствах питания способствовало также применению электролитических конденсаторов, у которых увеличена максимальная рабочая частота, и монолитных керамических конденсаторов, у которых увеличилась емкость.

Повышение частоты в устройствах питания позволило значительно сократить их массу и габариты и одновременно повысить надежность.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Основные направления экономического и социального развития СССР 1986—1990 г. и на период до 2000 года. Материалы XXVII съезда КПСС. — М.: Политиздат, 1985.
2. Рычина Т. А. Электрорадиоэлементы. — М.: Сов. радио, 1976. — 326 с.
3. Васенков А. А., Федотов Я. А. Интегральная электроника динамических и статических неоднородностей// Электронная промышленность. — 1983. — № 1. — С. 21—24.
4. Васенков А. А., Федотов Я. А. Функциональная электроника. Основные направления работ// Электронная промышленность. — 1983. — № 8. — С. 3—5.
5. Федотов Я. А. Твердотельная электроника// Радио. — 1981. — № 9. — С. 1—6.
6. Федотов Я. А. От схемотехнической электроники к функциональной// Радио. — 1986. — № 9. — С. 12—14.
7. Гуткин Л. С. Современная радиоэлектроника и ее проблемы. — М.: Сов. радио, 1980. — 190 с.
8. Пестряков В. Б., Кузенков В. Д. Радиотехнические системы. — М.: Радио и связь, 1984. — 336 с.
9. Гелль П. П., Иванов-Есипович Н. К. Конструирование и микроминиатюризация радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд., 1984. — 536 с.
10. Компоновка и конструкции радиоэлектронной аппаратуры/ Под ред. Б. Ф. Высоцкого, В. Б. Пестрякова, О. А. Пятлина. — М.: Сов. радио, 1982. — 206 с.
11. Купцов В. И. Детерминизм и вероятность. — М.: Политиздат, 1976. — 256 с.
12. Винокуров В., Зуев К. Актуальные проблемы развития вычислительной техники// Коммунист. — 1985. — № 5. — С. 18—29.
13. Краснов В., Приходько В. Гибкие системы: проблемы внедрения// Коммунист. — 1985. — № 12. — С. 35—42.
14. Деньдобренко Б. Н., Малика А. С. Автоматизация конструирования РЭА. — М.: Высш. шк., 1980. — 384 с.
15. Ермолаев Ю. В., Крюков Ю. Г., Пономарев М. Ф. Конструкции и технологии микросхем (ГИС и БГИС)/ Под ред. Ю. П. Ермолаева. — М.: Сов. радио, 1980. — 254 с.
16. Сапаров В. Е., Максимов Н. А. Системы стандартов в электросвязи и радиоэлектронике. — М.: Радио и связь, 1985. — 248 с.
17. Методика выбора показателей для оценки надежности сложных технических систем. — М.: Изд-во стандартов, 1977. — 44 с.
18. Краткий философский словарь/ Под ред. А. В. Петровского и М. Г. Ярошевского. — М.: Политиздат, 1985. — 432 с.
19. Пестряков В. Б. Основы теории технической эксплуатации аппаратуры. — М.: МЭИС, 1985. — 92 с.
20. Пестряков В. Б., Андреева В. В. Индивидуальное прогнозирование состояния РЭА с использованием теории распознавания образов. — Куйбышев (Куйбышевский авиационный ин-т). — 1980. — 88 с.
21. Дружинин Г. В. Методы оценки и прогнозирования качества. — М.: Радио и связь, 1982. — 160 с.
22. Майоров А. В., Потюков Н. П. Планирование ускоренных испытаний на надежность устройств электронной автоматики. — М.: Радио и связь, 1982. — 144 с.

23. Рычина Т. А. Взаимосвязь оптимальной и квазиоптимальной процедур прогнозирования // Межвузовский сборник. — Ряз. РТИ, 1983. — С. 85—87.
24. ГОСТ 16962—71. Изделия электронной техники и электроники. Механические и климатические воздействия. Требования и методы испытаний. — М.: 1972. — 98 с.
25. Носов Ю. Р., Сидоров А. С. Оптроны и их применение. — М.: Радио и связь, 1981. — 278 с.
26. Коммутационные устройства радиоэлектронной аппаратуры / Г. Я. Рыбин, Б. Ф. Ивакин, И. В. Вьюков и др.; Под ред. Г. Я. Рыбина. — М.: Сов. радио, 1985. — 264 с.
27. Харазов К. И. Переключатели с магнитоуправляемыми контактами. — М.: Энергия, 1978. — 80 с.
28. Рыбин Г. Я., Ивакин Б. Ф., Животченко А. Д., Соболев В. В. Слаботочные реле. — М.: Сов. радио, 1982. — 80 с.
29. Полупроводниковые оптоэлектронные приборы: Справочник. — М.: Энергоиздат, 1984. — 184 с.
30. Савченко В. С., Мельников А. В., Карнишин В. И. Соединители радиочастотные коаксиальные. — М.: Сов. радио, 1977. — 46 с.
31. Горячева Г. А., Добромислов Е. Р. Конденсаторы: Справочник. — М.: Радио и связь, 1984. — 376 с.
32. Резисторы: Справочник / Андреев Ю. Н., Антонян А. И., Иванов Д. М. и др. — М.: Энергия, 1980. — 352 с.
33. Зайцев Ю. В. Переменные резисторы. — М.: Энергоиздат, 1984. — 359 с.
34. Васильева А. С., Завалина И. П., Калинин Р. С. Катушки индуктивности аппаратуры связи. — М.: Связь, 1973. — 200 с.
35. Ненашев А. П., Коледов Л. А. Основы конструирования микроэлектронной аппаратуры. — М.: Радио и связь, 1981. — 300 с.
36. Кустов О. В., Лундин В. З. Операционные усилители в линейных цепях. — М.: Связь, 1978. — 144 с.
37. Приборы с зарядовой связью: Пер. с англ. под ред. М. Хоувза, Д. Морганна. — М.: Энергоиздат, 1981. — 370 с.
38. Речицкий В. И. Радиоконпоненты на поверхностных акустических волнах. — М.: Радио и связь, 1984. — 112 с.
39. Орлов В. С., Бондаренко В. С. Фильтры на поверхностных акустических волнах. — М.: Радио и связь, 1984. — 276 с.
40. Фильтры на поверхностных акустических волнах: расчет, технология и применение / Под ред. Г. Мэттьюза. — М.: Радио и связь, 1981. — 472 с.
41. Пестряков В. Б., Рылов В. С., Рычина Т. А. Микроэлектроника и проблемы фильтрации в радиотехнике // Межвузовский сборник. — Казан. авиац. ин-т, 1984. — С. 9—18.
42. Пономарев М. Ф. Конструкции и расчет микросхем и микроэлементов ЭВА. — М.: Радио и связь, 1982. — 285 с.
43. Калабеков Б. А., Мамзевлев И. А. Основы автоматики и вычислительной техники. — М.: Связь, 1980. — 296 с.
44. Никитов В. А. Перспективы развития и применения ЗУ на ЦМД // Зарубежная электроника. — 1981. — № 2. — С. 79—92.
45. Альтман Л. ПЗС и ЦМД ЗУ — новые компоненты для высококачественных систем памяти // Электроника. — 1978. — Т. 51, № 8. — С. 34—45.
46. Полупроводниковые запоминающие устройства и их применение / В. П. Андреев, В. В. Баранов, Н. В. Бекин и др.; Под ред. Ю. А. Гордонова. — М.: Радио и связь, 1981. — 344 с.
47. Саямов Э. А. Средства воспроизведения и отображения информации. — М.: Высш. школа, 1982. — 335 с.
48. Смоляров А. М. Системы отображения информации и инженерная психология. — М.: Высш. школа, 1982. — 272 с.
49. Дисплеи: Пер. с англ. / Под ред. Ж. Панкова. — М.: Мир, 1982. — 320 с.
50. Берг А., Дин П. Светодиоды: Пер. с англ. — М.: Мир, 1979. — 686 с.
51. Быстров Ю. А., Литвак И. И., Персианов Г. М. Электронные приборы для отображения информации. — М.: Радио и связь, 1985. — 240 с.
52. Яблонский Ф. М., Троицкий Ю. В. Средства отображения информации. — М.: Высш. школа, 1985. — 200 с.

53. Ревенко В. Н., Сегал В. М. Комплексы средств отображения информации. — М.: Радио и связь, 1985. — 216 с.
54. Мазур А. И., Грачев В. Н. Электрохимические индикаторы. — М.: Радио и связь, 1985. — 128 с. (Массовая б-ка инженера «Электроника»; Вып. 47).
55. Низковольтные катодолюминесцентные индикаторы/ Б. И. Горфинкель, Б. В. Абалдуев, Р. С. Медведев и др. — М.: Радио и связь, 1983. — 112 с. (Массовая б-ка инженера «Электроника»; Вып. 35).
56. Згурский В. С., Лисицин Б. Л. Элементы индикации: Справочник. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Энергия, 1980. — 304 с.
57. Лямычев И. Я. Устройства отображения информации с плоскими экранами. — М.: Радио и связь, 1983. — 208 с.
58. Коган Л. М. Полупроводниковые светонизлучающие диоды. — М.: Энергоатомиздат, 1983. — 208 с.
59. Источники вторичного электропитания: Справочное пособие/ С. С. Букреев, В. А. Головацкий, Г. Н. Гулякович и др.; Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1983. — 280 с.
60. Мазель К. Б. Трансформаторы электропитания. — М.: Энергоиздат, 1982. — 77 с.
61. Каретникова Е. И., Рычина Т. А., Ермаков А. И. Трансформаторы питания и дроссели фильтров для РЭА. — М.: Сов. радио, 1973. — 178 с.
62. Бертинов А. И., Кофман Д. Б. Торондальные трансформаторы статических преобразователей. — М.: Энергия, 1970. — 92 с.
63. Сидоров И. Н., Мукосеев В. В., Христинин А. А. Малогабаритные трансформаторы и дроссели: Справочник. — М.: Радио и связь, 1985. — 413 с.
64. Гольденберг Л. М., Бутыльский Ю. Т., Поляк М. Н. Цифровые устройства на интегральных схемах в технике связи. — М.: Связь, 1979. — 231 с.
65. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации/ В. Б. Пестряков, В. П. Афанасьев, В. Л. Гурвиц и др. — М.: Сов. радио, 1973. — 423 с.
66. Магнитные доменные логические и запоминающие устройства/ М. А. Боярченко, Н. Л. Прохоров, В. К. Раев, Ю. Д. Розенталь. — М.: Энергия, 1977. — 172 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Глава 1. РАДИОЭЛЕКТРОННАЯ АППАРАТУРА И ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА	5
1.1. Радиотехника и радиоэлектронная аппаратура	5
1.2. Элементная база радиоэлектронной аппаратуры	7
1.3. Комплексное использование в РЭА электрорадиоэлементов, интеграль- ных микросхем, устройств функциональной электроники, дискретных транзисторов и электровакуумных приборов	10
1.4. Развитие элементной базы	14
1.5. Задачи конструкторов-технологов РЭА в исследовании, проектирова- нии, производстве электрорадиоэлементов и устройств функциональ- ной электроники	15
1.6. Методология проектирования и применения электрорадиоэлементов и устройств функциональной электроники	17
Глава 2. НАДЕЖНОСТЬ ЭЛЕМЕНТОВ И ЕЕ ЗНАЧЕНИЕ	35
2.1. Надежность	35
2.2. Модели отказов электрорадиоэлементов и устройств функциональной электроники	39
2.3. Индивидуальное прогнозирование качества и надежности элементов	45
2.4. Метод ускоренных испытаний устройств функциональной электроники и электрорадиоэлементов	53
Глава 3. УСТРОЙСТВА КОММУТАЦИИ И СОЕДИНИТЕЛИ	56
3.1. Функции соединителей и коммутационных устройств, параметры и требования	56
3.2. Оптоэлектронные бесконтактные коммутационные устройства	62
3.3. Принцип действия и возможности полупроводниковых коммутаторов	70
3.4. Контактные коммутационные устройства и соединители. Принцип дей- ствия и контактное сопротивление	72
3.5. Физико-химические процессы в электрических контактах	80
3.6. Анализ точности параметров электрорадиоэлементов на примере контактного нажатия. Надежность контактных устройств	86
3.7. Особенности конструирования контактных устройств	92
3.8. Перспективы развития коммутационных устройств и соединителей	100
Глава 4. КОНДЕНСАТОРЫ, КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ, РЕЗИС- ТОРЫ	102
4.1. Применение дискретных конденсаторов, резисторов и катушек индук- тивности в РЭА	102
4.2. Конденсаторы	104
4.3. Катушки индуктивности	119
4.4. Резисторы	128
4.5. Прогнозирование качества электрорадиоэлементов на примере рези- сторов	140
Глава 5. АНАЛОГОВЫЕ ФИЛЬТРЫ	143
5.1. Задачи фильтрации в радиотехнике	143
5.2. Фильтры LC	151

5.3. Электромеханические и пьезоэлектрические фильтры	158
5.4. Активные фильтры	173
Глава 6. ФИЛЬТРЫ НА ОСНОВЕ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ, НА ПРИБОРАХ С ЗАРЯДОВОЙ СВЯЗЬЮ И НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ	181
6.1. Краткие сведения о принципах действия дискретных и цифровых фильтров	181
6.2. Дискретные фильтры и их характеристики	189
6.3. Фильтры на приборах с зарядовой связью	194
6.4. Фильтры на поверхностных акустических волнах	207
6.5. Проектирование и конструирование фильтров на поверхностных акустических волнах	218
6.6. Краткие сведения о цифровых фильтрах	229
6.7. Рекомендации по выбору фильтров при конструировании РЭА	235
Глава 7. ЭЛЕМЕНТЫ ЗАПОМИНАЮЩИХ УСТРОЙСТВ	237
7.1. Определения, классификация и параметры	237
7.2. Физические явления, используемые в элементах запоминающих устройств	239
7.3. Элементы запоминающих устройств на ферритовых сердечниках	241
7.4. Элементы запоминающих устройств на цилиндрических магнитных доменах	249
7.5. Элементы запоминающих устройств на приборах с зарядовой связью	262
7.6. Краткие сведения о полупроводниковых элементах запоминающих устройств	263
7.7. Рекомендации по применению в РЭА запоминающих устройств на различных элементах	270
Глава 8. ЭЛЕМЕНТЫ ИНДИКАЦИИ УСТРОЙСТВ ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ	272
8.1. Классификация элементов индикации	272
8.2. Психофизиологические особенности зрения	276
8.3. Характеристики элементов индикации	280
8.4. Вакуумные люминесцентные индикаторные элементы	283
8.5. Газоразрядные элементы индикации	288
8.6. Полупроводниковые элементы индикации	296
8.7. Элементы индикации на жидких кристаллах	302
8.8. Рекомендации по выбору элементов индикации устройств отображения информации для РЭА	309
8.9. Перспективы развития элементов индикации	313
Глава 9. ТРАНСФОРМАТОРЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ	314
9.1. Определения, классификация и применение в аппаратуре	314
9.2. Принцип действия, схема замещения трансформатора	316
9.3. Основные расчетные соотношения и параметры трансформаторов питания	319
9.4. Трансформаторы питания для статических преобразователей	326
9.5. Особенности конструкций трансформаторов питания	330
9.6. Вероятностно-статистический анализ характеристик трансформаторов питания	334
9.7. Вероятностная теория старения при длительном функционировании. Надежность	338
9.8. Особенности импульсных трансформаторов	341
9.9. Перспективы развития трансформаторов	345
Список литературы	347

Учебное издание

Рычина Тамара Андреевна
Зеленский Анатолий Васильевич

УСТРОЙСТВА ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ
И ЭЛЕКТРОРАДИОЭЛЕМЕНТЫ

Учебник

Заведующий редакцией <i>П. И. Никонов</i>	Редакторы <i>Л. Г. Селиванова, Н. В. Ефимова</i>
Художественный редактор <i>А. С. Широков</i>	Переплет художника <i>Ю. В. Архангельского</i>
Технический редактор <i>З. Н. Ратникова</i>	Корректор <i>Н. Л. Жукова</i>

ИБ № 458

Сдано в набор 23.05.83	Подписано в печать 19.09.88	Т-15605
Формат 60×90 ¹ / ₁₆	Бумага тип. № 2	Гарнитура литературная
Печать высокая	Усл. печ. л. 22,0	Усл. кр. отт. 22,0
Уч.-изд. л. 23,87	Тираж 10 000 экз.	Изд. № 20272
Зак. № 6459	Цена 1 р. 10 к.	

Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

Ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени МПО «Первая Образцовая типография имени А. А. Жданова» Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли: 113054, Москва, Валовая, 28.